

เทคนิคใหม่ในการวิเคราะห์เสถียรภาพและออกแบบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ  
ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ใช้การควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม

นาย สุรพงศ์ สุวรรณภวิน

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2544

ISBN 974-17-0025-3

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A NOVEL STABILITY ANALYSIS AND DESIGN TECHNIQUE FOR A DECOUPLING  
CONTROL BASED SPEED-SENSORLESS INDUCTION MOTOR DRIVE

Mr. Surapong Suwankawin

A Dissertation Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2001

ISBN 974-17-0025-3

หัวข้อวิทยานิพนธ์

เทคนิคใหม่ในการวิเคราะห์เสถียรภาพและออกแบบระบบขับเคลื่อน  
มอเตอร์เหนี่ยวนำไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ใช้การควบคุมแบบแยกการ  
เชื่อมรวม

โดย

นายสุรพงศ์ สุวรรณกวิน


สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า


อาจารย์ที่ปรึกษา


อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับนี้เป็นส่วน  
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาตรีบัณฑิต

  
..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์  
(ศาสตราจารย์ ดร.สมศักดิ์ ปัญญาแก้ว)


คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

  
..... ประธานกรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร.ยุหนานา กุลวิทิต)

  
..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(อาจารย์ ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์)

  
..... กรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร.วราภรณ์ เชาววิศิษฏ์)

  
..... กรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย ฉัตรรัตน์)

  
..... กรรมการ  
(ดร. กนกเวทย์ ตั้งพิมพ์รัตน์)

สุรพงศ์ สุวรรณกวิน: เทคนิคใหม่ในการวิเคราะห์เสถียรภาพและออกแบบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ใช้การควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม. (A NOVEL STABILITY ANALYSIS AND DESIGN TECHNIQUE FOR A DECOUPLING CONTROL BASED SPEED-SENSORLESS INDUCTION MOTOR DRIVE) อ. ที่ปรึกษา : อ.ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์, 211 หน้า. ISBN 974-17-0025-3.

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วรูปแบบใหม่ที่ใช้หลักการควบคุมแบบแยกอิสระในการควบคุมแบบเวกเตอร์และใช้ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวในการประมาณค่าความเร็ว การควบคุมเวกเตอร์แบบแยกอิสระที่นำเสนอได้ถูกบูรณาการเข้ากับตัวสังเกตแบบปรับตัวเพื่อลดความซับซ้อนของแบบจำลองที่ใช้ในระบบ และมีการเพิ่มวงรอบควบคุมกระแสเข้าไปในส่วนควบคุมเวกเตอร์เพื่อลดทอนความผิดพลาดและความเพี้ยนของกระแสเดเตอร์ที่เกิดจากการประวิงเวลาสวิตช์และความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง งานวิจัยนี้ได้นำเสนอแนวทางใหม่ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วและได้เงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอสำหรับความมีเสถียรภาพที่ชัดเจนในเชิงสมการ เงื่อนไขเสถียรภาพที่ได้ชี้ให้เห็นว่าระบบประมาณจะขาดเสถียรภาพในย่านความเร็วต่ำในสภาวะการทำงานแบบคั่นพลังงาน นอกจากนี้ยังได้อธิบายปรากฏการณ์การขาดเสถียรภาพจากมุมมองของวงจรสมมูล เพื่อให้เกิดความเข้าใจได้โดยง่ายว่าพฤติกรรมของความไม่มีเสถียรภาพเป็นคุณสมบัติที่แฝงอยู่ในตัวสังเกตแบบปรับตัว และสาเหตุของการขาดเสถียรภาพมาจากลักษณะสมบัติทางพลวัตของตัวมอเตอร์และทิศทางของค่าผิดพลาดของกระแสเดเตอร์ที่ถูกใช้ในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ ผู้วิจัยได้เสนอวิธีใหม่ในการออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตเพื่อปรับปรุงเสถียรภาพตลอดทั้งย่านการทำงานโดยเฉพาะอย่างยิ่งในโหมดการทำงานแบบคั่นพลังงาน และได้พิสูจน์ความมีเสถียรภาพของระบบเมื่อใช้ของค่าอัตราขยายป้อนกลับด้วยวิธีของ Lyapunov นอกจากนี้งานวิจัยนี้ยังได้นำเสนอแนวทางการออกแบบค่าอัตราขยายการปรับตัว โดยพิจารณาจากผลตอบสนองแบบแรมป์ และได้แสดงให้เห็นว่าค่าอัตราขยายการปรับตัวแบบอินทิเกรตจะเป็นตัวกำหนดขอบเขตความผิดพลาดของการประมาณค่าความเร็วในช่วงเร่งและลดความเร็ว ในขณะที่ความไวของระบบประมาณต่อสัญญาณรบกวนที่มาจากการตรวจจับกระแสจะขึ้นอยู่กับค่าอัตราขยายการปรับตัวเชิงสัดส่วน ทั้งนี้ค่าความถี่หักมุมของอัตราขยายการปรับตัวจะต้องมีค่าที่เหมาะสมเพื่อไม่ให้เป็นระบบประมาณเกิดการแกว่ง ผลจำลองการทำงานและผลการทดลองได้ยืนยันถึงความถูกต้องของผลทางทฤษฎีทั้งหมดที่พัฒนาขึ้น

ภาควิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า	ลายมือชื่อนิสิต.....
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า	ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....
ปีการศึกษา	2544	ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม



# # 3972925021: MAJOR POWER ELECTRONICS

KEY WORD: SENSORLESS / VECTOR CONTROL / DECOUPLING CONTROL / ADAPTIVE OBSERVER / STABILITY

SURAPONG SUWANKAWIN: A NOVEL STABILITY ANALYSIS AND DESIGN TECHNIQUE FOR A DECOUPLING CONTROL BASED SPEED-SENSORLESS INDUCTION MOTOR DRIVE. THESIS ADVISOR: DR. SOMBOON SANGWONGWANICH, pp. 211. ISBN 974-17-0025-3.

A new sensorless induction motor drive based on a modified decoupling control and an adaptive full-order observer is proposed in this dissertation. The modified decoupling control is integrated with the adaptive observer to eliminate model redundancy and to reduce the complexity of the whole system. A current control loop is introduced into the decoupling control to improve the performance in the low speed range, and the current controller effectively attenuates the waveform distortion and tracking error of the stator current, which are caused by the dead-time effect, and non-ideal switching devices. Stability of the speed estimation is analyzed using a newly introduced analyzing method, and the necessary and sufficient conditions for the stability of the speed estimation are analytically derived. It is indicated that the adaptive observer can be unstable in the low speed region with regenerative loads. Physical insights into the instability phenomenon are also given from the viewpoint of equivalent circuits. It is revealed that the instability behavior is an inherent property of the adaptive observer, and that the dynamic characteristic of the motor itself together with the direction of the current error, which we observe and use to estimate the rotor speed, are the sources of the instability. A novel feedback gain of the adaptive observer is then proposed to restore the stability for the whole operation especially in the regenerative mode. Stability improvement using the proposed feedback gain is rigorously proven by the method of Lyapunov. In addition, the ramp response characteristic of the speed estimator is proposed as a design guideline for the adaptation PI gain. It is shown that the integral adaptation gain determines the tracking error of the speed estimator during acceleration/deceleration while the sensitivity to current measurement noises depends on the proportional adaptation gain. It is also pointed out that a suitable corner frequency of the adaptation PI gain is required as a design trade-off to avoid an oscillation. The validity of all theoretical results is verified by simulation and experiment.

Department/Program..... Electrical Engineering ..... Student's signature.....  
 Field of study..... Electrical Engineering ..... Advisor's signature.....  
 Academic year..... 2001 ..... Co-advisor's signature.....

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยความช่วยเหลือและเอาใจใส่เป็นอย่างดีของอาจารย์ ดร.สมบุญ แสงวงศ์ วาณิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือด้านต่างๆที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยตลอดมา ขอขอบคุณศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ (NECTEC) และโครงการศิษย์ก้นกุฏิที่ให้การสนับสนุนทุนวิจัย รวมถึงบริษัท เอ.พี.วาย เอ็นจิเนียริง จำกัดที่ให้ความช่วยเหลือทางด้านอุปกรณ์และเครื่องมือในการทำวิจัย

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขอขอบพระคุณบิดา มารดา และญาติพี่น้อง ผู้ซึ่งให้โอกาสทางการศึกษาและเป็นกำลังใจด้วยดีเสมอมา

สารบัญเรื่อง

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	จ
กิตติกรรมประกาศ .....	ฉ
สารบัญเรื่อง .....	ช
สารบัญตาราง .....	ญ
สารบัญภาพ .....	ฎ
รายการสัญลักษณ์ .....	ด
 บทที่	
1 บทนำ .....	1
1.1 การควบคุมอินเวอร์เตอร์ประเภทต่างๆในอุตสาหกรรม .....	1
1.1.1 การควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ V/F .....	1
1.1.2 การควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบเวกเตอร์ .....	1
1.1.3 การควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว .....	2
1.2 วิธีการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์สำหรับระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว .....	4
1.2.1 วิธีการประมาณค่าความเร็วจากฮาร์มอนิกของโรเตอร์สล็อต .....	4
1.2.2 วิธีคำนวณค่าโดยตรง .....	5
1.2.3 วิธีการประมาณด้วยการปรับแบบจำลอง .....	7
1.3 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย .....	14
1.4 ขอบเขตการวิจัย .....	15
2 การควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วม .....	17
2.1 แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำ .....	18
2.1.1 การนำเสนอในรูปแบบของสเปซเวกเตอร์ .....	18
2.1.2 การย้ายแกนอ้างอิงของสเปซเวกเตอร์ .....	19
2.1.3 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ .....	19
2.1.4 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ .....	21
2.2 ทฤษฎีการควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วม .....	22
2.3 เปรียบเทียบการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมโดยวิธีของ K. Ohnishi และ F. Harashima .....	26
2.4 ผลจำลองการทำงานและผลการทดสอบสมรรถนะของระบบควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม .....	28
2.5 การปรับปรุงการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมด้วยวงรอบควบคุมกระแส .....	30
2.5.1 การควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแส .....	40
2.5.2 การออกแบบตัวควบคุมกระแสในการควบคุมแยกการเชื่อมร่วม .....	41
2.5.3 ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแส .....	46

## สารบัญเรื่อง (ต่อ)

บทที่	หน้า
3 การควบคุมแวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว .....	57
3.1 การประมาณค่าความเร็วด้วยตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว .....	57
3.1.1 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ .....	57
3.1.2 ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ .....	58
3.1.3 ผลจำลองการทำงานระบบควบคุมแวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว .....	60
3.2 โครงสร้างของระบบควบคุมแวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจากการช้้าซ้อนของแบบจำลอง ...	61
3.2.1 ระบบสังเกตบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ .....	65
3.2.2 การบูรณาการระบบควบคุมแบบแวกเตอร์และตัวสังเกต .....	66
3.2.3 ระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วด้วยการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมโดยวิธีของ T. Okuyama .....	69
3.3 การจำลองการทำงานและผลการทดลองของระบบควบคุมแวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจาก ความช้้าซ้อนของแบบจำลองมอเตอร์ .....	70
4 เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว .....	81
4.1 สมการค่าผิดพลาดในการประมาณ .....	82
4.2 เงื่อนไขการประมาณค่าได้ .....	83
4.3 การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎี Hyperstability .....	85
4.3.1 คุณสมบัติของส่วนไม่เชิงเส้นป้อนกลับ .....	86
4.3.2 คุณสมบัติ SPR ของฟังก์ชันโอนย้าย $G(s)$ .....	88
4.4 การวิเคราะห์เสถียรภาพบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ด้วยวิธีเชิงพารามิเตอร์ .....	89
4.4.1 บล๊อกไดอะแกรมของค่าผิดพลาดบนแกนอ้างอิงหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์ .....	89
4.4.2 เสถียรภาพและเงื่อนไขศูนย์ที่มีเสถียรภาพ .....	91
4.4.3 ขอบเขตความถี่เสถียรภาพบนระนาบความเร็วและแรงบิด .....	94
4.4.4 ผลจำลองการทำงานและผลการทดลอง .....	96
4.4.5 ความหมายทางกายภาพของจุดทำงานวิกฤตอธิบายจากวงจรมุมมุด .....	97
4.5 เปรียบเทียบผลการวิเคราะห์เสถียรภาพที่นำเสนอกับการวิเคราะห์ด้วยวิธีอื่นๆ .....	98
5 การออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับสำหรับตัวสังเกตแบบปรับตัว .....	107
5.1 วิธีการออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับ .....	108
5.1.1 อัตราขยายป้อนกลับกับเสถียรภาพของระบบประมาณ .....	108
5.1.2 การพิสูจน์เสถียรภาพของระบบประมาณด้วยวิธีของ Lyapunov .....	108
5.1.3 อัตราขยายป้อนกลับกับลักษณะสมบัติของตัวสังเกต .....	111
5.1.4 ผลจำลองการทำงานและผลการทดลอง .....	115
5.2 เปรียบเทียบการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับด้วยวิธีอื่นๆ .....	116

สารบัญเรื่อง (ต่อ)

บทที่	หน้า
5.2.1 วิธีของ H. Sugimoto .....	121
5.2.2 วิธีของ H. Kubota .....	121
5.2.3 วิธีของ G.C. Verghese .....	125
6 การออกแบบอัตราขยายการปรับตัว .....	128
6.1 การออกแบบค่าอัตราขยายการปรับตัว ( $K_p, K_I$ ) ของระบบประมาณค่าความเร็ว .....	128
6.1.1 ความเร็วในการติดตามค่าความเร็วที่เปลี่ยนแปลง .....	128
6.1.2 ความไวต่อสัญญาณรบกวน .....	131
6.1.3 ข้อจำกัดทางด้านเสถียรภาพ .....	139
7 บทสรุปและข้อเสนอแนะ .....	143
รายการอ้างอิง .....	146
ภาคผนวก .....	149
ภาคผนวก ก โครงสร้างฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ของระบบ .....	150
ภาคผนวก ข ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ .....	154
ภาคผนวก ค วิธีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วโดย G. Yang และ H. Kubota .....	157
ภาคผนวก ง ฟังก์ชันโอนย้าย $G(s)$ บนแกนอ้างอิงหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์ .....	162
ภาคผนวก จ เงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอสำหรับขั้วของตัวสังเกตที่มีเสถียรภาพ .....	165
ภาคผนวก ฉ การพิสูจน์เสถียรภาพของระบบประมาณที่ใช้อัตราขยายป้อนกลับด้วยทฤษฎี Hyperstability ....	168
ภาคผนวก ช บทความตีพิมพ์ .....	174
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์ .....	211

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1 ลักษณะสมบัติของการประมาณค่าความเร็วทั้ง 3 วิธี .....	12
ก.1 พิกัดและพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในงานวิจัย .....	150

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
1.1 โครงสร้างของการควบคุมแบบ V/F .....	1
1.2 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบ Vector Control .....	2
1.3 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบ Sensorless Vector Control .....	3
1.4 สมรรถนะของอินเวอร์เตอร์ประเภทต่างๆที่ใช้ในอุตสาหกรรม .....	3
1.5 หลักการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ในระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว .....	4
1.6 การประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ด้วยการคำนวณความถี่สลิปโดยตรง .....	5
1.7 การประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ด้วยวิธี MRAS .....	8
1.8 การประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ด้วยวิธี MRAS โดยใช้ค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ $\bar{e}_m - \hat{e}_m$ .....	9
1.9 การประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ด้วย Adaptive Observer .....	11
2.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก .....	19
2.2 การควบคุมฟลักซ์และแรงบิดด้วยการควบคุมกระแสสเตเตอร์ .....	23
2.3 หลักการควบคุมแรงบิดของการควบคุมแบบเวกเตอร์ .....	23
2.4 วิธีการคำนวณหาเวกเตอร์โรเตอร์ฟลักซ์ .....	23
2.5 ระบบควบคุมเวกเตอร์โดยทั่วไปที่ใช้วงรอบควบคุมกระแสที่มีแบนด์วิดธ์สูง .....	24
2.6 โครงสร้างของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแรงดันโดยอาศัยการควบคุมแยกการเชื่อมร่วม .....	27
2.7 โครงสร้างของการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมที่นำเสนอโดย K. Ohnishi และ F. Harashima .....	27
2.8 ระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม .....	28
2.9 ผลจำลองการเร่งและลดความเร็วของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วม .....	31
2.10 ผลการทดลองเร่งและลดความเร็วของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วม .....	32
2.11 ผลจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมในกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นที่ ความเร็ว 1000 rpm .....	33
2.12 ผลจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมในกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นที่ ความเร็ว 150 rpm .....	34
2.13 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมในกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 1000 rpm .....	35
2.14 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมในกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 150 rpm .....	36
2.15 ผลจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมในกรณีเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งใน ช่วงแคบ ( $\omega_m^* : 100 \text{ rpm} \rightarrow 200 \text{ rpm}$ ) .....	37
2.16 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมในกรณีเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วง แคบ ( $\omega_m^* : 100 \text{ rpm} \rightarrow 200 \text{ rpm}$ ) .....	38
2.17 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่ $\omega_m^* = 30 \text{ rpm}$ และไร้โหลด .....	39

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.18 ผลการทดลองของระบบควบคุมแวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่ $\omega_m^* = 30$ rpm และมีโหลดพิกัด ( $T_L = 10$ Nm) .....	39
2.19 ระบบควบคุมแยกการเชื่อมร่วมที่พิจารณาถึงผลกระทบจากแรงดันที่ผิดพลาด .....	40
2.20 ระบบควบคุมแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแสสำหรับลดทอนผลกระทบจากแรงดันที่ผิดพลาด .....	40
2.21 โครงสร้างของระบบควบคุมแวกเตอร์แบบแรงดันโดยอาศัยการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแส .....	41
2.22 บล็อกไดอะแกรมของวงรอบควบคุมกระแส .....	42
2.23 แรงดันเฟสที่หายไปเนื่องจากการประวิงเวลาและแรงดันตกคร่อมสวิตซ์กำลัง .....	42
2.24 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของค่าผิดพลาดของกระแสต่อผลของการประวิงเวลา .....	45
2.25 แผนผังการไหลของการออกแบบค่าอัตราขยายของตัวควบคุมกระแส .....	45
2.26 ระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแส .....	46
2.27 ผลการทดลองของระบบควบคุมแวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่ไม่มีการชดเชยผลของการประวิงเวลา ( $\omega_m^* = 150$ rpm และไร้โหลด) .....	49
2.28 ผลการทดลองของระบบควบคุมแวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่ไม่มีการชดเชยผลของการประวิงเวลามีแต่วงรอบควบคุมกระแส $K_{cp} = 5$ และ $K_{ci} = 500$ ( $\omega_m^* = 150$ rpm และไร้โหลด) .....	49
2.29 ผลการทดลองของระบบควบคุมแวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีการชดเชยผลของการประวิงเวลา ( $\omega_m^* = 150$ rpm และไร้โหลด) .....	50
2.30 ผลการทดลองของระบบควบคุมแวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแสและมีการชดเชยผลของการประวิงเวลา ( $K_{cp} = 5$ , $K_{ci} = 500$ , $\omega_m^* = 150$ rpm และไร้โหลด) .....	50
2.31 ผลการทดลองของระบบควบคุมแวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแสและมีการชดเชยผลของการประวิงเวลา ( $K_{cp} = 1.25$ , $K_{ci} = 125$ , $\omega_m^* = 150$ rpm และไร้โหลด) .....	51
2.32 ผลการทดลองของระบบควบคุมแวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแสและมีการชดเชยผลของการประวิงเวลา ( $K_{cp} = 5$ , $K_{ci} = 500$ , $\omega_m^* = 30$ rpm และไร้โหลด) .....	51
2.33 ผลการทดลองของระบบควบคุมแวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแสและมีการชดเชยผลของการประวิงเวลา ( $K_{cp} = 5$ , $K_{ci} = 500$ , $\omega_m^* = 30$ rpm และมีโหลดพิกัด) .....	52
2.34 ผลการทดลองของระบบควบคุมแวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแสในขณะเร่งและลดความเร็ว .....	53
2.35 ผลการทดลองของระบบควบคุมแวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแสในกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 1000 rpm .....	54
2.36 ผลการทดลองของระบบควบคุมแวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแสในกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 150 rpm .....	55
2.37 ผลการทดลองของระบบควบคุมแวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแสในกรณีเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ ( $\omega_m^* : 100$ rpm $\leftrightarrow$ 200 rpm) .....	56



## สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.1 ภาพรวมการทำงานของตัวสังเกตแบบปรับตัว .....	59
3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าผิดพลาดของกระแสเตเตอร์และค่าผิดพลาดของความเร็วประมาณ .....	60
3.3 ระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว .....	61
3.4 ผลจำลองการเร่งและลดความเร็วของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว .....	62
3.5 ผลจำลองการทำงาน of ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วในกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้น ที่ความเร็ว 150 rpm .....	63
3.6 ผลจำลองการทำงาน of ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วในกรณีเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่ง ในช่วงแคบ ( $\omega_m^* : 100 \text{ rpm} \leftrightarrow 200 \text{ rpm}$ ) .....	64
3.7 โครงสร้างของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ใช้แบบจำลองซ้ำซ้อน .....	65
3.8 โครงสร้างของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจากการซ้ำซ้อนของแบบจำลอง .....	65
3.9 ระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วหลังการบูรณาการแบบมีการป้อนกลับในการควบคุมแยกการ เชื่อมรวม .....	69
3.10 ระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วโดยใช้ค่าผิดพลาดของกระแสสร้างแรงบิดในการประมาณค่าความเร็วที่น่าเสนอ โดย T. Okuyama .....	70
3.11 ระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจากการซ้ำซ้อนของแบบ จำลองมอเตอร์ .....	71
3.12 ผลจำลองการเร่งและลดความเร็วของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจากการซ้ำ ซ้อนของแบบจำลองมอเตอร์ .....	73
3.13 ผลจำลองการทำงาน of ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจากการซ้ำซ้อนของแบบ จำลองมอเตอร์ในกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 150 rpm .....	74
3.14 ผลจำลองการทำงาน of ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจากการซ้ำซ้อนของแบบ จำลองมอเตอร์ต่อการเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ ( $\omega_m^* : 100 \text{ rpm} \leftrightarrow 200 \text{ rpm}$ ) .....	75
3.15 ผลการทดลองเร่งและลดความเร็วของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจากการซ้ำ ซ้อนของแบบจำลองมอเตอร์ .....	76
3.16 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจากการซ้ำซ้อนของแบบจำลอง มอเตอร์ในกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 1000 rpm .....	77
3.17 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจากการซ้ำซ้อนของแบบจำลอง มอเตอร์ในกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 150 rpm .....	78
3.18 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจากการซ้ำซ้อนของแบบจำลอง มอเตอร์ในกรณีเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ ( $\omega_m^* : 100 \text{ rpm} \leftrightarrow 200 \text{ rpm}$ ) .....	79
3.19 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ $\omega_m^* = 30 \text{ rpm}$ ในสภาวะไร้โหลด .....	80
3.20 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ $\omega_m^* = 30 \text{ rpm}$ และมีโหลดพิกัด .....	80
4.1 บล็อกไดอะแกรมของค่าผิดพลาดในระบบประมาณค่าความเร็ว .....	83

## สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.2 บล็อกไดอะแกรมของค่าผิดพลาดในระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์ .....	90
4.3 วงรอบปิดของระบบประมาณค่าความเร็วแบบสัญญาณเข้าออกเดียว (SISO) บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ ....	90
4.4 ตำแหน่งของขั้วและศูนย์ของระบบประมาณค่าความเร็วที่การทำงานในย่านคื่นพลังงาน ( $\omega_m = 100$ rpm, $T_m = -8.5$ Nm) .....	95
4.5 บริเวณของจุดทำงานในย่านคื่นพลังงานที่ไม่มีเสถียรภาพบนระนาบของความเร็วและแรงบิด .....	96
4.6 ผลจำลองการทำงานในย่านคื่นพลังงานของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ $\omega_m^* = 100$ rpm $T_L = -8.5$ Nm ( $H'_1 = H'_2 = 0$ ) .....	101
4.7 ผลการทดลองในย่านคื่นพลังงานของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ $\omega_m^* = 100$ rpm $T_L = -8.5$ Nm ( $H'_1 = H'_2 = 0$ ) .....	101
4.8 ผลจำลองการทำงานของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ $\omega_m^* = 100$ rpm และมีการแปรค่าโหลด $T_L$ จาก +100% ถึง -100% ( $H'_1 = H'_2 = 0$ ) .....	102
4.9 ผลการทดลองของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ $\omega_m^* = 100$ rpm และมีการแปรค่าโหลด $T_L$ จาก +100% ถึง -100% ( $H'_1 = H'_2 = 0$ ) .....	102
4.10 ลักษณะสมบัติของความเร็วและแรงบิดของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ได้จากผลการจำลองการทำงาน ( $H'_1 = H'_2 = 0$ ) .....	103
4.11 ลักษณะสมบัติของความเร็วและแรงบิดของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ได้จากผลการทดลอง ( $H'_1 = H'_2 = 0$ ) .....	104
4.12 ตำแหน่งของศูนย์ของฟังก์ชันโอนย้าย $G'_{22}(s)$ ที่ความเร็ว 100 rpm ที่ค่าโหลดต่างๆทั้งในย่านการทำงาน แบบมอเตอร์และเจนเนอเรเตอร์ ( $H'_1 = H'_2 = 0$ ) .....	105
4.13 วงจรสมมูลของมอเตอร์จริงและของแบบจำลองอ้างอิงในตัวสังเกตุ .....	106
4.14 เวกเตอร์ไดอะแกรมที่จุดทำงานวิกฤต ( $\omega = \omega_c$ ) .....	106
5.1 ตำแหน่งของศูนย์ของฟังก์ชันโอนย้าย $G'_{22}(s)$ ที่ความเร็ว 100 rpm ทั้งในย่านการทำงานแบบมอเตอร์และ คื่นพลังงานในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วย $H'_1, H'_2$ .....	113
5.2 ทางเดินรากของขั้วเด่นของตัวสังเกตุที่ค่าความเร็วต่างๆ .....	114
5.3 ระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่มีการใช้อัตราขยายป้อนกลับ ( $H'_1, H'_2$ ) ที่ได้ออกแบบ .....	115
5.4 ผลจำลองการทำงานในย่านคื่นพลังงานของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ $\omega_m^* = 100$ rpm $T_L = -8.5$ Nm ในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วย $H'_1, H'_2$ .....	117
5.5 ผลการทดลองในย่านคื่นพลังงานของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ $\omega_m^* = 100$ rpm $T_L = -8.5$ Nm ในกรณี ที่มีการป้อนกลับด้วย $H'_1, H'_2$ .....	117
5.6 ผลจำลองการทำงานของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ $\omega_m^* = 100$ rpm และมีการแปรค่าโหลด $T_L$ จาก +100% ถึง -100% ในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วย $H'_1, H'_2$ .....	118
5.7 ผลการทดลองของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ $\omega_m^* = 100$ rpm และมีการแปรค่าโหลด $T_L$ จาก +100% ถึง -100% ในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วย $H'_1, H'_2$ .....	118

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.8 ลักษณะสมบัติของความถี่และความบิดของระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ได้จากผลการจำลองการทำงานในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วย $H'_1, H'_2$ .....	119
5.9 ลักษณะสมบัติของความถี่และความบิดของระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ได้จากผลการทดลองในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วย $H'_1, H'_2$ .....	120
5.10 ลักษณะสมบัติของความถี่และความบิดที่ค่าความเร็ว 50, 75, 100, 125, 150 และ 175 rpm ในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วยวิธีของ Kubota .....	122
5.11 ทางเดินรากของขั้วเด่นของตัวสังเกตในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วยวิธีของ Kubota .....	123
5.12 ทางเดินรากของขั้วตัวสังเกตในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วยวิธีของ Kubota ที่ $\omega_m = 716$ rpm .....	124
5.13 ลักษณะสมบัติของความถี่และความบิดที่ค่าความเร็ว 50, 75 และ 100 rpm ในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วยวิธีของ Vergheze .....	126
5.14 ทางเดินรากของขั้วเด่นของตัวสังเกตในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วยวิธีของ Vergheze ที่ $k'' = 2$ .....	127
6.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบประมาณค่าความเร็วที่ใช้ในการพิจารณาค่าอัตราขยายการปรับตัว .....	128
6.2 ผลตอบสนองแบบแรมป์ของการประมาณค่าความเร็ว .....	129
6.3 โป้เดิ้ลลิตของฟังก์ชันโอนย้าย $G'_{22}(s)$ ณ จุดทำงานต่างๆ .....	130
6.4 ผลจำลองการเร่งลดความเร็วเพื่อดูผลตอบสนองแบบแรมป์ของระบบประมาณค่าความเร็วที่ $K_I = 40$ , $K_P = 2$ .....	132
6.5 ผลจำลองการเร่งลดความเร็วเพื่อดูผลตอบสนองแบบแรมป์ของระบบประมาณค่าความเร็วที่ $K_I = 400$ , $K_P = 2$ .....	133
6.6 ผลการทดลองการเร่งลดความเร็วเพื่อดูผลตอบสนองแบบแรมป์ของระบบประมาณค่าความเร็วที่ $K_I = 40$ , $K_P = 2$ .....	134
6.7 ผลการทดลองการเร่งลดความเร็วเพื่อดูผลตอบสนองแบบแรมป์ของระบบประมาณค่าความเร็วที่ $K_I = 400$ , $K_P = 2$ .....	135
6.8 ผลการทดลองการเริ่มต้นเดินเครื่องขณะมอเตอร์หยุดนิ่ง ( $K_I = 400$ , $K_P = 2$ ) .....	136
6.9 ผลการทดลองการเริ่มต้นเดินเครื่องขณะที่มอเตอร์หมุนด้วยความเร็ว $\omega_m = -500$ rpm ( $K_I = 400$ , $K_P = 2$ ) .....	137
6.10 โป้เดิ้ลลิตของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดระหว่างสัญญาณรบกวนกับความถี่ประมาณ ( $K_I = 400$ , $\omega_m = 1450$ rpm, ไร้โหลด, $\omega_o = 304$ rad / s) .....	138
6.11 ผลการทำงานที่ $\omega_m^* = 1450$ rpm, ไร้โหลด $K_I = 400$ และ $K_P = 2$ .....	140
6.12 ผลการทำงานที่ $\omega_m^* = 1450$ rpm, ไร้โหลด $K_I = 400$ และ $K_P = 4$ .....	141
6.13 ผลการทำงานที่ $\omega_m^* = 1450$ rpm, ไร้โหลด $K_I = 400$ และ $K_P = 0.125$ .....	141
6.14 โป้เดิ้ลลิตของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดระหว่างความเร็วโรเตอร์ค่าจริงกับค่าประมาณ ( $K_I = 400$ , $K_P = 0.125$ , $\omega_m = 1450$ rpm และไร้โหลด) .....	142

## สารบัญญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.15 โบเด่พล็อตของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดระหว่างความเร็วโรเตอร์ค่าจริงกับค่าประมาณ ( $K_I = 400$ , $K_P = 2$ , $\omega_m = 1450$ rpm และไร้โหลด) .....	142
ก.1 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบที่ใช้ในการทดสอบ .....	151
ก.2 ไดอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์โมดูล .....	153

## รายการสัญลักษณ์

$d - q$  : แกนอ้างอิงในแนวโรเตอร์ฟลักซ์ประมาณ

$\bar{e} = \begin{bmatrix} \bar{e}_i \\ \bar{e}_\lambda \end{bmatrix}$  : ค่าผิดพลาดของสัญญาณ

$\bar{e}_i = \hat{i}_s - \vec{i}_s$  : เวกเตอร์ของค่าผิดพลาดของกระแสเดเตอร์

$\|\bar{e}_i\|$  : ขนาดของเวกเตอร์ของค่าผิดพลาดของกระแสเดเตอร์

$\dot{\bar{e}}_i = \frac{d\bar{e}_i}{dt}$  : อัตราการเปลี่ยนแปลงของเวกเตอร์ของค่าผิดพลาดของกระแสเดเตอร์

$\bar{e}_m$  : เวกเตอร์ของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ

$\hat{e}_m$  : ค่าประมาณของเวกเตอร์ของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ

$\|\bar{e}_m\|$  : ขนาดของเวกเตอร์ของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ

$\bar{e}_\lambda = \hat{\lambda}_r - \vec{\lambda}_r$  : เวกเตอร์ของค่าผิดพลาดของโรเตอร์ฟลักซ์

$f$  : ความถี่ขาออกของอินเวอร์เตอร์

$f_{sw}$  : ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์

$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix}$  : ฟังก์ชันโอนย้ายของระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

$G'(s) = \begin{bmatrix} G'_{11}(s) & G'_{12}(s) \\ G'_{21}(s) & G'_{22}(s) \end{bmatrix}$  : ฟังก์ชันโอนย้ายของระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ประมาณ

$H'_1 = \begin{bmatrix} h'_1 & -h'_2 \\ h'_2 & h'_1 \end{bmatrix}$ ,  $H'_2 = \begin{bmatrix} h'_3 & -h'_4 \\ h'_4 & h'_3 \end{bmatrix}$  : อัตราขยายป้อนกลับที่ตัวสังเกต

$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

$i_{cd}$  : กระแสชดเชยในแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $d$  ที่ได้จากตัวควบคุมกระแสเดเตอร์

$i_{cq}$  : กระแสชดเชยในแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $q$  ที่ได้จากตัวควบคุมกระแสเดเตอร์

$i_o$  : ขนาดของกระแสกระตุ้นของโรเตอร์ฟลักซ์

$\hat{i}_o$  : ค่าประมาณของขนาดของกระแสกระตุ้นของโรเตอร์ฟลักซ์

$\vec{i}_o$  : เวกเตอร์ของกระแสกระตุ้นของโรเตอร์ฟลักซ์

$\hat{\vec{i}}_o$  : ค่าประมาณของเวกเตอร์ของกระแสกระตุ้นของโรเตอร์ฟลักซ์

$i_{o\alpha}$  : กระแสกระตุ้นของโรเตอร์ฟลักซ์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์  $\alpha$

$i_{o\beta}$  : กระแสกระตุ้นของโรเตอร์ฟลักซ์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์  $\beta$

$i_{rd}$  : กระแสของขดลวดโรเตอร์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์  $d$

$i_{rq}$  : กระแสของขดลวดโรเตอร์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์  $q$

$i_{ru}$  : กระแสของขดลวดโรเตอร์เฟส  $u$

$i_{rv}$  : กระแสของขดลวดโรเตอร์เฟส  $v$

- $i_{rw}$  : กระแสของขดลวดโรเตอร์เฟส  $w$   
 $i_{r\alpha}$  : กระแสของขดลวดโรเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์  $\alpha$   
 $i_{r\beta}$  : กระแสของขดลวดโรเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์  $\beta$   
 $\vec{i}_s$  : เวกเตอร์ของกระแสสเตเตอร์  
 $\vec{i}_s^*$  : เวกเตอร์ของกระแสสเตเตอร์คำสั่ง  
 $\vec{i}_s''$  : เวกเตอร์ของกระแสสเตเตอร์ที่ผ่านการกรอง  
 $\hat{i}_s$  : ค่าประมาณของเวกเตอร์ของกระแสสเตเตอร์  
 $i_{sd}$  : กระแสของขดลวดสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $d$   
 $\hat{i}_{sd}$  : ค่าประมาณของกระแสสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $d$   
 $i_{sd}^*$  : กระแสสเตเตอร์คำสั่งบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $d$   
 $i_{sq}$  : กระแสของขดลวดสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $q$   
 $\hat{i}_{sq}$  : ค่าประมาณของกระแสสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $q$   
 $i_{sq}^*$  : กระแสสเตเตอร์คำสั่งบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $q$   
 $i_{su}$  : กระแสของขดลวดสเตเตอร์เฟส  $u$   
 $i_{sv}$  : กระแสของขดลวดสเตเตอร์เฟส  $v$   
 $i_{sw}$  : กระแสของขดลวดสเตเตอร์เฟส  $w$   
 $i_{s\alpha}$  : กระแสของขดลวดสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์  $\alpha$   
 $i_{s\beta}$  : กระแสของขดลวดสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์  $\beta$   
 $\vec{i}_T$  : เวกเตอร์ของกระแสสร้างแรงบิด  
 $i_{Td}$  : กระแสสร้างแรงบิดในแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $d$   
 $i_{Tq}$  : กระแสสร้างแรงบิดในแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $q$   
 $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$   
 $J_m$  : ค่าความเฉื่อยทางกลของมอเตอร์  
 $J_L$  : ค่าความเฉื่อยทางกลของโหลด  
 $J_s$  : ค่าความเฉื่อยของระบบ  
 $K$  : อัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตที่อยู่ในรูปแบบของเมตริกซ์ขนาด  $1 \times 2$   
 $K_{cp}$  : อัตราขยายแบบแปรตามของตัวควบคุมกระแสสเตเตอร์  
 $K_{ci}$  : อัตราขยายแบบอินทิเกรตของตัวควบคุมกระแสสเตเตอร์  
 $K_f$  : อัตราขยายป้อนไปหน้า  
 $K_I$  : อัตราขยายการปรับตัวแบบอินทิเกรต  
 $K_p$  : อัตราขยายการปรับตัวแบบแปรตาม  
 $L_s$  : ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์  
 $L_r$  : ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดโรเตอร์  
 $M$  : ค่าความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างขดลวดด้านสเตเตอร์และโรเตอร์

- $p$  : จำนวนคู่ของขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์  
 $R_r$  : ความต้านทานของขดลวดโรเตอร์  
 $R_s$  : ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์  
 $t_d$  : เวลาในการประวิงการขับนำสวิตช์กำลัง  
 $T_L$  : แรงบิดของโหลด  
 $T_m$  : แรงบิดของมอเตอร์  
 $T_m^*$  : แรงบิดของมอเตอร์คำสั่ง  
 $t_{off}$  : เวลาที่สวิตช์ต้องใช้ในการหยุดนำกระแส (turn-off time)  
 $u_{cd} = R_s i_{cd}$  : แรงดันชดเชยในแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $d$  ที่ได้จากตัวควบคุมกระแสสเตเตอร์  
 $u_{cq} = R_s i_{cq}$  : แรงดันชดเชยในแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $q$  ที่ได้จากตัวควบคุมกระแสสเตเตอร์  
 $U_d$  : ขนาดของแรงดันที่ขาดหายไปเนื่องจากการประวิงเวลาและแรงดันตกคร่อมสวิตช์กำลัง  
 $U_{dc}$  : แรงดันบัลไฟตรง  
 $u_{sd}$  : แรงดันสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $d$  ที่ได้จากตัวควบคุมแยกอิสระ  
 $u_{sq}$  : แรงดันสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $q$  ที่ได้จากตัวควบคุมแยกอิสระ  
 $v_{r\alpha}$  : แรงดันของขดลวดโรเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์  $\alpha$   
 $v_{r\beta}$  : แรงดันของขดลวดโรเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์  $\beta$   
 $\vec{v}_s$  : เวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์  
 $\vec{v}_s''$  : เวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์ที่ผ่านการกรอง  
 $\|\vec{v}_s\|$  : ขนาดของแรงดันสเตเตอร์  
 $v_{sd}$  : แรงดันของขดลวดสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $d$   
 $v_{sd}^*$  : แรงดันสเตเตอร์คำสั่งบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $d$   
 $v_{sq}$  : แรงดันของขดลวดสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $q$   
 $v_{sq}^*$  : แรงดันสเตเตอร์คำสั่งบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $q$   
 $v_{su}$  : แรงดันของขดลวดสเตเตอร์เฟส  $u$   
 $v_{sv}$  : แรงดันของขดลวดสเตเตอร์เฟส  $v$   
 $v_{sw}$  : แรงดันของขดลวดสเตเตอร์เฟส  $w$   
 $v_{s\alpha}$  : แรงดันของขดลวดสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์  $\alpha$   
 $v_{s\beta}$  : แรงดันของขดลวดสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์  $\beta$   
 $w = JpM \hat{i}_o$  : รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  
 $\alpha - \beta$  : แกนอ้างอิงสเตเตอร์  
 $\varepsilon = \frac{\sigma L_s L_r}{M}$   
 $\phi = \Delta \omega_m = \hat{\omega}_m - \omega_m$  : ค่าผิดพลาดของความเร็วโรเตอร์ประมาณ  
 $\eta$  : สัญญาณรบกวนที่ปะปนเข้ามาในค่าผิดพลาดกระแสสเตเตอร์  
 $\eta_v$  : สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการประวิงเวลาและแรงดันตกคร่อมสวิตช์กำลัง

$\vec{\lambda}_r$ : เวกเตอร์ของโรเตอร์ฟลักซ์

$\vec{\lambda}_r^*$ : เวกเตอร์ของโรเตอร์ฟลักซ์คำสั่ง

$\vec{\lambda}'_r$ : เวกเตอร์ของฟลักซ์เทียม (Pseudo Flux)

$\vec{\lambda}''_r$ : เวกเตอร์ของโรเตอร์ฟลักซ์ที่คำนวณจากเวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์ที่ผ่านการกรอง

$\hat{\lambda}_r$ : ค่าประมาณของเวกเตอร์ของโรเตอร์ฟลักซ์

$\hat{\lambda}'_r$ : ค่าประมาณของเวกเตอร์ของฟลักซ์เทียม

$\hat{\lambda}''_r$ : เวกเตอร์ของโรเตอร์ฟลักซ์ที่คำนวณจากเวกเตอร์ของกระแสสเตเตอร์ที่ผ่านการกรอง

$\dot{\lambda}_r = \frac{d\vec{\lambda}_r}{dt}$ : อัตราการเปลี่ยนแปลงของเวกเตอร์ของโรเตอร์ฟลักซ์

$\|\vec{\lambda}_r\|$ : ขนาดของเวกเตอร์ของโรเตอร์ฟลักซ์

$\|\hat{\lambda}_r\|$ : ค่าประมาณของขนาดของเวกเตอร์ของโรเตอร์ฟลักซ์

$\|\vec{\lambda}_r\|^*$ : ขนาดของโรเตอร์ฟลักซ์คำสั่ง

$\lambda_{rd}$ : ขนาดของโรเตอร์ฟลักซ์ในแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ d

$\dot{\lambda}_{rd} = \frac{d\lambda_{rd}}{dt}$ : อัตราการเปลี่ยนแปลงของโรเตอร์ฟลักซ์ในแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ d

$\lambda_{rq}$ : ขนาดของโรเตอร์ฟลักซ์ในแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ q

$\dot{\lambda}_{rq} = \frac{d\lambda_{rq}}{dt}$ : อัตราการเปลี่ยนแปลงของโรเตอร์ฟลักซ์ในแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ q

$\lambda_{r\alpha}$ : ขนาดของโรเตอร์ฟลักซ์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์  $\alpha$

$\lambda_{r\beta}$ : ขนาดของโรเตอร์ฟลักซ์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์  $\beta$

$\lambda_{s\alpha}$ : ขนาดของสเตเตอร์ฟลักซ์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์  $\alpha$

$\lambda_{s\beta}$ : ขนาดของสเตเตอร์ฟลักซ์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์  $\beta$

$\Pi$ : เมตริกซ์ของการกรองผ่านต่ำ

$\theta_m$ : ตำแหน่งเชิงมุมของโรเตอร์

$\theta_o$ : ตำแหน่งเชิงมุมของโรเตอร์ฟลักซ์

$\hat{\theta}_o$ : ค่าประมาณของตำแหน่งเชิงมุมของโรเตอร์ฟลักซ์

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ : สัมประสิทธิ์การรั่วไหลรวม

$\omega$ : ความถี่ขาออกของอินเวอร์เตอร์

$\omega_m$ : ความเร็วโรเตอร์

$\hat{\omega}_m$ : ค่าประมาณของความเร็วโรเตอร์

$\dot{\omega}_m = \frac{d\hat{\omega}_m}{dt}$ : อัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าประมาณของความเร็วโรเตอร์

$\omega_o$ : ความถี่ของโรเตอร์ฟลักซ์

$\hat{\omega}_s$ : ค่าประมาณของความถี่สลิป



$[ ]_d$  : องค์ประกอบของสัญญาณในแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ d

$[ ]_q$  : องค์ประกอบของสัญญาณในแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ q

หมายเหตุ เราจะใช้สัญลักษณ์เดียวกันสำหรับตัวแปรสถานะทั้งในโดเมนเวลา (time domain) และโดเมนความถี่ (frequency domain) ซึ่งผู้อ่านสามารถแยกได้ตามบริบท

# บทที่ 1

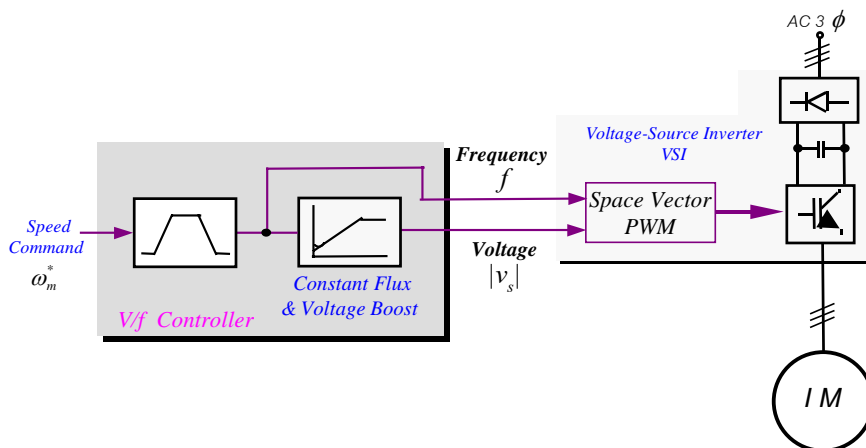
## บทนำ

### 1.1 การควบคุมอินเวอร์เตอร์ประเภทต่างๆในอุตสาหกรรม

ในปัจจุบันมีการนำระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยอินเวอร์เตอร์มาใช้กันอย่างกว้างขวางในระบบขับเคลื่อนในอุตสาหกรรม ทั้งนี้การพัฒนาทางด้านวิธีการควบคุมของอินเวอร์เตอร์มีมาอย่างต่อเนื่องและมีแนวโน้มการพัฒนาไปในสองทางใหญ่ๆคือการพัฒนาเป็นอินเวอร์เตอร์อย่างง่ายและอินเวอร์เตอร์ที่มีสมรรถนะสูง เราสามารถแยกชนิดของอินเวอร์เตอร์ตามลักษณะการควบคุมได้เป็น 3 ประเภทดังต่อไปนี้

#### 1.1.1 การควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ V/F

อินเวอร์เตอร์แบบ V/F ถือเป็นอินเวอร์เตอร์ประเภทแรกที่ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในอุตสาหกรรม เนื่องจากเป็นอินเวอร์เตอร์ที่ใช้งานได้ง่ายไม่ซับซ้อน หลักการพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ก็คือจะทำการควบคุมแรงดันที่ปลายขั้วให้มีการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ในลักษณะเชิงเส้น โดยเราเรียกว่าการควบคุมแบบ V/F ดังแสดงในรูปที่ 1.1 ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีว่าการควบคุมแบบนี้มีข้อดีคือ สามารถใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำทั่วไปได้โดยไม่ต้องทราบข้อมูลพารามิเตอร์ภายในของมอเตอร์ แต่เนื่องจากการควบคุมแบบง่าย ๆ จึงไม่สามารถให้คุณสมบัติแรงบิด-ความเร็วที่ดีได้ และยังไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง นอกจากนี้ความเร็วที่ได้ก็เปลี่ยนแปลงตามโหลดจึงเกิดความคลาดเคลื่อนไปจากค่าความเร็วที่ตั้งไว้ อย่างไรก็ตามการควบคุมแบบ V/F นี้จะเหมาะกับงานทั่วไปที่ต้องการแค่เพียงปรับความเร็วรอบของมอเตอร์อย่างง่าย ๆ เช่น เครื่องสูบน้ำ หรือสายพานลำเลียงในกระบวนการผลิต เป็นต้น

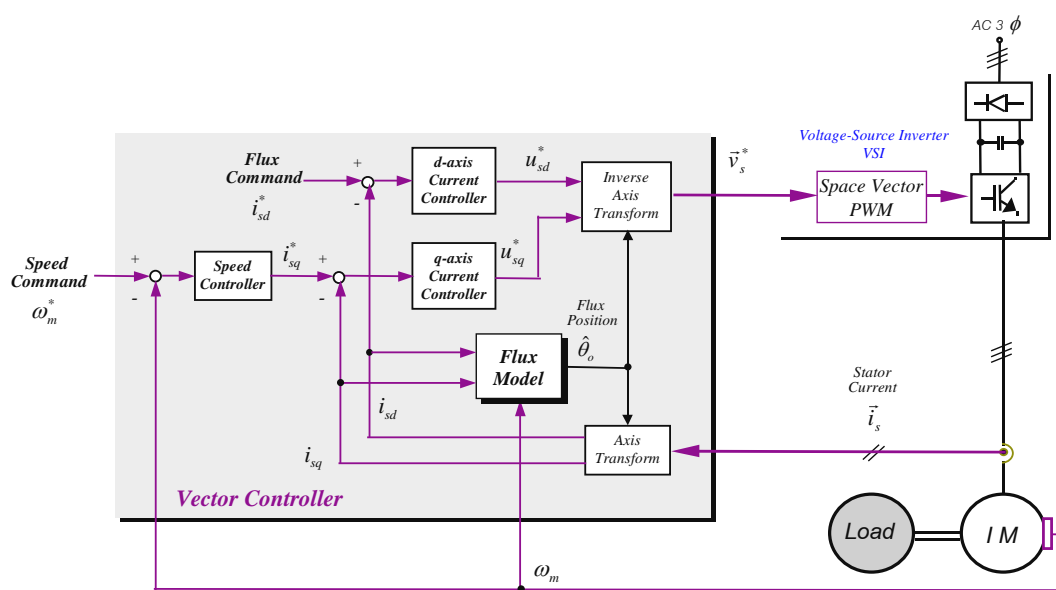


รูปที่ 1.1 โครงสร้างของการควบคุมแบบ V/F

#### 1.1.2 การควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบเวกเตอร์ (Vector Control; Field-oriented Control)

อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จัดอยู่ในอินเวอร์เตอร์ประเภทที่มีสมรรถนะสูง รูปที่ 1.2 แสดงถึงโครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ซึ่งเป็นวิธีการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำในลักษณะคล้ายคลึงกับมอเตอร์กระแสตรง โดยทั่วไประบบควบคุม

จะทำการจ่ายกระแสสเตเตอร์ที่มีองค์ประกอบ 2 ส่วนคือ ส่วนสร้างฟลักซ์แม่เหล็กและส่วนสร้างแรงบิด ทั้งนี้การควบคุมทั้งหมดจะกระทำอยู่บนแกนอ้างอิงที่หมุนไปพร้อมๆกับฟลักซ์เวกเตอร์ทางด้านโรเตอร์ ประเด็นสำคัญในการควบคุมชนิดนี้จึงอยู่ที่ว่า เราสามารถหาตำแหน่งของฟลักซ์เวกเตอร์ได้แม่นยำเพียงไร ซึ่งในทางปฏิบัติเนื่องจากเราไม่สามารถวัดค่าฟลักซ์ได้โดยตรง เราจึงจำเป็นต้องใช้การคำนวณโดยอาศัยแบบจำลองของมอเตอร์ในการหาค่าของฟลักซ์เวกเตอร์ ดังนั้นข้อด้อยของระบบนี้จึงอยู่ที่เราจำเป็นต้องทราบค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์อย่างถูกต้องจึงจะได้คุณสมบัติการควบคุมที่ดี ข้อจำกัดอีกประการหนึ่งของระบบก็คือเราจำเป็นต้องทราบข้อมูลความเร็วหรือตำแหน่งของโรเตอร์ด้วย ทำให้เราไม่สามารถนำไปใช้กับระบบที่ไม่มีเซ็นเซอร์วัดความเร็วได้ ดังนั้นโดยทั่วไปเรามักจะใช้ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์นี้กับงานที่ต้องการความแม่นยำและความเร็วในการตอบสนองสูง เช่น ระบบขับเคลื่อนในลิฟท์ ระบบเซอร์โวในโรงงานพลาสติก หรือระบบควบคุมความตึงในโรงงานกระดาษ เป็นต้น

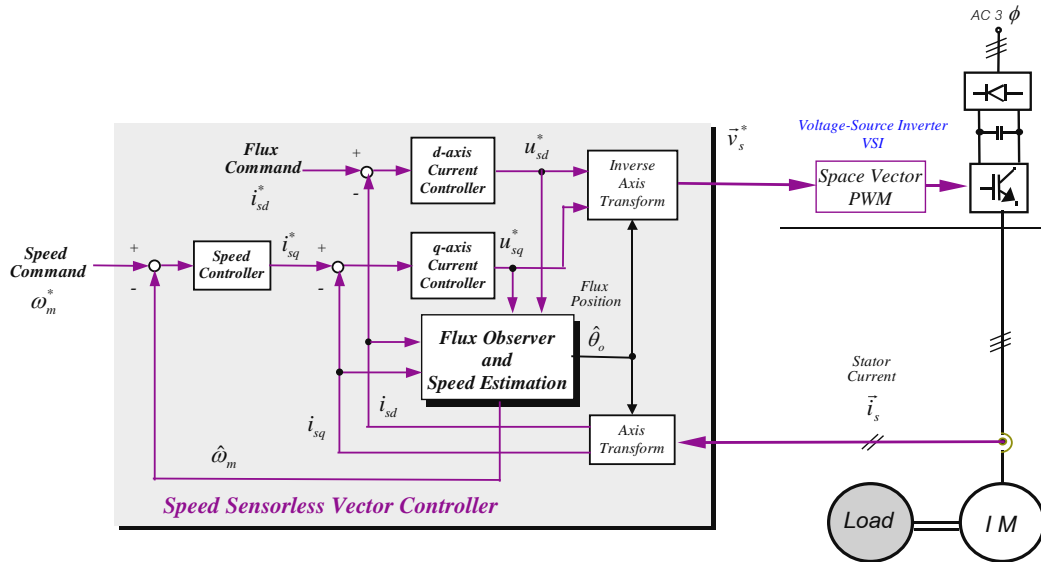


รูปที่ 1.2 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบ Vector Control

### 1.1.3 การควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว (Speed-Sensorless Vector Control)

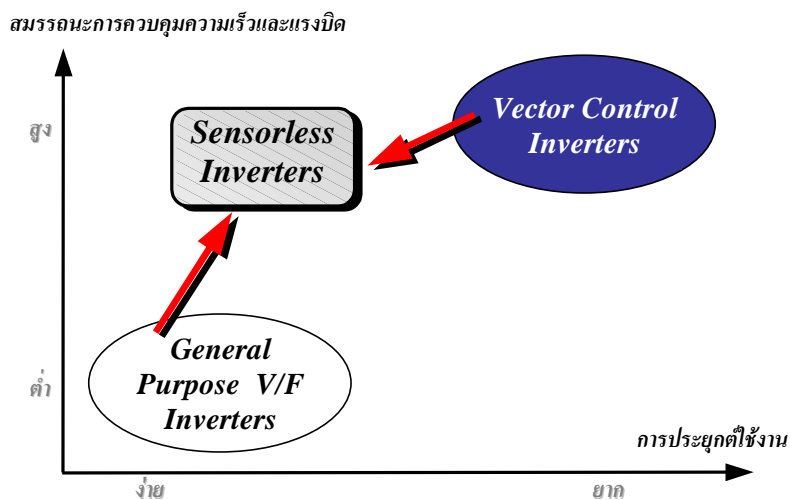
ในช่วง 4-5 ปีที่ผ่านมาอินเวอร์เตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว (Sensorless Inverter) ได้ถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่หลาย เพื่อที่จะให้ได้มาซึ่งอินเวอร์เตอร์ที่มีคุณสมบัติการควบคุมแรงบิดและความเร็วใกล้เคียงกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ ในขณะที่เดียวกันก็ไม่มี ความจำเป็นที่ต้องติดตั้งเซ็นเซอร์วัดความเร็วด้วย จึงให้ความสะดวกในการใช้งานเหมือนกับอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ในอินเวอร์เตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่มีการประยุกต์ใช้ในอุตสาหกรรมโดยส่วนใหญ่ ความเร็วของมอเตอร์จะถูกคำนวณโดยอาศัยแบบจำลองของมอเตอร์เท่านั้น หากค่าความเร็วมอเตอร์ในตัวแบบจำลองมีค่าถูกต้องสัญญาณกระแส แรงดัน ฯลฯ ที่คำนวณได้ก็จะตรงกับค่าที่วัดได้จริง ในทางกลับกันหากค่าความเร็วที่ใช้ในแบบจำลองผิดพลาดก็จะส่งผลทำให้ค่ากระแส แรงดัน ฯลฯ ที่คำนวณได้คลาดเคลื่อนไปจากค่าที่วัดได้จริง เราสามารถใช้ค่าความผิดพลาดเหล่านี้ในการปรับเปลี่ยนค่าความเร็วให้มีค่าถูกต้องได้ ตัวอย่างระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วแสดงได้ดังรูปที่ 1.3

ถึงแม้เทคโนโลยีของอินเวอร์เตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว จะได้พัฒนามานานพอสมควรแล้วก็ตาม แต่ก็ยังมีปัญหาในการใช้งานอยู่โดยเฉพาะในกรณีที่มอเตอร์ทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า(ที่แรงบิดเป็นค่าลบ)ในย่านความเร็วต่ำ ซึ่งเป็นภาวะการทำงานที่ความถี่และแรงดันที่เราจ่ายให้มอเตอรมีค่าน้อยมาก ผลกระทบจากความไม่อุดมคติของสวิตช์กำลังและความคลาดเคลื่อนของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์จะทำให้ระบบไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้ดี และในบางกรณีระบบอาจขาดเสถียรภาพได้เช่นกัน ปัญหาดังกล่าวนี้ยังอยู่ในระหว่างการศึกษาวิจัยเพื่อหาแนวทางแก้ไข



รูปที่ 1.3 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบ Sensorless Vector Control

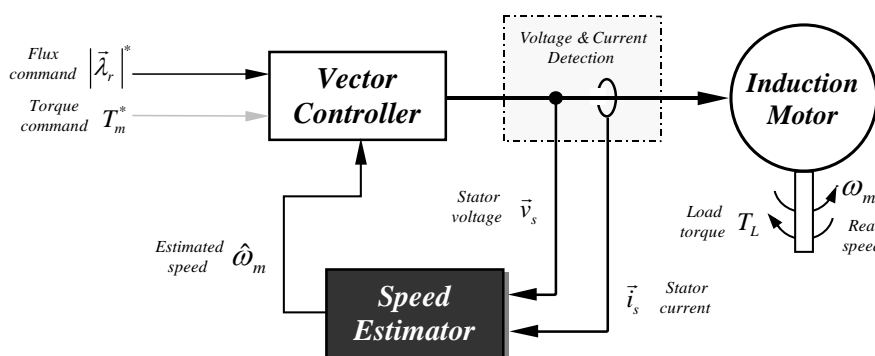
รูปที่ 1.4 แสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวิธีการควบคุมอินเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบ จะเห็นได้ว่าการควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์นี้จะรวมเอาข้อดีของการควบคุมแบบ V/F และการควบคุมแบบเวกเตอร์เข้าด้วยกันคือมีสมรรถนะของการขับเคลื่อนสูงและมีความง่ายในการนำไปประยุกต์ใช้งาน ปัจจุบันนี้จึงมีการนำเอาอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์นี้ไปประยุกต์ใช้งานกว้างขวางขึ้น โดยนำไปใช้ทดแทนอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ในงานปรับความเร็วรอบทั่วไปและในงานที่ต้องการควบคุมแรงบิดบางประเภท



รูปที่ 1.4 สมรรถนะของอินเวอร์เตอร์ประเภทต่างๆที่ใช้ในอุตสาหกรรม

## 1.2 วิธีการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์สำหรับระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

หลักการกว้างๆ ในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วสามารถแสดงได้ดังในรูปที่ 1.5 ซึ่งจะเห็นได้ว่าระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วจะอาศัยข้อมูลของแรงดันและกระแสของมอเตอร์ในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ โดยค่าความเร็วที่คำนวณได้จะถูกนำไปใช้ในการควบคุมแรงบิดและ/หรือความเร็ว



รูปที่ 1.5 หลักการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ในระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

งานวิจัยในอดีตได้มีการนำเสนอถึงการประมาณค่าความเร็วด้วยวิธีต่างๆ โดยในแต่ละวิธีจะมีคุณลักษณะที่แตกต่างกันไปทั้งในทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ ในหัวข้อนี้เราจะจำแนกให้เห็นภาพกว้างๆ ของวิธีการประมาณค่าความเร็วแบบต่างๆ ของงานวิจัยในอดีต รวมทั้งเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียในแต่ละวิธีดังต่อไปนี้

### 1.2.1 วิธีการประมาณค่าความเร็วจากฮาร์มอนิกของโรเตอร์สล็อต (Rotor Slot Harmonic Approach)

การประมาณค่าความเร็วด้วยวิธีนี้จะอาศัยโครงสร้างทางกายภาพของมอเตอร์ ซึ่งมีฮาร์มอนิกของฟลักซ์ในช่องอากาศ (Air gap) ที่เกิดจากสล็อตทั้งทางฝั่งสเตเตอร์และโรเตอร์ และเมื่อโรเตอร์ถูกขับเคลื่อนให้หมุนไปที่ค่าความเร็วหนึ่งๆ ก็เกิดการเหนี่ยวนำแรงดันจากองค์ประกอบฮาร์มอนิกที่ขึ้นที่ขดลวดทางด้านสเตเตอร์ โดยทั้งขนาดและความถี่ของแรงดันที่เหนี่ยวนำนี้จะขึ้นอยู่กับค่าความเร็วของโรเตอร์ ยังผลให้เราสามารถที่จะคำนวณค่าความเร็วโรเตอร์ได้จากข้อมูลของแรงดันดังกล่าวนี้ สิ่งที่สำคัญสำหรับวิธีการนี้ก็คือเทคนิคในการประมวลผลสัญญาณจากองค์ประกอบฮาร์มอนิกนี้เพื่อที่จะใช้เป็นข้อมูลสำหรับการประมาณค่าความเร็ว โดยบทความวิจัยที่ผ่านมาได้นำเสนอเทคนิคที่แตกต่างกันไปด้วย

M. Ishida et al. (1987) [1] ได้ใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส เพื่อป้อนกระแสสเตเตอร์ให้แก่มอเตอร์และใช้วงจรกรองในการตรวจจับความถี่สล็อตฮาร์มอนิกจากข้อมูลของแรงดันสเตเตอร์ โดยระบบดังกล่าวมีความแม่นยำในการควบคุมความเร็วและแรงบิดตั้งแต่ช่วงความเร็วที่สูงกว่า 200 rpm D. S. Zinger et al. (1990) [2] ได้พัฒนาระบบประมาณค่าความเร็วโดยใช้แนวคิดพื้นฐานนี้เช่นกัน โดยได้ทำการวัดค่าระลอกของแรงดันฮาร์มอนิกที่เหนี่ยวนำมาที่ขดลวดสเตเตอร์ และใช้เทคนิคเฟสล็อกในการตรวจจับค่าความถี่ ในอีกด้านหนึ่ง Blasco et al. (1994) [3] และ Ferrah et al. (1992) [4] ได้นำเสนอการคำนวณค่าความถี่ฮาร์มอนิกของโรเตอร์สล็อตจากข้อมูลของกระแสสเตเตอร์ โดยใช้

เทคนิคการประมวลผลสัญญาณทางดิจิทัลแบบ FFT (Fast Fourier Transform) และนำข้อมูลความถี่ของสล็อตฮาร์โมนิกไปคำนวณหาค่าความเร็ว ซึ่งระบบสามารถทำงานได้ตั้งแต่อ่านความถี่ที่สูงกว่า 2 Hz

ถึงแม้ว่าการประมาณค่าความเร็วด้วยวิธีนี้จะมีข้อได้เปรียบตรงที่ การประมาณจะไม่ขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของมอเตอร์ แต่ไม่ค่อยเป็นที่ได้รับการยอมรับในทางปฏิบัติ ทั้งนี้เนื่องจากความซับซ้อนทางด้านฮาร์ดแวร์ในการตรวจจับสัญญาณรวมถึงอัลกอริทึมในการประมวลผล อย่างไรก็ตาม เราสามารถใช้วิธีการประมาณค่าความเร็วนี้ร่วมกับวิธีอื่นๆ สำหรับการทำงานที่ความเร็วต่ำได้

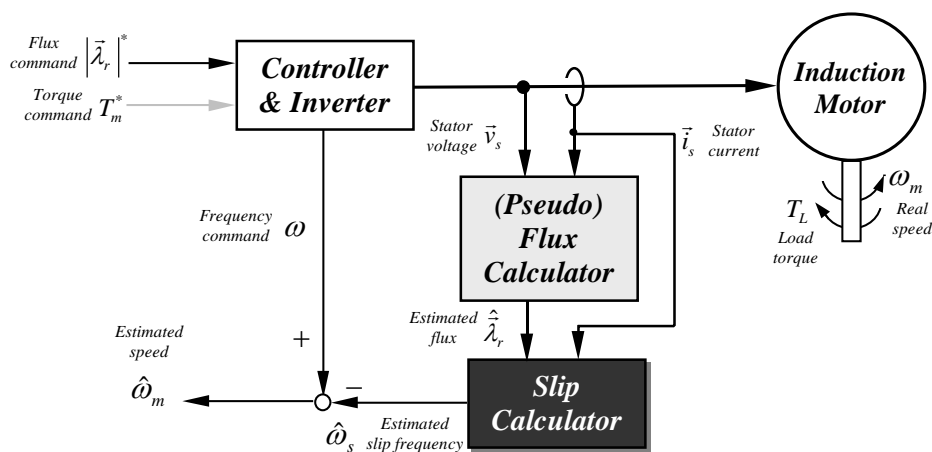
## 1.2.2 วิธีคำนวณค่าโดยตรง (Direct Calculation Methods)

### 1.2.2.1 วิธีการประมาณค่าความถี่สลลิป (Slip Frequency Estimation Scheme)

วิธีนี้จะเป็นการคำนวณค่าความเร็วโรเตอร์  $\hat{\omega}_m$  ผ่านการคำนวณค่าความถี่สลลิปประมาณ  $\hat{\omega}_s$  โดยอาศัยความสัมพันธ์ว่า

$$\hat{\omega}_m = \omega - \hat{\omega}_s \quad (1.1)$$

โครงสร้างโดยพื้นฐานของวิธีนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1.6



รูปที่ 1.6 การประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ด้วยการคำนวณความถี่สลลิปโดยตรง

A. Abbondanti et al. (1975) [7] และ A. Nabae et al. (1982) [8] นำเสนอการคำนวณค่าความถี่สลลิป  $\hat{\omega}_s$  โดยตรงจากความสัมพันธ์

$$\hat{\omega}_s = \frac{MR_r}{L_r} \frac{\vec{i}_s^T J \vec{\lambda}_r}{\|\vec{\lambda}_r\|^2} \quad (1.2)$$

สำหรับความถี่ของฟลักซ์  $\omega$  นั้นจะนำมาจากค่าความถี่คำสั่งซึ่งเป็นข้อมูลที่มีอยู่แล้วในตัวควบคุม (วิธีนี้นำเสนอโดย A. Fratta et al. (1988) [9] หรือจะคำนวณโดยตรงจากสมการ (1.3) ดังที่นำเสนอโดย X. Xu et al. (1991) [10] และ U. Baader et al. (1992) [11] ก็ได้

$$\omega = \frac{(J\vec{\lambda}_r)^T \frac{d\vec{\lambda}_r}{dt}}{\|\vec{\lambda}_r\|^2} \quad (1.3)$$

R. Joetten et al. (1983) [12] ได้นำเสนอการใช้แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ  $\vec{e}_m$  แทนการใช้โรเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์  $\vec{\lambda}_r$  ในการคำนวณค่าความถี่สลิปดังความสัมพันธ์ (1.4)

$$\hat{\omega}_s = \omega \cdot \frac{MR_r \vec{i}_s^T \vec{e}_m}{L_r \|\vec{e}_m\|^2} \quad (1.4)$$

### 1.2.2.2 วิธีการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์โดยตรง (Direct Speed Estimation Scheme)

T. Kanmachi et al. (1995) [13] ได้นำเสนอวิธีการคำนวณค่าความเร็วโรเตอร์โดยตรง โดยที่ไม่ต้องผ่านการคำนวณค่าความถี่สลิป  $\hat{\omega}_s$  ดังนี้

$$\hat{\omega}_m = \frac{\vec{i}_r^T J \dot{\vec{\lambda}}_r}{\vec{i}_r^T \vec{\lambda}_r} \quad (1.5)$$

โดยที่  $\vec{i}_r$  คือเวกเตอร์ของกระแสสร้างแรงบิด,  $\dot{\vec{\lambda}}_r = \frac{d\vec{\lambda}_r}{dt}$

อีกวิธีหนึ่งนำเสนอโดย Y. Hayashi et al. (1981) [14] ดังสมการ (1.6)-(1.7)

$$\hat{\omega}_m = - \frac{\lambda_{rd} - \frac{MR_r}{L_r} \cdot i_{Td}}{\lambda_{rq}} \quad (1.6)$$

$$\hat{\omega}_m = + \frac{\lambda_{rq} - \frac{MR_r}{L_r} \cdot i_{Tq}}{\lambda_{rd}} \quad (1.7)$$

โดยที่  $i_{Td}$  และ  $i_{Tq}$  คือค่ากระแสสร้างแรงบิดในแกนอ้างอิง d และ q ตามลำดับ,  $\lambda_{rd}$  และ  $\lambda_{rq}$  คือขนาดของโรเตอร์ฟลักซ์ในแกน d และ q และ  $\dot{\lambda}_{rd}$  และ  $\dot{\lambda}_{rq}$  คืออัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์ในแต่ละแกน ( $d\lambda_{rd}/dt$ ,  $d\lambda_{rq}/dt$ )

อย่างไรก็ดี ข้อจำกัดของวิธีแรก (สมการ (1.5)) ก็คือ ทั้งตัวตั้งและตัวหารจะเท่ากับศูนย์ ณ เงื่อนไขการทำงาน โดยทั่วไป ดังนั้นเราจึงสามารถประยุกต์ใช้วิธีนี้ได้เฉพาะในกรณีที่เราดัดแปลงการควบคุมเพื่อให้มีองค์ประกอบที่เป็น ระลอกคลื่นในกระแสหรือฟลักซ์ เพื่อหลีกเลี่ยงไม่ให้ทั้งตัวตั้งและตัวหารเป็นศูนย์ วิธีที่สองได้แก้ไขปัญหาดังกล่าวโดยใช้ สมการ (1.6) และ (1.7) สลับกันในการคำนวณค่าความเร็ว ทั้งนี้เนื่องจากสมการทั้งสองจะไม่เกิดปัญหาการหารศูนย์ด้วย ศูนย์พร้อมๆกัน

ปัญหาของวิธีเหล่านี้ก็คือการใช้ตัวอินทิเกรตในการคำนวณค่าโรเตอร์ฟลักซ์หรือสเตเตอร์ฟลักซ์ ซึ่งจะทำให้ระบบ ขาดเสถียรภาพได้เนื่องจากสัญญาณออฟเซตในระบบจริง เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าว จึงมีการใช้วงจรรองแบบผ่านตัว แทนตัวอินทิเกรต ในกรณีนี้ฟลักซ์ที่คำนวณได้จะมีค่าเท่ากับค่าฟลักซ์เทียม (Pseudo flux) ที่กล่าวถึงใน S. Tamai et al. (1987) [5] และ C. Schauder (1992) [6] แต่ค่าฟลักซ์ที่ได้ก็จะคลาดเคลื่อนไปจากค่าฟลักซ์จริงโดยเฉพาะอย่างยิ่งใน ย่านความถี่ต่ำ ทำให้การประมาณค่าความเร็วผิดพลาดไป

### 1.2.3 วิธีการประมาณด้วยการปรับแบบจำลอง (Model Adjustment Methods)

การประมาณค่าความเร็วโรเตอร์โดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เป็นที่นิยมกันอย่างแพร่ หลาย โดยเราสามารถแบ่งวิธีการประมาณออกเป็นแบบต่างๆดังนี้

#### 1.2.3.1 Extended Kalman Filter

แนวคิดพื้นฐานของวิธีนี้เป็น การขยายผลจากหลักการในการประมาณค่าตัวแปรสถานะของ Kalman Filter โดย ในกรณีนี้ความเร็วโรเตอร์จะถูกพิจารณาให้เป็นตัวแปรสถานะที่เพิ่มเติมเข้ามาที่ตัวสังเกตอีกหนึ่งตัว นอกเหนือไปจาก กระแสและฟลักซ์ซึ่งเป็นตัวแปรสถานะเดิม ตัวสังเกตจะถูกสร้างขึ้นจากการประมาณระบบประมาณให้เป็นเชิงเส้นที่มีแรง ดันสเตเตอร์เป็นสัญญาณขาเข้าและกระแสสเตเตอร์เป็นสัญญาณขาออก กล่าวโดยคร่าวๆก็คือ ตัวสังเกตนี้จะประมาณค่า ความเร็วโรเตอร์ด้วยเวกเตอร์ค่าผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์ดังสมการ (1.8)

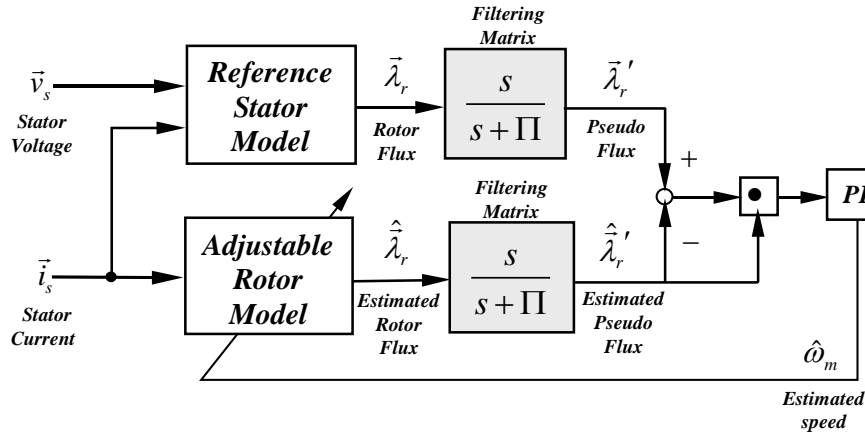
$$\hat{\omega}_m = \int K(\vec{i}_s - \hat{i}_s) dt \quad (1.8)$$

โดยที่  $K$  คืออัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตที่อยู่ในรูปแบบของเมตริกซ์ขนาด  $1 \times 2$  วิธีการประมาณค่าความเร็วด้วย Extended Kalman Filter นี้ได้ถูกนำเสนอโดย B.-J. Brunsbach et al. (1990) [15], Y. R. Kim et al. (1994) [16], T. Du et al. (1993) [17] และ H. Borsting et al. (1993) [18] อาจกล่าวได้ว่าวิธีนี้จะประมาณค่าความเร็วโดยการไปร เจกต์เวกเตอร์ค่าผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์ลงบนแกนอ้างอิงที่ขึ้นอยู่กับเวกเตอร์  $K$  นั้นหมายความว่าลักษณะสมบัติ ของการประมาณจะขึ้นอยู่กับทางเลือกใช้ค่าอัตราขยายนี้ อย่างไรก็ตามประเด็นดังกล่าวนี้ก็ยังขาดการศึกษาที่ชัดเจน นอก จากนี้เนื่องจากกระบวนการทำให้เป็นเชิงเส้น จะจำกัดให้เราสามารถที่จะพิสูจน์เสถียรภาพของระบบได้เฉพาะรอบๆ จุดทำงานหนึ่งเท่านั้น

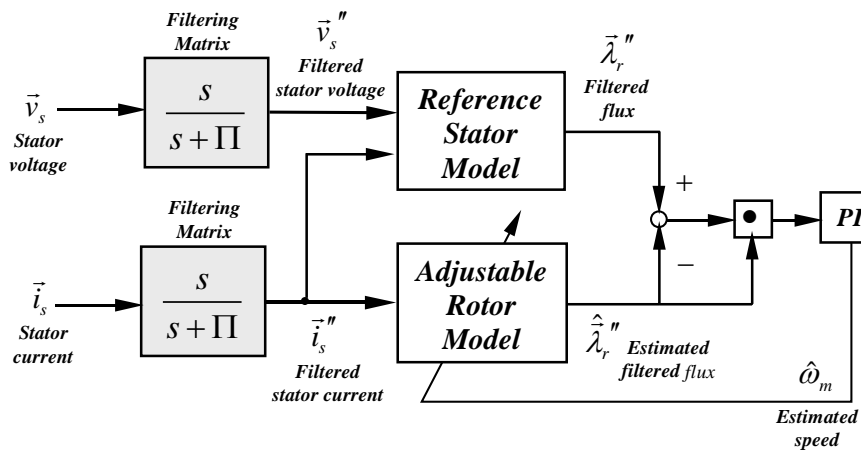


### 1.2.3.2 Model Reference Adaptive System (MRAS) Based Estimation Scheme

วิธีการนี้ถูกนำเสนอโดย S. Tamai et al. (1987) [5] เป็นลำดับแรก และในลำดับถัดมาโดย C. Schauder (1992) [6] รูปที่ 1.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการคำนวณค่าความเร็วที่นำเสนอในงานวิจัยทั้งสอง



(ก) ระบบประมาณค่าความเร็วด้วยสัญญาณผิดพลาดของฟลักซ์เทียม



(ข) ระบบประมาณค่าความเร็วที่นำเสนอโดย C. Schauder [6]

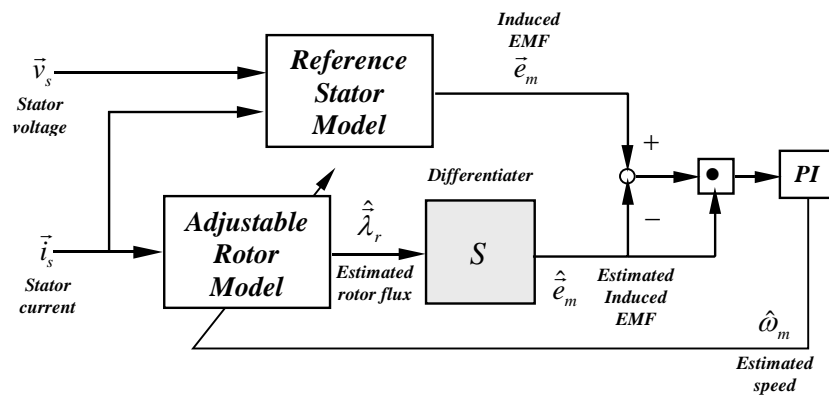
รูปที่ 1.7 การประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ด้วยวิธี MRAS

วิธีการประมาณนี้จะให้โรเตอร์ฟลักซ์ที่คำนวณจากแบบจำลองทางด้านสเตเตอร์เป็นสัญญาณอ้างอิง และความเร็วโรเตอร์จะถูกปรับด้วยสัญญาณผิดพลาดระหว่างโรเตอร์ฟลักซ์อ้างอิงและโรเตอร์ฟลักซ์ที่คำนวณมาจากแบบจำลองทางด้านโรเตอร์ วงจรกรองที่เพิ่มเติมเข้าไปที่ด้านขาออกของแบบจำลองทั้งสองในรูปที่ 1.7(ก) มีวัตถุประสงค์เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาที่เกิดจากการอินทิเกรตสัญญาณออฟเซตในระบบจริง อย่างไรก็ตามการเพิ่มตัวกรองนี้จะทำให้ฟังก์ชันโอนย้ายป้อนไปหน้าของระบบประมาณขาดคุณสมบัติ Positive real ซึ่งทำให้ลักษณะสมบัติของระบบประมาณไม่สอดคล้องตามเงื่อนไขของทฤษฎี Hyperstability ยังผลให้ไม่สามารถสรุปเสถียรภาพของระบบประมาณได้ C. Schauder (1992) [6] ได้ชี้ให้เห็นถึงประเด็นปัญหาดังกล่าวและได้นำเสนอวิธีการแก้ไขปัญห โดยทำการย้ายวงจรถ่วงมาไว้ที่ด้านขาเข้าของแบบจำลองดังแสดงในรูปที่ 1.7(ข) ซึ่งทำให้ระบบประมาณมีคุณสมบัติที่สอดคล้องตามเงื่อนไขของทฤษฎี Hyperstability อย่างไรก็ตามการแก้ปัญหาดังกล่าววิธีนี้จะทำให้เราไม่มีข้อมูลของโรเตอร์ฟลักซ์ประมาณซึ่งเป็นข้อมูลที่ต้องใช้สำหรับการควบคุม

คุมแบบเวกเตอร์ ยังผลให้เราไม่สามารถบูรณาการระบบประมาณค่าความเร็วกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์เข้าด้วยกันเพื่อลดความซับซ้อนของระบบโดยรวมลงได้

F. Z. Peng et al. (1994) [19] พยายามแก้ไขปัญหาดังกล่าวโดยเสนอวิธีใหม่ที่ใช้แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ  $\vec{e}_m (= d\vec{\lambda}_r/dt)$  แทนโรเตอร์ฟลักซ์ในการประมาณค่าความเร็วดังแสดงในรูปที่ 1.8 และวิธีการประมาณค่าความเร็วตามสมการ (1.9)

$$\hat{\omega}_m = (K_p + K_i \int dt) \{ \hat{e}_m^T J (\vec{e}_m - \hat{e}_m) \} \quad (1.9)$$



รูปที่ 1.8 การประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ด้วยวิธี MRAS โดยใช้ค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ  $\vec{e}_m - \hat{e}_m$

ถึงแม้ว่าบทความ [19] จะได้พิสูจน์ความเสถียรภาพของการประมาณในรูปที่ 1.8 แต่มีข้อผิดพลาดในขั้นตอนการพิสูจน์ เนื่องจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ  $\hat{e}_m$  ที่ใช้ในระบบคำนวณมาจากความสัมพันธ์

$$\hat{e}_m = \frac{R_r}{L_r} (M \vec{i}_s - \hat{\lambda}_r) + J \hat{\omega}_m \hat{\lambda}_r \quad (1.10)$$

แต่ในการพิสูจน์เงื่อนไขของ Hyperstability F. Z. Peng et al. (1994) [19] ได้ใช้ความสัมพันธ์

$$\frac{d\hat{e}_m}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (M \frac{d\vec{i}_s}{dt} - \frac{d\hat{\lambda}_r}{dt}) + J \hat{\omega}_m \hat{e}_m \quad (1.11)$$

ซึ่งไม่สอดคล้องกับค่าอนุพันธ์ของสมการ (1.10) เพราะไม่มีเทอมอนุพันธ์ของค่าความเร็วประมาณ ( $d\hat{\omega}_m/dt J \hat{\lambda}_r$ ) รวมอยู่ในสมการ (1.11)

ข้อเสียอีกประการหนึ่งของวิธีนี้ก็คือนอกจากใช้อนุพันธ์ของกระแสเพื่อคำนวณหาค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ  $\vec{e}_m$  ซึ่งจะทำให้ระบบไวต่อสัญญาณรบกวนได้ง่าย เราสามารถใส่วงจรกรองผ่านต่ำเข้าไปที่การคำนวณเพื่อลดทอนสัญญาณรบกวนที่ดังกล่าวได้ โดยค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่คำนวณได้ในกรณีนี้ก็จะเป็นฟลักซ์เทียมนั่นเอง ซึ่งหมายความว่าคุณ

สมบัติทางด้านเสถียรภาพของระบบประมาณทั้งสองวิธี (S. Tamai et al. (1987) [5] และ F. Z. Peng et al. (1994) [19]) ก็จะมีเหมือนกัน

### 1.2.3.3 Torque Current Based Estimation Scheme

ได้มีการนำเสนอวิธีการใช้สัญญาณผิดพลาดของกระแสสร้างแรงบิดระหว่างค่าคำสั่ง (แสดงในสมการด้วย '\*') กับค่าที่คำนวณได้ใน การประมาณค่าความเร็วอยู่ด้วยกัน 2 วิธี วิธีแรกที่นำเสนอโดย T. Ohtani et al. (1992) [20] จะอยู่บนพื้นฐานของระบบควบคุมเวกเตอร์ที่ใช้อินเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมกระแส (Current-Controlled Inverters; CCI) และใช้ฟลักซ์เทียบในการคำนวณกระแสสร้างแรงบิดดังสมการ (1.12) และประมาณค่าความเร็วด้วยสมการ (1.13)

$$\vec{i}_{sq}^* = \vec{i}_s^T \frac{J \vec{\lambda}_r^*}{\|\vec{\lambda}_r^*\|}, \quad \hat{\vec{i}}_{sq} = \vec{i}_s^T \frac{J \hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|} \quad (1.12)$$

$$\hat{\omega}_m = (K_p + K_I \int dt) (\vec{i}_{sq}^* - \hat{\vec{i}}_{sq}) \quad (1.13)$$

เราสามารถเขียนสมการประมาณค่าความเร็วใหม่ได้ดังสมการ (1.14)

$$\hat{\omega}_m = (K_p + K_I \int dt) \left\{ \vec{i}_s^T J \left( \frac{\vec{\lambda}_r^*}{\|\vec{\lambda}_r^*\|} - \frac{\hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|} \right) \right\} \quad (1.14)$$

จะเห็นได้จากสมการ (1.14) ว่า โดยหลักการแล้ววิธีนี้จะเป็นการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ด้วยสัญญาณผิดพลาดของฟลักซ์เหมือนกับวิธี MRAS นั่นเอง

วิธีที่สองนั้นนำเสนอโดย T. Okuyama et al. (1990) [21] ซึ่งเป็นวิธีการประมาณค่าความเร็วสำหรับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ที่มีการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมและใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน ทั้งนี้กระแสสร้างแรงบิดจะถูกนิยามตามสมการ (1.5) แตกต่างไปจากนิยามในสมการ (1.12) ข้างต้น

$$\vec{i}_{sq}^* = \vec{i}_s^{*T} \frac{J \vec{\lambda}_r^*}{\|\vec{\lambda}_r^*\|}, \quad \hat{\vec{i}}_{sq} = \vec{i}_s^T \frac{J \hat{\lambda}_r^*}{\|\hat{\lambda}_r^*\|} \quad (1.15)$$

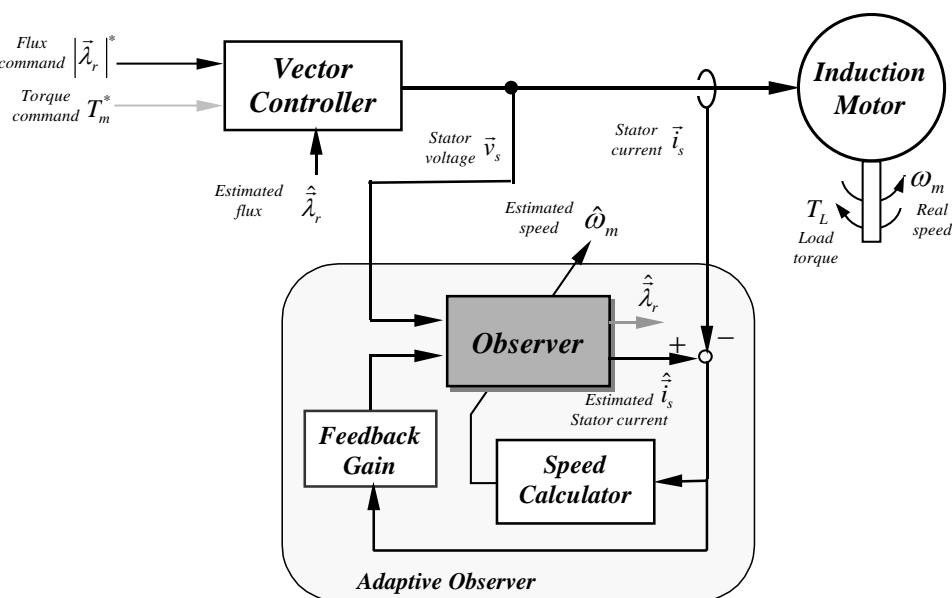
เราสามารถเขียนสมการประมาณค่าความเร็ว (1.15) ได้ใหม่เป็น

$$\hat{\omega}_m = (K_p + K_I \int dt) \left\{ (\vec{i}_s^* - \hat{\vec{i}}_s)^T \frac{J \vec{\lambda}_r^*}{\|\vec{\lambda}_r^*\|} \right\} \quad (1.16)$$

ความสัมพันธ์ในสมการ (1.16) แสดงให้เห็นว่า วิธีการนี้จะประมาณค่าความเร็วด้วยสัญญาณผิดพลาดของกระแสเตเตอร์ที่ถูกโปรเจกต์ลงบนแกน  $q$  ของแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ ซึ่งจะเหมือนกับวิธีการประมาณด้วยตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวที่จะนำเสนอในหัวข้อถัดไป

#### 1.2.3.4 Adaptive Observer Based Estimation Scheme

หลักการของตัวสังเกตแบบปรับตัว (Adaptive observer) ก็คือจะใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ทำการประมาณค่าตัวแปรสถานะและความเร็วโรเตอร์ไปพร้อมๆกันดังแสดงในรูปที่ 1.9 วิธีการนี้ถูกนำเสนอโดย H. Kubota et al. (1993) [22], G. Yang et al. (1993) [23] และ H. Sugimoto (2000) [24] ตามลำดับ S. Doki et al. (1992) [25] ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้ตัวสังเกตแบบสไลด์ดิ้ง (Sliding observer) สำหรับระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว และ S. Sangwongwanich (1993) [26] ได้แสดงให้เห็นว่าตัวสังเกตประเภทนี้มีลักษณะสมบัติที่เหมือนกันกับตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัว (Adaptive reduced-order observer)



รูปที่ 1.9 การประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ด้วย Adaptive Observer

ปัญหาที่สำคัญของระบบประมาณค่าความเร็วด้วยตัวสังเกตแบบปรับตัวก็คือการขาดเสถียรภาพของระบบในย่านการทำงานแบบคิณพลังงาน ทั้งนี้เนื่องจากลักษณะสมบัติของระบบประมาณที่เป็นระบบวงรอบปิด นอกจากนี้ผลกระทบจากค่าผิดพลาดของพารามิเตอร์ของมอเตอร์ก็เป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่ทำให้สมรรถนะของระบบลดถอยลง

จากที่กล่าวมาทั้งหมด เราสามารถสรุปลักษณะสมบัติเด่นของการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์แต่ละวิธีได้ดังตารางที่ 1 ถึงแม้ว่าเราจะมีวิธีการที่ค่อนข้างหลากหลายในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ แต่จากผลงานวิจัยก่อนหน้านี้เราพบว่า วิธีการประมาณหลายวิธีมีความคล้ายคลึงหรือสมมูลกันกับการประมาณด้วยตัวสังเกตแบบปรับตัว [35] ดังนั้นในงานวิจัยนี้เราจึงเลือกใช้ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวในการพัฒนาระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว อย่างไรก็ตามถึงแม้ว่า

จะมีการวิจัยและพัฒนาระบบขับเคลื่อนไร้เซนเซอร์วัดความเร็วด้วยตัวสังเกตแบบปรับตัวกันอย่างกว้างขวาง แต่ก็ยังมีประเด็นสำคัญที่จำเป็นต้องศึกษาและทำความเข้าใจ 4 ประเด็นดังต่อไปนี้คือ

ตารางที่ 1 ลักษณะสมบัติของการประมาณค่าความเร็วทั้ง 3 วิธี

Rotor slot harmonic approach	Direct calculation methods	Model adjustment methods
<ul style="list-style-type: none"> <li>◆ ขึ้นอยู่กับโครงสร้างทางกลของมอเตอร์</li> <li>◆ ไม่ขึ้นกับค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของมอเตอร์</li> <li>◆ ไม่เหมาะกับการประยุกต์ใช้ในงานประเภท real time</li> <li>◆ สามารถใช้ร่วมกับวิธีอื่น ๆ ในการทำงานที่ความเร็วต่ำ</li> <li>◆ ต้องการฮาร์ดแวร์ที่ค่อนข้างซับซ้อน</li> <li>◆ อัลกอริทึมค่อนข้างซับซ้อน</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>◆ วิธีการประมาณเป็นแบบวงรอบเปิด แต่เมื่อรวมส่วนควบคุมเข้าด้วยแล้วก็จะเป็นแบบวงรอบปิดเช่นกัน</li> <li>◆ มีปัญหาในการทำงานที่ความเร็วต่ำ</li> <li>◆ มีความผิดพลาดจากวิธีการประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์ที่ต้องการหลีกเลี่ยงการอินทิเกรต</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>◆ ระบบประมาณทำงานแบบวงรอบปิด</li> <li>◆ มีเสถียรภาพในย่านการทำงานโดยส่วนใหญ่ ยกเว้นที่ความเร็วต่ำ</li> <li>◆ มีทฤษฎีรองรับชัดเจน</li> <li>◆ สมรรถนะของการประมาณขึ้นอยู่กับความแม่นยำของค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของมอเตอร์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ย่านความเร็วต่ำ</li> </ul>

### [1] โครงสร้างของตัวควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วโดยส่วนใหญ่จะพัฒนามาจากหลักการพื้นฐานของระบบควบคุมเวกเตอร์ ซึ่งจะทำให้การควบคุมกระแสสเตเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมกระแส (H. Kubota et al. (1993) [22], S. Tamai et al. (1987) [5] และ C. Schauder (1992) [6]) แต่ระบบขับเคลื่อนแบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วชนิดควบคุมกระแสนี้มีข้อเสียอยู่ด้วยกันหลายประการ คือ

- 1) ต้องการวงรอบควบคุมกระแสที่มีแบนด์วิดท์สูง ยังผลให้เกิดความยุ่งยากทั้งในด้านซอฟต์แวร์และฮาร์ดแวร์ และต้องใช้ตัวประมวลผลที่มีความเร็วสูง
- 2) วิธีการควบคุมขาดความเข้ากันได้กับอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่ใช้กันโดยทั่วไป ซึ่งเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมแรงดัน (Voltage-Source Inverter; VSI)
- 3) ในกรณีที่ใช้ฮีสเตอร์ซิสในการควบคุมกระแส การตรวจจับแรงดันสเตเตอร์จะทำได้ค่อนข้างยาก

จากข้อด้อยของอินเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมกระแสข้างต้น ทำให้เราเลือกใช้อินเวอร์เตอร์แบบควบคุมแรงดันในการพัฒนาระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

นอกจากนั้นโครงสร้างโดยรวมที่ง่ายและไม่ซับซ้อนของระบบขับเคลื่อนแบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วก็เป็นอีกประเด็นหนึ่งที่จะต้องคำนึงถึงในการนำไปประยุกต์ใช้ ระบบที่นำเสนอโดย S. Tamai et al. (1987) [5], C. Schauder (1992) [6] และ H. Tajima et al. (1993) [27] จะพิจารณาระบบประมาณค่าความเร็วเป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในระบบควบคุมเวกเตอร์ ทำให้มีการใช้แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำซ้ำซ้อนกันในทั้งสองส่วน ยังผลให้โครงสร้างของระบบโดยรวมมีความซับซ้อนเกินความจำเป็น ดังนั้นในการพัฒนาระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วด้วยตัวสังเกตแบบปรับตัวนี้ เรา

จะบูรณาการแบบจำลองในระบบประมาณค่าความเร็วและระบบควบคุมแวกเตอร์เข้าด้วยกัน เพื่อไม่ให้เกิดความซ้ำซ้อนของแบบจำลองและทำให้ระบบโดยรวมมีโครงสร้างที่ง่ายต่อการนำไปประยุกต์ใช้

## [2] เสถียรภาพของการประมาณค่าความเร็ว

เนื่องจากการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ด้วยตัวสังเกตแบบปรับตัวเป็นระบบวงรอบปิด ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่เราจะต้องศึกษาและทำความเข้าใจถึงพฤติกรรมทางด้านเสถียรภาพของระบบประมาณ โดยประเด็นดังกล่าวนี้ยังขาดความชัดเจนและมีข้อสรุปผลการวิเคราะห์ที่แตกต่างกันไป

H. Kubota et al. (1993) [22] และ J. Maes et al. (2000) [28] ได้ประยุกต์ใช้วิธีของ Lyapunov (Method of Lyapunov) ในการพิสูจน์เสถียรภาพของระบบประมาณ โดยมีข้อสรุปว่าระบบประมาณจะมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน และบทความวิจัยโดย G. Yang et al. (1993) [23] ได้วิเคราะห์เสถียรภาพโดยใช้ทฤษฎี Hyperstability และได้ข้อสรุปเช่นเดียวกัน

ในทางตรงกันข้าม H. Hofmann (1998) [29] ได้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพโดยใช้ทฤษฎี Singular Perturbation ซึ่งผลที่ได้ชี้ให้เห็นว่าระบบประมาณค่าความเร็วจะขาดเสถียรภาพในบางช่วงของการทำงานในย่านคิณพลังงาน ผลที่ได้นี้สอดคล้องกันกับงานวิจัยของ H. Sugimoto (2000) [24] ซึ่งอาศัยการวิเคราะห์โดยการประมาณระบบประมาณรอบๆจุดทำงานหนึ่งให้เป็นเชิงเส้น (Linearization Method)

อย่างไรก็ตามจากประสบการณ์จากการใช้งานจริงของระบบขับเคลื่อนแบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว เราพบว่าระบบประมาณค่าความเร็วด้วยตัวสังเกตแบบปรับตัวจะขาดเสถียรภาพที่ความเร็วต่ำในย่านการทำงานแบบคิณพลังงานจริง ทำให้เกิดคำถามว่าความไม่สอดคล้องกันระหว่างผลการวิเคราะห์ที่ได้จากการประยุกต์ใช้วิธีของ Lyapunov และทฤษฎี Hyperstability กับผลที่ได้จากการใช้ทฤษฎี Singular Perturbation และ Linearization Method เกิดขึ้นเนื่องจากสาเหตุใด ซึ่งวิธีสองอันแรกนี้ถือเป็นเครื่องมือหลักสำหรับวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบควบคุมแบบปรับตัวโดยทั่วไป นอกจากนี้แล้วยังมีสิ่งที่ยังขาดความชัดเจนคือ แม้ว่าบทความข้างต้นจะได้อ้างถึงการขาดเสถียรภาพของระบบประมาณ แต่ก็ไม่ได้อ้างอิงให้เห็นว่าการขาดเสถียรภาพดังกล่าวนี้จะเกิดขึ้นเมื่อใดและเกิดขึ้นได้อย่างไร

จากปัญหาที่กล่าวข้างต้นเราจึงมีความจำเป็นที่จะต้องศึกษาและทำความเข้าใจถึงปัญหาเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว พร้อมทั้งหาเงื่อนไขการเกิดปรากฏการณ์ขาดเสถียรภาพดังกล่าว

## [3] การออกแบบอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตแบบปรับตัว

ข้อได้เปรียบประการหนึ่งในการประยุกต์ใช้ตัวสังเกตแบบปรับตัวในการประมาณค่าความเร็ว เมื่อเทียบกับวิธี MRAS ก็คือ โดยโครงสร้างพื้นฐานของตัวสังเกตจะมีอัตราขยายป้อนกลับ ซึ่งเราสามารถออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับนี้เพื่อปรับปรุงลักษณะสมบัติของการประมาณได้

การออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับสำหรับตัวสังเกตนี้ โดยส่วนใหญ่ผู้วิจัยจะออกแบบโดยอาศัยหลักการวางตัวของตัวสังเกตให้อยู่ไกลออกไปทางด้านซ้ายมือของระนาบเชิงซ้อน เพื่อเพิ่มอัตราการลู่เข้าของการประมาณให้เร็วขึ้น ยกตัวอย่างเช่น H. Kubota et al. (1993) [22] ได้ใช้อัตราขยายที่ทำให้ขั้วของตัวสังเกตมีค่าเป็นจำนวนเท่าของขั้วของมอเตอร์เดิม J. Maes et al. (2000) [28] ได้กำหนดค่าอัตราขยายป้อนกลับเพื่อให้ส่วนจริงของขั้วของตัวสังเกตมีค่าเป็น

จำนวนเท่าของส่วนจริงของขั้วของมอเตอร์โดยที่ส่วนจินตภาพยังคงเดิม และ G. C. Verghese et al. (1988) [30] นำเสนอการออกแบบอัตราขยายเพื่อให้ขั้วของตัวสังเกตรวมค่าเป็นจำนวนเท่าของค่าเจาะจงของสมการทางด้านโรเตอร์ นอกจากวิธีการข้างต้นแล้ว เรายังมีแนวทางการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับอีกวิธีหนึ่งโดยคำนึงถึงคุณสมบัติความคงทน (Robustness) ของตัวสังเกตรวมค่า ตัวอย่างเช่น L. Hamefors (1998) [31] ได้ออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับเพื่อลดทอนความไวของระบบประมาณต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ โดยค่าอัตราขยายป้อนกลับที่ใช้จะแปรเปลี่ยนไปตามความถี่ทำงาน

อย่างไรก็ดีเนื่องจากการดำเนินงานที่ขาดเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วมีความสัมพันธ์กับค่าอัตราขยายป้อนกลับด้วย (H. Sugimoto (2000) [24] และ S. Sangwongwanich (1995) [35]) ดังนั้นในการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับสำหรับตัวสังเกตรวมค่าแบบปรับตัวนั้น สิ่งที่จะต้องคำนึงถึงเป็นอันดับแรกก็คือ เสถียรภาพของระบบประมาณ ไม่ใช่ความเร็วในการตอบสนองหรือความคงทนของตัวสังเกตรวมค่าที่งานวิจัยในอดีตเน้น คุณสมบัติเหล่านี้ควรพิจารณาเป็นลำดับถัดมา หลักจากที่ตรวจสอบความเสถียรภาพของระบบเป็นที่เรียบร้อยแล้ว ถึงแม้ว่าประเด็นเรื่องความสัมพันธ์ระหว่างเสถียรภาพกับอัตราขยายป้อนกลับจะได้ถูกกล่าวถึงโดย H. Sugimoto (2000) [24] แต่เนื่องจากว่าผลการวิเคราะห์เสถียรภาพใน [24] มิได้แสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างขอบเขตการทำงานที่ขาดเสถียรภาพกับอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตรวมค่าอย่างชัดเจน จึงเป็นเหตุให้ค่าอัตราขยายที่ใช้ถูกออกแบบโดยการลองผิดลองถูก และส่งผลให้ค่าอัตราขยายที่ได้ค่อนข้างซับซ้อนต่อการนำไปประยุกต์ใช้จริงในทางปฏิบัติ

ดังนั้นเราจำเป็นต้องหาแนวทางที่ชัดเจนในการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตรวมค่าแบบปรับตัว เพื่อปรับปรุงเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วตลอดทุกย่านการทำงาน และค่าอัตราขยายป้อนกลับที่ใช้จะต้องมีรูปแบบที่ง่ายต่อการนำไปประยุกต์ใช้ในทางปฏิบัติด้วย

#### [4] การออกแบบอัตราขยายการปรับตัว (Adaptation Gains)

แม้ว่าจะมีการประยุกต์ใช้ตัวสังเกตรวมค่าแบบปรับตัวในระบบไร้เซ็นเซอร์ความเร็วกันอย่างกว้างขวาง แต่ก็ยังไม่มีการศึกษาถึงวิธีการออกแบบค่าอัตราขยายการปรับตัวที่เหมาะสมสำหรับระบบประมาณค่าความเร็ว H. Kubota et al. (1993) [22] ได้นำเสนอวิธีการเลือกค่าอัตราขยายปรับตัวด้วยการลองผิดลองถูกโดยสังเกตจากผลตอบสนองแบบขั้น F. Z. Peng et al. (1994) [19] และ C. Schauder (1992) [6] ได้นำเสนอการออกแบบอัตราขยายการปรับตัวสำหรับระบบ MRAS โดยการประมาณระบบด้วยระบบเชิงเส้นรอบๆจุดทำงานหนึ่ง และพิจารณาทางเดินรากของระบบประมาณ ซึ่งข้อสรุปจากผลการวิเคราะห์ที่ได้ก็มีเพียงว่าเราสามารถกำหนดค่าอัตราขยายการปรับตัวให้มีค่าสูงมากได้ โดยแบนด์วิดธ์ของระบบประมาณค่าความเร็วจะถูกจำกัดด้วยสัญญาณรบกวนเท่านั้น ซึ่งข้อสรุปดังกล่าวนี้ก็ยังคงขาดความชัดเจนสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในทางปฏิบัติ

ดังนั้นนอกเหนือไปจากอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตรวมค่าแบบปรับตัวแล้ว อัตราขยายการปรับตัวก็เป็นอีกพารามิเตอร์หนึ่งซึ่งจำเป็นต้องหาแนวทางในการออกแบบที่ชัดเจนด้วยเช่นกัน

### 1.3 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

จากปัญหาทั้ง 4 ประเด็นในหัวข้อ 1.2 งานวิจัยนี้จึงมีวัตถุประสงค์ที่จะ

- 1) นำเสนอระบบควบคุมเวกเตอร์ที่อาศัยหลักการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม ในการควบคุมกระแสสเตเตอร์ของมอเตอร์ผ่านทางแรงดันสเตเตอร์ และมีโครงสร้างที่เข้ากันได้กับอินเวอร์เตอร์แบบ V/F
- 2) พัฒนาระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วโดยการประยุกต์ใช้ตัวสังเกตเติมอันดับแบบปรับตัวในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ และนำเสนอวิธีการบูรณาการระบบเพื่อลดความซ้ำซ้อนของแบบจำลอง
- 3) วิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วที่นำเสนอ
- 4) พัฒนากฎการออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตแบบปรับตัว เพื่อปรับปรุงเสถียรภาพของระบบตลอดการทำงาน
- 5) นำเสนอแนวทางในการออกแบบค่าอัตราขยายการปรับตัว

#### 1.4 ขอบเขตการวิจัย

- 1) พัฒนาวิธีการสร้างระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ไม่มีความซ้ำซ้อนของแบบจำลองมอเตอร์ในส่วนของการควบคุมแบบเวกเตอร์และส่วนประมาณค่าความเร็ว
- 2) หาข้อจำกัดทางด้านเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วในการใช้งาน
- 3) หาวิธีการออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตเพื่อแก้ไขปัญหาเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว
- 4) หาเงื่อนไขในการออกแบบค่าอัตราขยายการปรับตัวของระบบประมาณค่าความเร็ว

โดยเนื้อหาทั้งหมดสามารถแยกออกเป็น 7 บท โดยในแต่ละบทมีรายละเอียดดังนี้

- บทที่ 1 จะกล่าวถึงประเภทของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในอุตสาหกรรมและข้อดีของอินเวอร์เตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว วิธีประมาณค่าความเร็วโรเตอร์แบบต่างๆที่มีการวิจัยในอดีตที่ผ่านมา และปัญหาต่างๆของการประมาณความเร็วด้วยตัวสังเกตแบบปรับตัว รวมถึงวัตถุประสงค์ของงานวิจัย
- บทที่ 2 จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของการควบคุมแบบเวกเตอร์ด้วยการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม ซึ่งพัฒนาขึ้นมาโดยอาศัยแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำ และนำเสนอเพิ่มเติมวงรอบควบคุมกระแสเข้าไปในส่วนของการควบคุมนี้ โดยวงรอบควบคุมกระแสจะมีหน้าที่ลดทอนผลกระทบของแรงดันที่ผิดพลาดอันเกิดจากการประวิงเวลาในการชับนำอุปกรณ์สวิตซ์กำลังของอินเวอร์เตอร์ รวมทั้งเสนอแนวทางในการออกแบบตัวควบคุมกระแสเพื่อลดทอนผลกระทบดังกล่าว
- บทที่ 3 จะนำเสนอระบบขับเคลื่อนแบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วแบบใหม่ที่มีโครงสร้างที่ปราศจากความซ้ำซ้อนของแบบจำลอง โดยในอันดับแรกจะกล่าวถึงระบบประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ด้วยตัวสังเกตเติมอันดับแบบปรับตัว จากนั้นจะนำเสนอส่วนประมาณค่าความเร็วนี้ไปบูรณาการเข้ากับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ได้นำเสนอในบทที่ 2
- บทที่ 4 ในเบื้องต้นนั้นเราจะพิสูจน์เงื่อนไขในการประมาณได้ (Identifiability condition) ของค่าความเร็วโรเตอร์ เพื่อแสดงถึงข้อจำกัดของการประมาณค่าความเร็วในระบบไร้เซ็นเซอร์ หลังจากนั้นเราจะวิเคราะห์ถึง



เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว โดยจะแสดงให้เห็นถึงข้อจำกัดในการพิสูจน์เสถียรภาพด้วยทฤษฎี Hyperstability ลำดับถัดมาจะนำเสนอวิธีการใหม่ในการวิเคราะห์และหาเงื่อนไขความมีเสถียรภาพด้วยการใช้ Routh-Hurwitz Criterion เพื่อหาขอบเขตของการขาดเสถียรภาพในเชิงสมการอย่างชัดเจนพร้อมกันนั้นเราจะอธิบายปรากฏการณ์การขาดเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วจากมุมมองทางวงจรมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ เพื่อให้เกิดความเข้าใจปรากฏการณ์นี้ในเชิงพฤติกรรมของมอเตอร์ด้วย ในอันดับสุดท้าย

- เนื้อหาในบทที่ 5 จะต่อเนื่องจากบทที่ 4 โดยจะนำเงื่อนไขความสัมพันธ์ระหว่างขอบเขตของความมีเสถียรภาพกับอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตมาใช้เป็นแนวทางในการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับ เพื่อให้ระบบประมาณมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานและเปรียบเทียบกับวิธีการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับในงานวิจัยอื่นๆ
- ในบทที่ 6 เราจะกล่าวถึงวิธีการออกแบบค่าอัตราขยายปรับตัว โดยแนวทางที่นำเสนอจะพิจารณาคุณสมบัติของตัวประมาณค่าความเร็วในด้านความเร็วในการติดตามค่าความเร็วโรเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงในช่วงเร่ง และลดความเร็ว และพิจารณาผลกระทบจากสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตรวจจับค่ากระแสประกอบด้วย
- บทที่ 7 เป็นเนื้อหาบทสุดท้ายที่จะสรุปถึงประเด็นต่างๆของงานวิจัยที่ได้นำเสนอ รวมถึงข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในลำดับถัดไป

## บทที่ 2

### การควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วม

โครงสร้างมาตรฐานของอินเวอร์เตอร์ควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำในอุตสาหกรรมจะเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมกระแส ซึ่งมีวงรอบควบคุมกระแสที่มีแบนด์วิดท์สูงในการควบคุมกระแสสร้างฟลักซ์และกระแสสร้างแรงบิด การควบคุมกระแสที่ต้องการแบนด์วิดท์สูงเป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้เราต้องใช้ตัวประมวลผลที่มีความเร็วค่อนข้างสูงและมีปัญหาการขาดเสถียรภาพเนื่องจากอัตราขยายป้อนกลับที่ใช้ในวงรอบควบคุมมีค่าสูงด้วย ในอีกด้านหนึ่ง K. Ohnishi et al. (1985) [32] และ F. Harashima et al. (1985) [33] ได้นำเสนอการควบคุมเวกเตอร์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำในอีกรูปแบบหนึ่งที่เรียกว่าการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม (Decoupling Control) โดยอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นชนิดควบคุมแรงดัน ซึ่งวิธีการควบคุมดังกล่าวจะอาศัยหลักการชดเชยแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเพื่อให้การควบคุมกระแสสร้างฟลักซ์และแรงบิดมีอิสระต่อกัน ทั้งนี้การควบคุมโดยวิธีนี้จะมีความเข้ากันได้กับอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีลักษณะสมบัติของการควบคุมแบบป้อนไปหน้า รวมถึงมีโครงสร้างที่ง่ายและไม่ต้องการตัวประมวลผลที่มีความไวสูงมาก อาจกล่าวในอีกทางหนึ่งได้ว่าการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมเป็นการปรับปรุงสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ให้ดีขึ้นนั่นเอง นอกจากนี้โครงสร้างของการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมนี้ยังมีความเข้ากันได้กับตัวสังเกตเติมอันดับแบบปรับตัว ทำให้เราสามารถที่จะบูรณาการตัวควบคุมเข้ากับตัวสังเกตสำหรับระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วได้โดยง่ายดังจะนำเสนอในบทถัดไป

อย่างไรก็ตามการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมที่นำเสนอโดย K. Ohnishi et al. (1985) [32] และ F. Harashima et al. (1985) [33] มีแนวคิดที่จะพยายามทำระบบควบคุมให้อยู่ในรูปแบบที่ง่าย จึงได้ละเลยลักษณะสมบัติทางพลวัตของกระแสเดเตอร์และกระแสกระตุ้นสร้างโรเตอร์ฟลักซ์ ยังผลให้ตัวควบคุมไม่สามารถชดเชยแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำในแต่ละแกนในช่วงผลตอบสถานะชั่วคราวได้อย่างถูกต้อง และทำให้เราไม่สามารถควบคุมกระแสในแกน  $d$  และแกน  $q$  ได้อย่างอิสระจริง นอกจากนี้การละเลยลักษณะทางพลวัตดังกล่าวนี้ยังจะทำให้โครงสร้างภายในของตัวควบคุมไม่มีแบบจำลองของมอเตอร์ จึงขาดความเข้ากันได้กับตัวสังเกตเติมอันดับแบบปรับตัว และทำให้เราไม่สามารถบูรณาการตัวสังเกตเข้ากับตัวควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมได้ ปัญหาที่สำคัญประการหนึ่งของการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมก็คือเนื่องจากโครงสร้างของตัวควบคุมเป็นการควบคุมแบบป้อนไปหน้าเพียงลำพัง ทำให้ระบบมีความไวต่อความผิดพลาดของพารามิเตอร์ต่างๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในย่านการทำงานของมอเตอร์ที่ความเร็วรอบต่ำๆ

ในบทนี้เราจะกล่าวถึงการพัฒนาของระบบควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมที่ขยายผลจากงานวิจัยใน K. Ohnishi et al. (1985) [32] และ F. Harashima et al. (1985) [33] โดยโครงสร้างของตัวควบคุมที่พัฒนานี้จะสามารถชดเชยแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำได้อย่างถูกต้องทั้งในช่วงผลตอบสถานะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัว และยังมีมีความเข้ากันได้กับตัวสังเกตเติมอันดับแบบปรับตัวเพื่อการบูรณาการในระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วในลำดับถัดไป นอกจากนี้ยังได้ทำการเพิ่มวงรอบควบคุมกระแสเข้าไปในตัวควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมเพื่อปรับปรุงสมรรถนะของการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมในย่านความเร็วต่ำ พร้อมทั้งนำเสนอแนวทางการออกแบบตัวควบคุมกระแสเพื่อลดทอนผลกระทบจากการประวิงเวลาและแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตซ์กำลัง ทั้งนี้การควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมยังคงทำหน้าที่หลักในการควบคุม ในขณะที่วงรอบควบคุมกระแสที่เพิ่มเติมเข้ามานั้นจะทำหน้าที่ชดเชยผลกระทบอันเนื่องมาจากความผิดพลาดของพารามิเตอร์ต่างๆในสภาวะอยู่ตัวเท่านั้น วงรอบควบคุมกระแสดังกล่าวจึงไม่ต้องการแบนด์วิดท์สูง

## 2.1 แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เนื่องด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์เป็นการควบคุมทั้งแรงบิดและฟลักซ์ภายในมอเตอร์ในทุกๆขณะ (Instantaneous) การอธิบายการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์จึงต้องอาศัยความเข้าใจในพฤติกรรมของมอเตอร์ทั้งในสถานะอยู่ตัวและในสถานะชั่วคราว ดังนั้นในหัวข้อนี้เราจะเริ่มต้นด้วยการกล่าวถึงแบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยแบบจำลองดังกล่าวยังเป็นพื้นฐานในการพัฒนาระบบประมาณค่าความเร็วด้วยตัวสังเกตแบบปรับตัวซึ่งจะนำเสนอในบทถัดไปด้วย

### 2.1.1 การนำเสนอในรูปแบบของสเปซเวกเตอร์ (Space Vector Representation)

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถนำเสนอได้หลายรูปแบบ การนำเสนอด้วยสเปซเวกเตอร์เป็นวิธีที่ง่ายและมีพื้นฐานทางคณิตศาสตร์รองรับ นอกจากนี้ยังสามารถสื่อความหมายทางกายภาพได้ค่อนข้างชัดเจน ในงานวิจัยนี้เราจะใช้วิธีการดังกล่าวในการแสดงแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งเหมือนกับงานวิจัยอื่นๆโดยทั่วไป

สมการ (2.1) – (2.3) เป็นการแสดงแรงดันและกระแสต่างๆในรูปแบบของสเปซเวกเตอร์

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{su} \\ v_{sv} \\ v_{sw} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

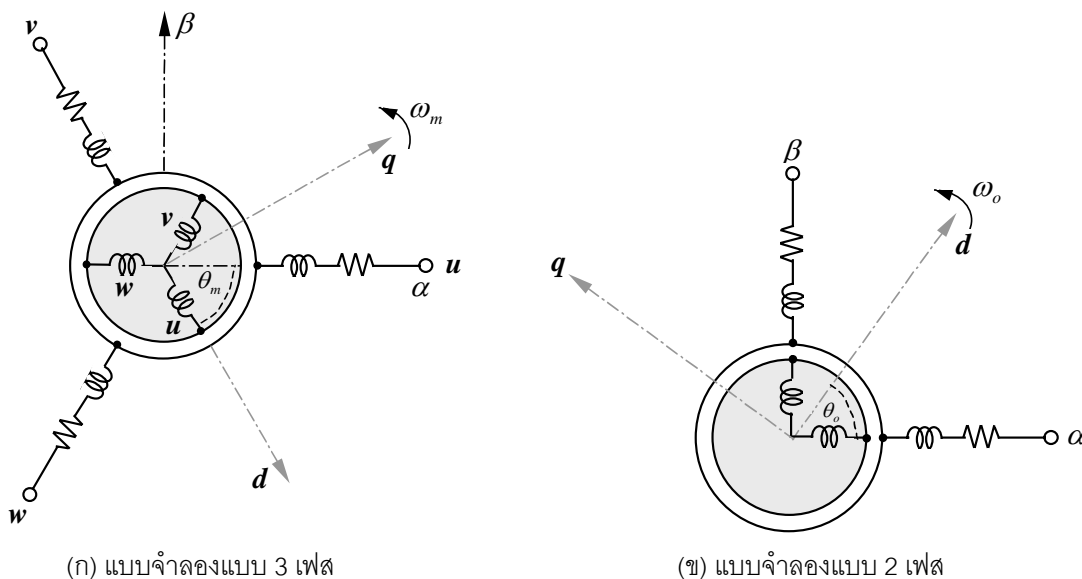
$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \\ i_{rw} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

โดยที่  $\alpha - \beta$  คือแกนอ้างอิงสเตเตอร์

โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสแบบกรงกระรอกสามารถเขียนแทนได้ดังแสดงในรูปที่ 2.1(ก) โดยแรงดันและกระแสมีความสัมพันธ์กันดังสมการ (2.4)

$$\begin{aligned} v_{su} + v_{sv} + v_{sw} &= 0 \\ i_{su} + i_{sv} + i_{sw} &= 0 \\ i_{ru} + i_{rv} + i_{rw} &= 0 \end{aligned} \quad (2.4)$$

จากความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสในรูปแบบของสเปซเวกเตอร์ในสมการ (2.1)-(2.3) เราสามารถเขียนโครงสร้างของมอเตอร์ใหม่เสมือนกับมีขดลวดเพียงสองขด ( $\alpha - \beta$ ) ที่ตั้งฉากกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.1(ข)



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก

### 2.1.2 การย้ายแกนอ้างอิงของสเปซเวกเตอร์

เนื่องจากเวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์และกระแสสเตเตอร์ในสมการ (2.1) และ (2.2) อ้างอิงอยู่บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ ( $\alpha - \beta$ ) ซึ่งเป็นแกนอ้างอิงที่ต่างไปจากแกนอ้างอิงของเวกเตอร์ของกระแสโรเตอร์ในสมการ (2.3) ที่อ้างอิงอยู่บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ ( $d - q$ ) ซึ่งหมุนไปตามตำแหน่งของโรเตอร์ ( $\theta_m$ ) ดังนั้นในการดำเนินการทางคณิตศาสตร์ร่วมกันระหว่างสมการทางด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ เราจำเป็นต้องแสดงเวกเตอร์แรงดันและกระแสอ้างอิงอยู่บนแกนอ้างอิงเดียวกันเสียก่อน ในเบื้องต้นนี้เราจะเลือกแกนอ้างอิงสเตเตอร์เป็นแกนอ้างอิงร่วมกัน และเราสามารถแสดงการย้ายแกนอ้างอิงของเวกเตอร์กระแสโรเตอร์ไปยังแกนอ้างอิงสเตเตอร์ได้ตามความสัมพันธ์ (2.5)

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos p\theta_m & -\sin p\theta_m \\ \sin p\theta_m & \cos p\theta_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

### 2.1.3 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ ( $\alpha - \beta$ )

เมื่อเราพิจารณากรณีที่สนามแม่เหล็กภายในตัวมอเตอร์มีการกระจายเป็นฟังก์ชันไซน์ตามตำแหน่งเชิงมุมของมอเตอร์ ประกอบกับความสัมพันธ์ตามสมการ (2.1)-(2.5) เราสามารถเขียนแบบจำลองแสดงลักษณะทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ได้ดังนี้คือ

**สมการสเตเตอร์:**

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{s\alpha} \\ \lambda_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

โดยที่ฟลักซ์ค้ำของด้านสเตเตอร์นิยามโดยสมการ (2.7)

$$\begin{bmatrix} \lambda_{s\alpha} \\ \lambda_{s\beta} \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

สมการโรเตอร์:

$$\begin{bmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{r\alpha} \\ \lambda_{r\beta} \end{bmatrix} + p\omega_m J \begin{bmatrix} \lambda_{r\alpha} \\ \lambda_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

โดยที่ฟลักซ์ค้ำของด้านโรเตอร์นิยามโดยสมการ (2.9)

$$\begin{bmatrix} \lambda_{r\alpha} \\ \lambda_{r\beta} \end{bmatrix} = L_r \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

สมการแรงบิด:

$$T_m = pM [i_{s\beta}i_{r\alpha} - i_{s\alpha}i_{r\beta}] \quad (2.10)$$

เนื่องจากการควบคุมแบบเวกเตอร์เป็นการควบคุมโรเตอร์ฟลักซ์โดยตรง เราจึงนิยมแสดงลักษณะสมบัติทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยมีกระแสสเตเตอร์ ( $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ ) และกระแสกระตุ้นของโรเตอร์ฟลักซ์ ( $i_{o\alpha}, i_{o\beta}$ ) เป็นตัวแปรสถานะ จากนิยาม (2.11)

$$\begin{bmatrix} i_{o\alpha} \\ i_{o\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_r}{M} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

เราสามารถเขียนสมการ (2.6) - (2.10) ได้ใหม่ดังนี้

### แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

สมการสเตเตอร์:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ -(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{M^2}{L_r} (\frac{R_r}{L_r} I - p\omega_m J) \begin{bmatrix} i_{o\alpha} \\ i_{o\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \right\} \quad (2.12)$$

สมการโรเตอร์:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{o\alpha} \\ i_{o\beta} \end{bmatrix} = \frac{R_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \left( -\frac{R_r}{L_r} I + p\omega_m J \right) \begin{bmatrix} i_{o\alpha} \\ i_{o\beta} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

สมการแรงบิด:

$$T_m = p \frac{M^2}{L_r} [i_{s\beta} i_{o\alpha} - i_{s\alpha} i_{o\beta}] \quad (2.14)$$

สมการ (2.12)-(2.14) แสดงถึงแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำในรูปแบบของปริภูมิสถานะ (State space) ซึ่งเราจะใช้แบบจำลอง (2.12)-(2.14) เป็นแบบจำลองพื้นฐานในงานวิจัย

#### 2.1.4 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ (d-q)

เนื่องจากหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์จะทำการควบคุมกระแสสร้างฟลักซ์และกระแสสร้างแรงบิดบนแกนอ้างอิงของโรเตอร์ฟลักซ์ ดังนั้นเราจึงต้องแปลงแบบจำลองของมอเตอร์ในสมการ (2.12) – (2.14) ไปอ้างอิงกับแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ โดยการแปลงเวกเตอร์แรงดันและกระแสไปอ้างอิงกับแกนอ้างอิงของโรเตอร์ฟลักซ์สามารถทำได้ในลักษณะเดียวกันกับความสัมพันธ์ในสมการ (2.5) เราจะได้

กระแสสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_o & \sin \theta_o \\ -\sin \theta_o & \cos \theta_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

กระแสกระตุ้นของโรเตอร์ฟลักซ์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์:

$$\begin{bmatrix} i_o \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_o & \sin \theta_o \\ -\sin \theta_o & \cos \theta_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{o\alpha} \\ i_{o\beta} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

แรงดันสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_o & \sin \theta_o \\ -\sin \theta_o & \cos \theta_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

สำหรับเทอมอนุพันธ์ของกระแสเราใช้ความสัมพันธ์ที่ว่า

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_o \\ \omega_o & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_o & \sin \theta_o \\ -\sin \theta_o & \cos \theta_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_o}{dt} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_o \\ \omega_o & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_o & \sin \theta_o \\ -\sin \theta_o & \cos \theta_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{o\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{o\beta}}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

โดยที่  $\omega_o$  คือค่าความถี่ของโรเตอร์ฟลักซ์

$$\omega_o = \frac{d\theta_o}{dt} \quad (2.20)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการ (2.15) - (2.20) เราสามารถเขียนแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ((2.12) – (2.14)) บนแกนอ้างอิงของโรเตอร์ฟลักซ์ได้ดังสมการ (2.21)-(2.25)

### แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์

สมการสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงของโรเตอร์ฟลักซ์:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ -(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sd} + \omega_o \sigma L_s i_{sq} + R_r \frac{M^2}{L_r^2} i_o + v_{sd} \right\} \quad (2.21)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ -(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sq} - \omega_o \sigma L_s i_{sd} - p \omega_m \frac{M^2}{L_r} i_o + v_{sq} \right\} \quad (2.22)$$

สมการโรเตอร์บนแกนอ้างอิงของโรเตอร์ฟลักซ์:

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} i_o \quad (2.23)$$

$$\frac{d\theta_o}{dt} = \omega_o = p \omega_m + \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{i_o} \quad (2.24)$$

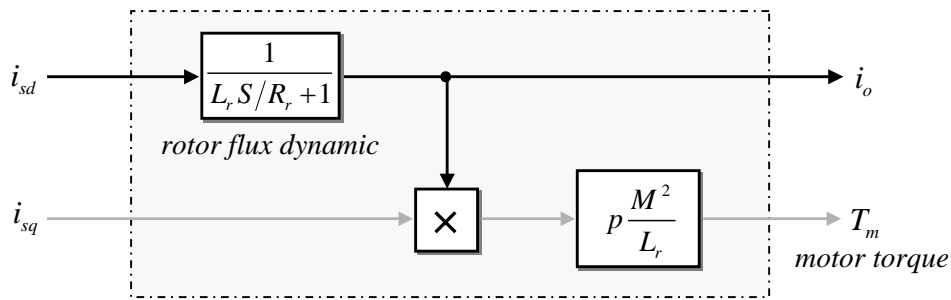
สมการแรงบิด:

$$T_m = p \frac{M^2}{L_r} i_o i_{sq} \quad (2.25)$$

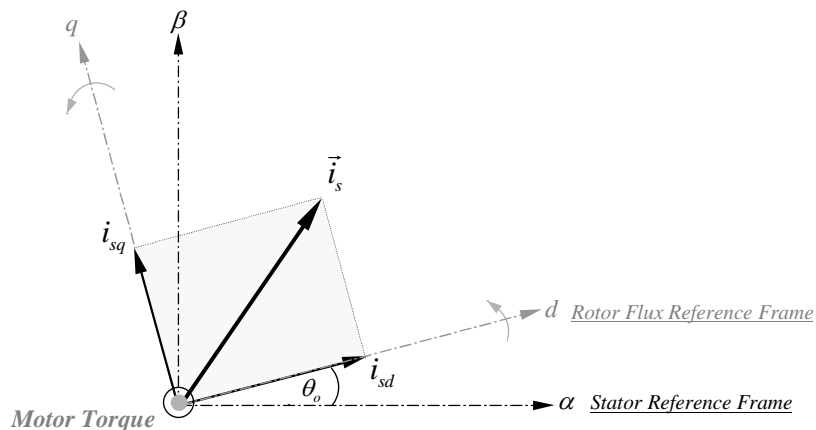
สมการ (2.25) แสดงให้เห็นว่าเราสามารถควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ได้โดยตรงผ่านการควบคุมกระแสสเตเตอร์ในแกน  $q$  ( $i_{sq}$ ) และควบคุมโรเตอร์ฟลักซ์หรือกระแสกระตุ้นผ่านทางกระแสในแกน  $d$  ( $i_{sd}$ ) ในที่นี้เราจะเรียกกระแส  $i_{sd}$  และ  $i_{sq}$  ว่าเป็นกระแสสร้างฟลักซ์และกระแสสร้างแรงบิดตามลำดับ

## 2.2 ทฤษฎีการควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วม

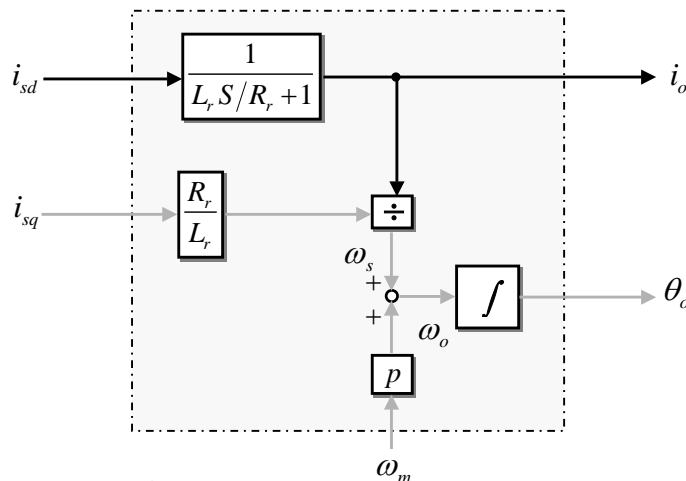
การควบคุมแบบเวกเตอร์เป็นการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์โดยตรง ซึ่งจะทำการควบคุมฟลักซ์และแรงบิดอย่างอิสระต่อกันผ่านทางกระแสเดเตอร์ ( $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ ) (ดูรูปที่ 2.2 และ 2.3 ประกอบ) เชกเช่นเดียวกันกับการควบคุมกระแสสนามและกระแสอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์กระแสตรง เนื่องจากในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำนี้ ตำแหน่งของขั้วแม่เหล็กที่โรเตอร์ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำนั้นจะหมุนไปด้วยความถี่เท่ากับความถี่ทางไฟฟ้าของแหล่งจ่าย ดังนั้นข้อมูลของเวกเตอร์โรเตอร์ฟลักซ์จึงเป็นข้อมูลสำคัญที่เราจำเป็นต้องทราบสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ ซึ่งงานวิจัยโดยส่วนใหญ่รวมถึงงานวิจัยนี้จะอาศัยแบบจำลองของมอเตอร์ (สมการโรเตอร์) ในการคำนวณหาเวกเตอร์โรเตอร์ฟลักซ์ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.2 การควบคุมฟลักซ์และแรงบิดด้วยการควบคุมกระแสเดเตอร์



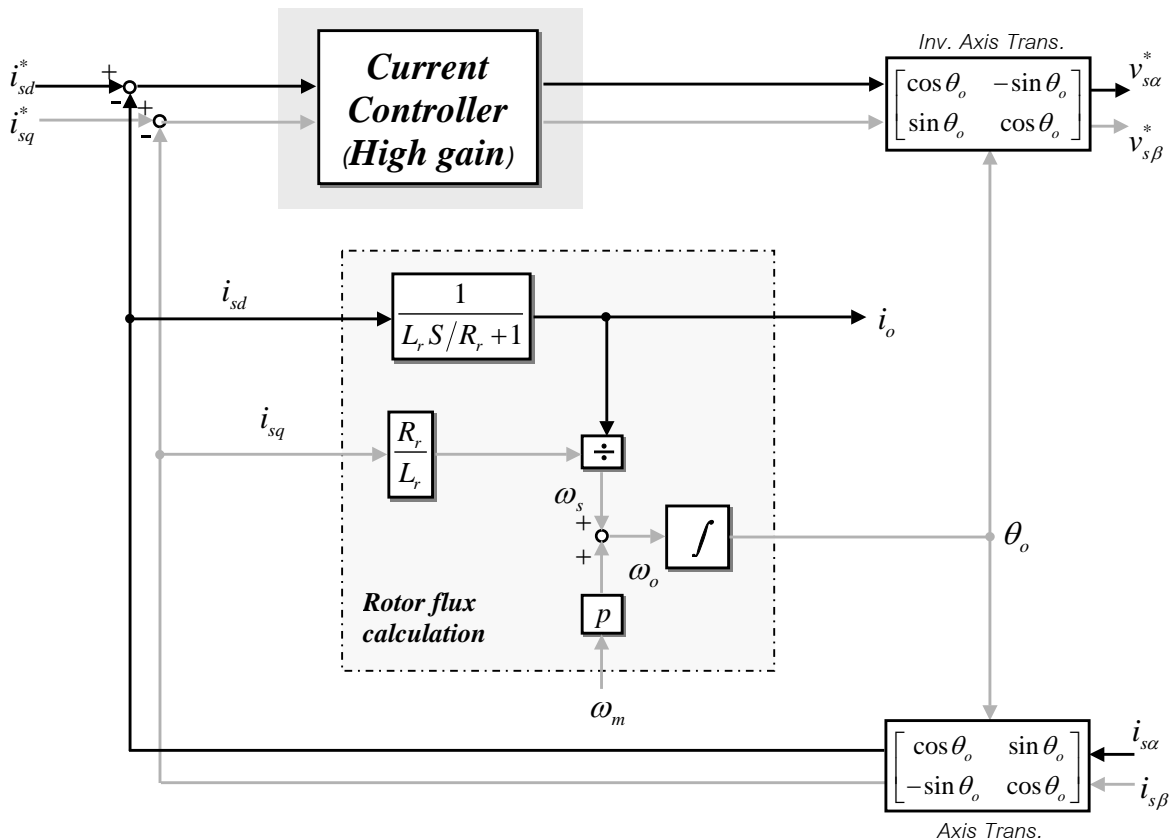
รูปที่ 2.3 หลักการควบคุมแรงบิดของการควบคุมแบบเวกเตอร์



รูปที่ 2.4 วิธีการคำนวณหาเวกเตอร์โรเตอร์ฟลักซ์



วิธีการควบคุมกระแสสเตเตอร์ที่นิยมใช้ในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์โดยทั่วไป ก็คือการใช้วงรอบควบคุมกระแสที่มีแบนด์วิดท์สูง เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานเหมือนกับแหล่งจ่ายกระแสและควบคุมกระแสในแต่ละแกน ( $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ ) ได้อย่างอิสระ ด้วยวิธีการควบคุมนี้ทำให้เราต้องใช้ตัวประมวลผลที่มีความเร็วสูง นอกจากนี้การใช้อัตราขยายค่าสูงสำหรับตัวควบคุมกระแสยังจะทำให้เกิดปัญหาการขาดเสถียรภาพได้ ระบบควบคุมเวกเตอร์โดยทั่วไปจึงมีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ระบบควบคุมเวกเตอร์โดยทั่วไปที่ใช้วงรอบควบคุมกระแสที่มีแบนด์วิดท์สูง

ในทางตรงกันข้ามระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแรงดันจะอาศัยการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม ในการควบคุมกระแส โดยทำการชดเชยแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่เชื่อมโยงระหว่างแกน  $d$  และ  $q$  และเนื่องจากตัวควบคุมทำงานในลักษณะป้อนไปหน้า จึงไม่มีปัญหาในเรื่องเสถียรภาพของการควบคุมกระแส

ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแรงดันที่อาศัยหลักการควบคุมแยกการเชื่อมร่วม สามารถอธิบายได้โดยเริ่มต้นจากแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ในสมการ (2.21) – (2.24) จากสมการ (2.21) และ (2.22) จะสังเกตเห็นได้ว่า มีเทอมของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเชื่อมโยงระหว่างปริมาณในแกน  $d$  และแกน  $q$  ทำให้การควบคุมกระแสในแกนทั้งสองผ่านทางแรงดันสเตเตอร์ยุ่งยากและไม่อิสระในการควบคุมกระแสในแต่ละแกน ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหานี้เราจึงทำการชดเชยแรงดันที่เชื่อมโยงระหว่างแกนทั้งสองโดยกำหนดให้แรงดันสเตเตอร์ที่จ่ายให้กับมอเตอร์เป็นไปตามสมการ (2.26)-(2.27)

$$v_{sd} = u_{sd} - \omega_o \sigma L_s i_{sq} + R_r \frac{M^2}{L_r^2} (i_{sd} - i_o) \tag{2.26}$$

$$v_{sq} = u_{sq} + \omega_o \sigma L_s i_{sd} + \omega_o \frac{M^2}{L_r} i_o \quad (2.27)$$

เมื่อแทนสมการ (2.26)-(2.27) ลงในสมการ (2.21)-(2.22) จะได้

สมการสเตเตอร์หลังการควบคุมแยกการเชื่อมร่วม:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sd} + \frac{u_{sd}}{\sigma L_s} \quad (2.28)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sq} + \frac{u_{sq}}{\sigma L_s} \quad (2.29)$$

สมการข้างต้นแสดงถึงลักษณะทางพลวัตของกระแสสเตเตอร์ที่มีการควบคุมได้อย่างอิสระในแต่ละแกนผ่านแรงดัน  $u_{sd}$  และ  $u_{sq}$  และเราเรียกการควบคุมแรงดัน  $v_{sd}$  และ  $v_{sq}$  ตามสมการ (2.26) และ (2.27) ว่าเป็นการควบคุมแยกการเชื่อมร่วม (Decoupling Control) ถ้าเรากำหนดให้

$$u_{sd} = i_{sd}^* R_s \quad (2.30)$$

$$u_{sq} = i_{sq}^* R_s \quad (2.31)$$

เราจะได้ผลตอบสนองของกระแสสเตเตอร์ ( $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ ) ต่อกระแสคำสั่งในแต่ละแกน ( $i_{sd}^*$ ,  $i_{sq}^*$ ) เป็นการหน่วงแบบอันดับหนึ่งด้วยค่าคงตัวทางเวลาเท่ากับ  $\sigma L_s / R_s$

จากแนวคิดของการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมข้างต้น เราสามารถเขียนสมการต่างๆของตัวควบคุมเวกเตอร์แบบแรงดันด้วยการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ได้ดังสมการ (2.32)-(2.37)

แรงดันสเตเตอร์ในตัวควบคุมที่มีการชดเชยแรงดันที่เชื่อมโยงระหว่างแกน:

$$v_{sd}^* = R_s i_{sd}^* - \omega_o \sigma L_s \hat{i}_{sq} + R_r \frac{M^2}{L_r^2} (\hat{i}_{sd} - \hat{i}_o) \quad (2.32)$$

$$v_{sq}^* = R_s i_{sq}^* + \omega_o \sigma L_s \hat{i}_{sd} + \omega_o \frac{M^2}{L_r} \hat{i}_o \quad (2.33)$$

สมการสเตเตอร์หลังการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมในตัวควบคุม:

$$\frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} = \frac{R_s}{\sigma L_s} (i_{sd}^* - \hat{i}_{sd}) \quad (2.34)$$

$$\frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} = \frac{R_s}{\sigma L_s} (i_{sq}^* - \hat{i}_{sq}) \quad (2.35)$$

สมการโรเตอร์ในตัวควบคุม:

$$\frac{d\hat{i}_o}{dt} = \frac{R_r}{L_r} \hat{i}_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \hat{i}_o \quad (2.36)$$

$$\frac{d\hat{\theta}_o}{dt} = \omega_o = p\omega_m + \frac{R_r}{L_r} \frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_o} \quad (2.37)$$

จากสมการ (2.32)-(2.33) และ (2.36)-(2.37) จะเห็นได้ว่าในกรณีนี้เราสามารถใส่กระแสเตเตอร์ที่คำนวณได้จากสมการ (2.34)-(2.35)  $(\hat{i}_{sd}, \hat{i}_{sq})$  แทนการใช้ค่ากระแสจริงจากการตรวจจับ  $(i_{sd}, i_{sq})$  ซึ่งถือได้ว่าเป็นข้อดีของการควบคุมเวกเตอร์แบบแรงดัน ที่เราสามารถควบคุมฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์ได้โดยไม่ต้องใช้ตัวตรวจจับกระแส นอกจากนี้โครงสร้างของตัวควบคุมยังมีแบบจำลองของมอเตอร์ (สมการ (2.34)-(2.37)) ที่มีการประมาณทั้งค่ากระแสเตเตอร์และกระแสกระตุ้นรวมอยู่ด้วย ซึ่งเป็นแบบจำลองเต็มอันดับเหมือนกับที่เราจะใช้ในการประมาณค่าความเร็วในบทถัดไป ทำให้เราสามารถใส่แบบจำลองนี้ในระบบประมาณค่าความเร็วด้วยตัวสังเกตแบบปรับตัวในการพัฒนาระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วได้ด้วย

เนื่องจากการคำนวณแรงดันชดเชยในการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมต้องการข้อมูลของกระแสเตเตอร์  $(\hat{i}_{sd}, \hat{i}_{sq})$  และกระแสกระตุ้น  $\hat{i}_o$  อีกทั้งแรงดันที่เราสามารถสร้างได้ด้วยอินเวอร์เตอร์เป็นแรงดันบนแกนอ้างอิงของสเตเตอร์ เราจึงต้องแปลงแรงดันที่คำนวณได้ตามสมการ (2.32) และ (2.33) ซึ่งอ้างอิงอยู่กับแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ไปเป็นคำสั่งแรงดันบนแกนอ้างอิงของสเตเตอร์โดยใช้ข้อมูลของตำแหน่งเชิงมุมของเวกเตอร์โรเตอร์ฟลักซ์ ดังนั้นเราจึงต้องทราบว่าเวกเตอร์ โรเตอร์ฟลักซ์มีขนาดเท่าไรและมีตำแหน่งเชิงมุมอยู่ ณ ที่ใด ซึ่งค่าเหล่านี้สามารถคำนวณได้จากแบบจำลองของมอเตอร์ที่ถูกควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมแล้ว โดยใช้สมการ (2.34)-(2.37)

โครงสร้างของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแรงดันที่มีการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.6 ในบริเวณ A คือการควบคุมแยกการเชื่อมร่วม (สมการ (2.32)-(2.33)) บริเวณ B คือลักษณะทางพลวัตทางด้านสเตเตอร์ (สมการ (2.34)-(2.35)) และบริเวณ C คือลักษณะทางพลวัตของโรเตอร์ฟลักซ์ (สมการ (2.36)-(2.37))

## 2.3 เปรียบเทียบการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมโดยวิธีของ K. Ohnishi และ F. Harashima

แม้ว่า K. Ohnishi et al. (1985) [32] และ F. Harashima et al. (1985) [33] จะได้นำเสนอการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมที่มีรูปแบบที่ง่ายและมีสมรรถนะที่ดีในระดับหนึ่ง แต่ก็ยังมีรายละเอียดบางประเด็นที่ได้ละเลย ซึ่งมีความสำคัญต่อผลตอบสนองชั่วคราวและความเข้ากันได้กับตัวสังเกตเต็มอันดับ เราสามารถเขียนสมการต่างๆของตัวควบคุมเวกเตอร์แบบแรงดันที่นำเสนอใน [32]-[33] ได้ดังสมการ (2.38)-(2.40) และเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.7

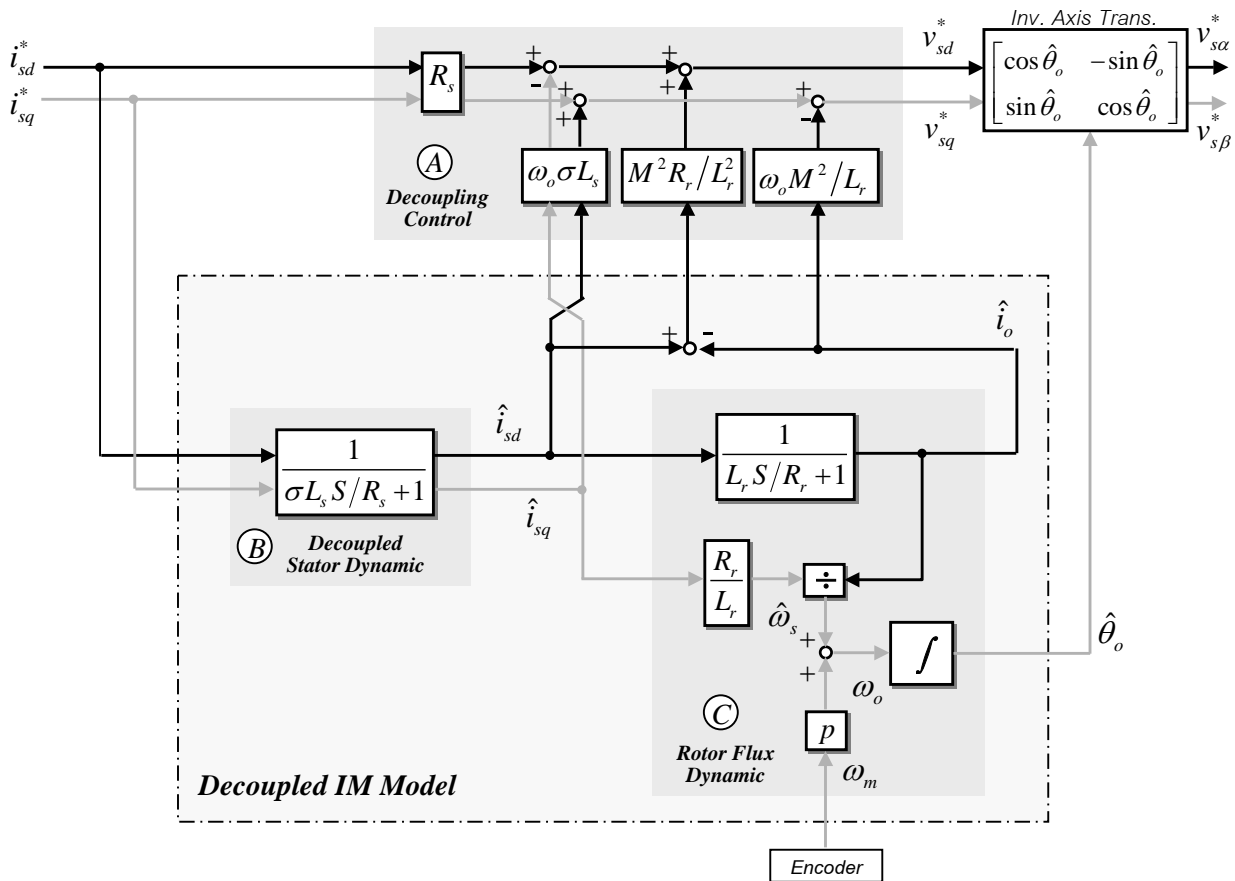
แรงดันสเตเตอร์ที่มีการชดเชยแรงดันที่เชื่อมโยงระหว่างแกนโดย K. Ohnishi และ F. Harashima:

$$v_{sd}^* = R_s i_{sd}^* - \omega_o \sigma L_s i_{sq}^* \quad (2.38)$$

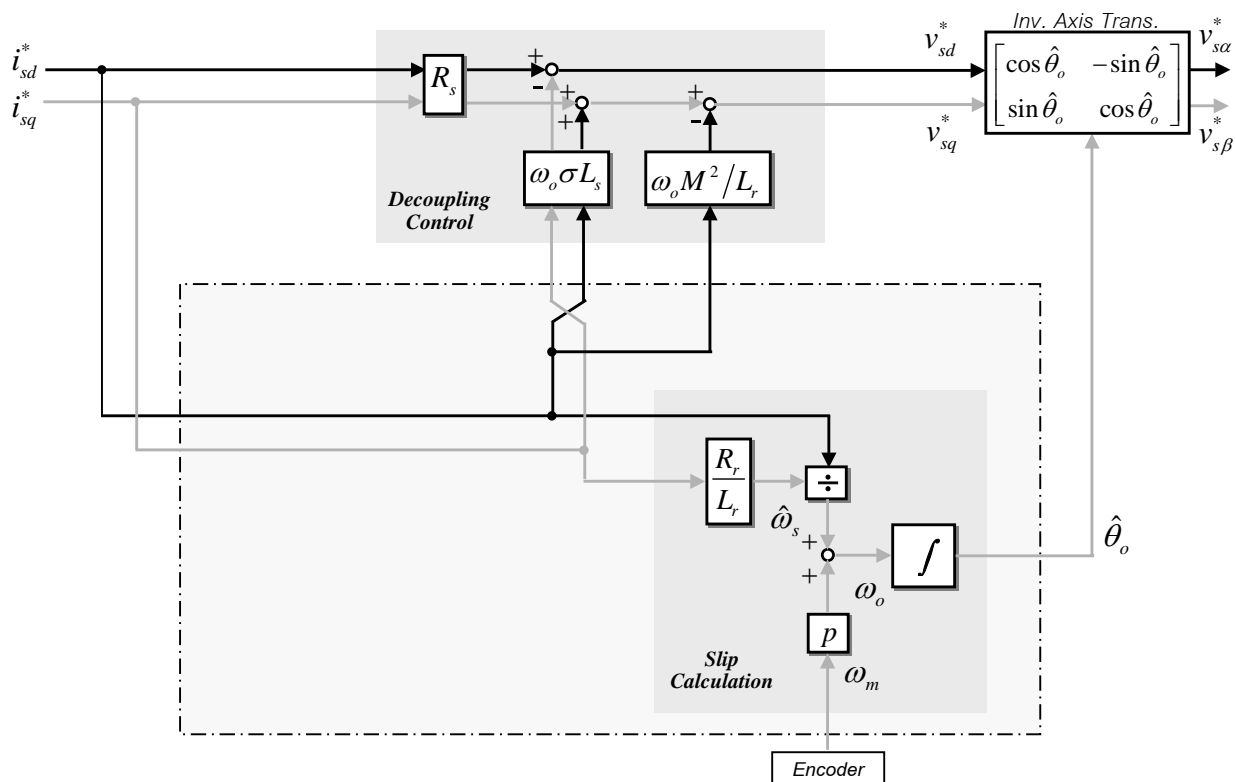
$$v_{sq}^* = R_s i_{sq}^* + \omega_o \sigma L_s i_{sd}^* + \omega_o \frac{M^2}{L_r} i_{sd}^* \quad (2.39)$$

การคำนวณความถี่ของโรเตอร์ฟลักซ์:

$$\frac{d\hat{\theta}_o}{dt} = \omega_o = p\omega_m + \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \quad (2.40)$$



รูปที่ 2.6 โครงสร้างของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแรงดันโดยอาศัยการควบคุมแยกการเชื่อมร่วม



รูปที่ 2.7 โครงสร้างของการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมที่นำเสนอโดย K. Ohnishi และ F. Harashima

เมื่อเปรียบเทียบกับสมการ (2.32) และ (2.33) จะเห็นได้ว่าในสมการ (2.38) และ (2.39) การคำนวณทอมชดเชยแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำนั้น จะใช้ค่ากระแสคำสั่ง ( $i_{sd}^*$ ,  $i_{sq}^*$ ) แทนค่ากระแสสเตเตอร์ซึ่งจะล่าหลังกระแสคำสั่งด้วยการหน่วงแบบอันดับหนึ่ง และยังได้ละเอียดทอมผลต่างระหว่างกระแสในแกน  $d$  และกระแสกระตุ้น ( $i_{sd} - i_o$ ) ดังนั้นหากเราจ่ายแรงดันสเตเตอร์ตามสมการ (2.38)-(2.39) ให้แก่มอเตอร์เราจะได้ผลตอบสนองทางด้านสเตเตอร์เป็นดังสมการ (2.41)-(2.42)

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ R_s (i_{sd}^* - i_{sd}) + \omega_o \sigma L_s (i_{sq} - i_{sq}^*) - R_r \frac{M^2}{L_r^2} (i_{sd} - i_o) \right] \quad (2.41)$$

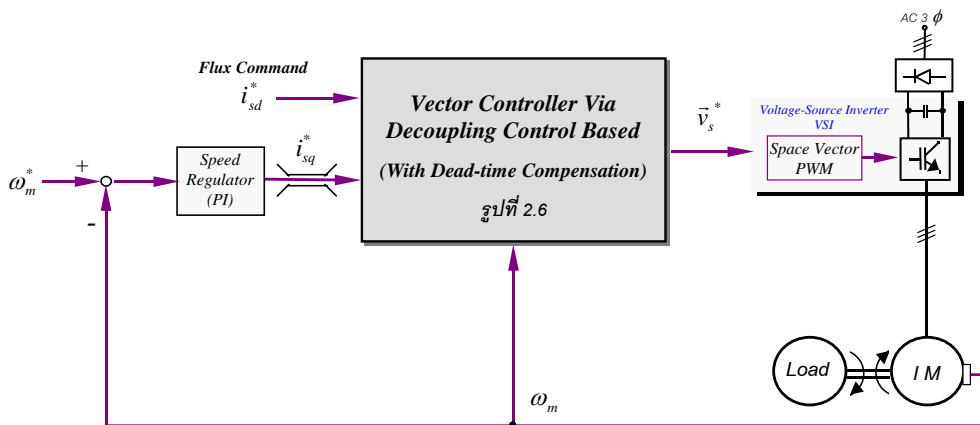
$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ R_s (i_{sq}^* - i_{sq}) - \omega_o \sigma L_s (i_{sd} - i_{sd}^*) - \omega_o \frac{M^2}{L_r} (i_o - i_{sd}^*) \right] \quad (2.42)$$

จากสมการ (2.41)-(2.42) จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองของกระแสสเตเตอร์จะอยู่ในรูปแบบที่ค่อนข้างซับซ้อนเมื่อเทียบกับสมการ (2.34)-(2.35) และยังมีทอมแรงดันเชื่อมโยงระหว่างแกน  $d - q$  หลงเหลืออยู่ ทั้งนี้ก็เพราะว่าแนวคิดของการชดเชยแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำตามสมการ (2.38)-(2.39) ได้มาจากการประมาณค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเชื่อมโยงในสภาวะอยู่ตัว ดังนั้นแรงดันที่คำนวณโดยสมการนี้จะไม่สามารถชดเชยแรงดันเหนี่ยวนำที่เชื่อมโยงระหว่างแกนได้อย่างถูกต้องในช่วงผลตอบสถานะชั่วคราว ยังผลให้เราไม่สามารถควบคุมกระแสในแกน  $d$  และแกน  $q$  ได้อย่างอิสระจริง ในทำนองเดียวกันสมการโรเตอร์ (2.40) ที่ใช้ค่ากระแสคำสั่งในการคำนวณค่าความถี่ของสลิป ก็จะทำให้การคำนวณค่ามุมของโรเตอร์ฟลักซ์ ( $\hat{\theta}_o$ ) ที่ใช้ในแกนแปลงแกนผิดพลาดได้เช่นกัน

จากที่กล่าวมาข้างต้น เมื่อเปรียบเทียบกับกรควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมที่เราได้นำเสนอในรูปที่ 2.6 นั้น จะเห็นได้ว่าตัวควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมที่เราพัฒนาขึ้นจะอยู่บนพื้นฐานของแนวคิดที่เป็นระบบและมีทฤษฎีรองรับอย่างชัดเจน โดยเราสามารถควบคุมฟลักซ์และแรงบิดได้อย่างอิสระทั้งในช่วงสถานะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัว

## 2.4 ผลจำลองการทำงานและผลการทดสอบสมรรถนะของระบบควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม

รูปที่ 2.8 แสดงถึงโครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมที่ใช้ในทางปฏิบัติ โดยรายละเอียดของฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการทดลองได้แสดงไว้ในภาคผนวก ก



รูปที่ 2.8 ระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม

### ผลตอบสนองในสภาวะชั่วคราวเมื่อมีการเร่งและลดความเร็ว

รูปที่ 2.9 เป็นผลการจำลองการทำงานของระบบโดยเริ่มจากการเร่งความเร็วจาก 200 rpm ไปที่ 1200 rpm หลังจากนั้นทำการกลับทิศทางการหมุนไปที่ -1200 rpm และสุดท้ายลดความเร็วไปที่ -200 rpm จะเห็นได้ว่าระบบสามารถควบคุมความเร็ว ( $\omega_m$ ) ได้อย่างถูกต้องตลอดช่วงการเปลี่ยนแปลงค่าคำสั่งของความเร็ว ( $\omega_m^*$ ) ในช่วงเร่งความเร็วนี้ความเร็วคำสั่งจะเปลี่ยนค่าจาก 200 rpm ไปเป็น 1200 rpm ด้วยเวลา 150 ms และผลตอบสนองของความเร็วจริงที่ได้มีค่าเท่ากับ 220 ms ทั้งนี้ตัวควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมสามารถควบคุมกระแสในแกน  $d$  และแกน  $q$  ได้อย่างอิสระโดยสังเกตได้จากกระแสในแกน  $d$  ( $i_{sd}$ ) จะคงค่าอยู่ที่ 5.2 A ตามค่าคำสั่ง ( $i_{sd}^*$ ) สำหรับค่ากระแสคำสั่งในแกน  $q$  ( $i_{sq}^*$ ) นั้นจะมีช่วงเวลาที่ขึ้นประมาณ 46 ms และกระแสในแกน  $q$  ( $i_{sq}$ ) ช่วงเวลาที่ขึ้นประมาณ 64 ms โดยเวลาที่ล่าช้าหลังค่าคำสั่งนี้เนื่องมาจากผลของการหวนแบบอันดับหนึ่งของสมการสเตเตอร์หลังการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมตามสมการ (2.29) ซึ่งมีค่าคงตัวเวลาเท่ากับ  $\sigma L_s / R_s$  ( $= 8$  ms) ผลการจำลองการทำงานยังแสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมสามารถควบคุมโรเตอร์ฟลักซ์  $\lambda_{ru}$  และแรงบิดของมอเตอร์  $T_m$  ได้อย่างถูกต้องทั้งในช่วงสถานะอยู่ตัวและสถานะชั่วคราว โดยโรเตอร์ฟลักซ์จะมีขนาดคงที่เท่ากับค่าคำสั่ง (0.52 Wb) และเราสามารถคำนวณค่าแรงบิดของมอเตอร์ในช่วงเร่งความเร็วได้โดยการแทนค่ากระแส  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  และค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ในภาคผนวก ก จะได้แรงบิดของมอเตอร์  $T_m = 11.26$  Nm นอกจากนี้แบบจำลองของมอเตอร์ในตัวควบคุมยังสามารถคำนวณค่าโรเตอร์ฟลักซ์ ( $\hat{\lambda}_{ru}$ ) ได้ถูกต้องสอดคล้องกับค่าโรเตอร์ ฟลักซ์จริง

ผลการทดลองในรูปที่ 2.10 ให้ผลตอบสนองที่เป็นไปในแนวทางเดียวกันกับผลจำลองการทำงานในรูปที่ 2.8 โดยระบบสามารถควบคุมกระแสสเตเตอร์ในแต่ละแกนได้อย่างอิสระในระดับหนึ่ง แต่จะสังเกตเห็นได้ว่าสมรรถนะของระบบจะลดน้อยลงในช่วงความเร็วต่ำ ทั้งนี้เนื่องมาจากความผิดพลาดจากการประวิงเวลา (Dead Time) ของการสวิตซ์ในอินเวอร์เตอร์และความผิดพลาดของพารามิเตอร์ของมอเตอร์ทำให้แรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์คลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ควรจะเป็น ส่งผลให้ตัวควบคุมแยกการเชื่อมร่วมไม่สามารถควบคุมกระแสสเตเตอร์ในแต่ละแกนได้อย่างสมบูรณ์และทำให้สมรรถนะในการควบคุมแรงบิดลดน้อยลง ซึ่งเราจะกล่าวถึงประเด็นนี้และนำเสนอวิธีการแก้ไขในหัวข้อถัดไป

หมายเหตุ ในช่วงเร่งและลดความเร็วนี้แรงบิดของมอเตอร์จะต้องขับเคลื่อนทั้งความเฉื่อยของมอเตอร์ ( $J_m$ ), ความเฉื่อยของโหลด ( $J_L$ ), และแรงเสียดทานทางกลของมอเตอร์และโหลด ( $T_L$ ) แต่เนื่องจากว่าอุปกรณ์ตรวจจับแรงบิดที่ใช้ในการทดลองถูกติดตั้งอยู่ตรงกลางระหว่างมอเตอร์และโหลด (ภาคผนวก ก) ด้วยเหตุนี้สัญญาณของแรงบิดที่ตรวจจับได้จึงเป็นเพียงเฉพาะแรงบิดของมอเตอร์ในส่วนที่ใช้ขับเคลื่อนความเฉื่อยของโหลดและแรงเสียดทานทางกลของโหลดเท่านั้น ดังนั้นสัญญาณแรงบิดที่เพลลา (Shaft Torque) ที่วัดได้ระหว่างการเร่งลดความเร็วจึงมีค่าน้อยกว่าค่าที่แท้จริงของแรงบิดของมอเตอร์ ( $T_m$ ) กล่าวคือ

$$T_m = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + J_L \frac{d\omega_m}{dt} + T_L$$

ในขณะที่

$$\text{Shaft Torque} = J_L \frac{d\omega_m}{dt} + T_L$$

### ผลตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น

รูปที่ 2.11 และ 2.12 แสดงถึงผลจำลองการทำงานของการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็วสูง (1000 rpm) และความเร็วดำ (150 rpm) ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าระบบสามารถควบคุมความเร็วโรเตอร์  $\omega_m$ , โรเตอร์ฟลักซ์  $\lambda_{ru}$  และควบคุมกระแสในแต่ละแกน  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  ได้อย่างอิสระ โดยเวลาในการตอบสนองของความเร็วโรเตอร์จะมีค่าประมาณ 750 ms และ 1 s สำหรับการดำเนินงานที่ความเร็ว 1000 rpm และ 100 rpm ตามลำดับ สำหรับช่วงเวลานั้นของแรงบิดของมอเตอร์จะมีค่าประมาณ 50 ms สอดคล้องตามค่ากระแสแรงบิดคำสั่ง ( $i_{sq}^*$ ) รูปที่ 2.13 และ 2.14 แสดงถึงผลการทดสอบระบบในทางปฏิบัติซึ่งมีผลตอบสนองไปในแนวทางเดียวกันกับผลจำลองการทำงานในรูป 2.11 และ 2.12 ตามลำดับ

### ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ

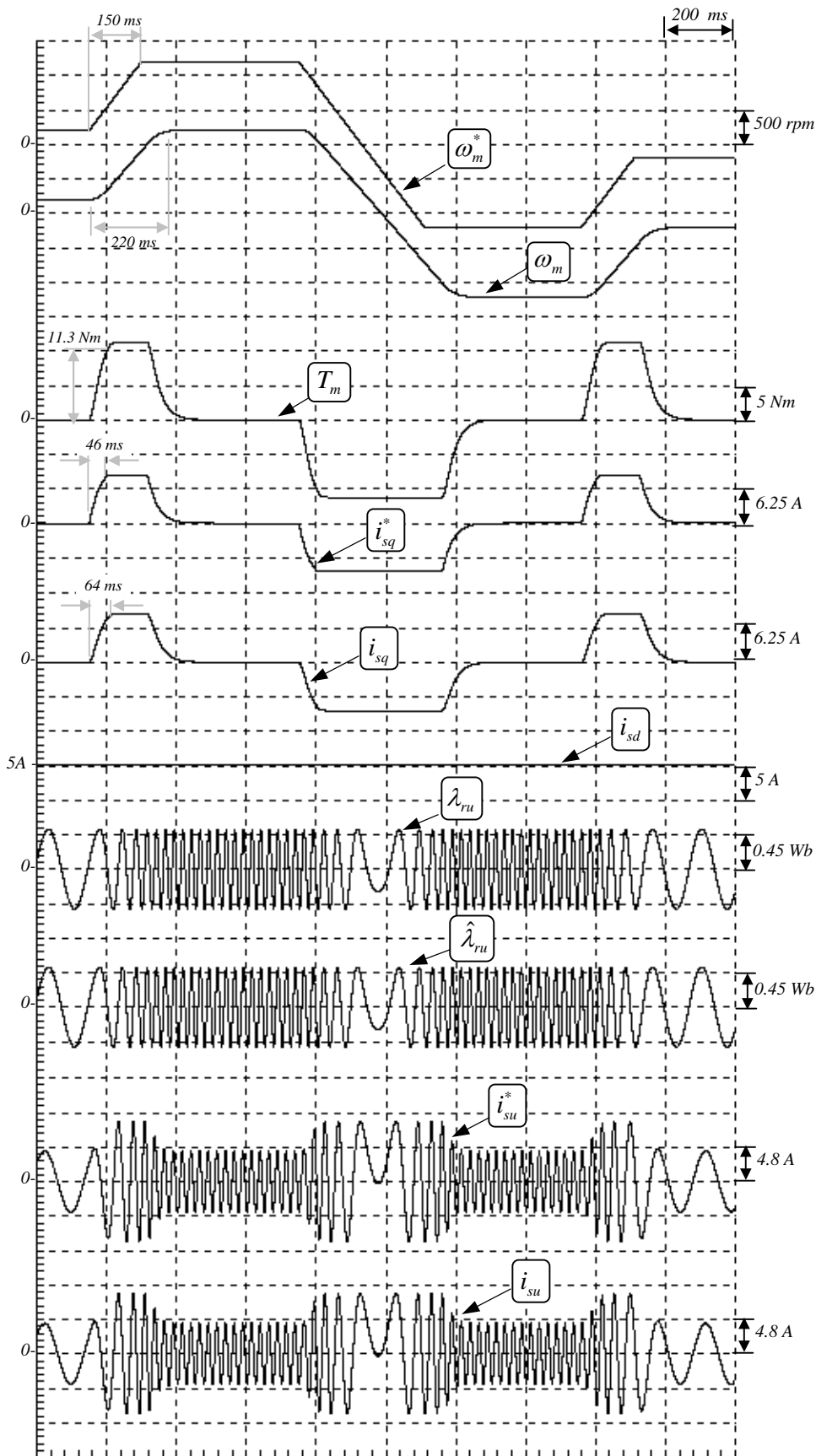
รูปที่ 2.15 และ 2.16 แสดงถึงผลจำลองการทำงานและผลการทดลองของระบบต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเร็วคำสั่งจาก 100 rpm ไปที่ 200 rpm และมีการขับเคลื่อนโหลดค่าพิกัด (10 Nm) ในเวลาเดียวกันด้วย ซึ่งในกรณีนี้เราจะปรับค่าจำกัดของกระแสคำสั่ง  $i_{sq}^*$  ที่ตัวควบคุมความเร็วให้มีค่าเท่ากับ 150% ของค่าพิกัด ผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมแยกการเชื่อมร่วมสามารถควบคุมความเร็วได้ตามคำสั่งอย่างรวดเร็ว โดยในช่วงเร่งความเร็วสัญญาณของความเร็วโรเตอร์จะมีค่าเวลาในการตอบสนองประมาณ 80 ms (127 ms สำหรับผลการทดลอง) นอกจากนี้ระบบยังสามารถควบคุมค่ากระแสสเตเตอร์  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  และโรเตอร์ฟลักซ์  $\lambda_{ru}$  ได้อย่างถูกต้องเช่นกัน

### ผลตอบสนองที่สถานะอยู่ตัวที่ความเร็วต่ำ

รูปที่ 2.17 และ 2.18 แสดงถึงการทำงานที่ค่าความเร็วคำสั่ง  $\omega_m^*$  เท่ากับ 30 rpm ที่สภาวะไร้โหลดและมีโหลดพิกัดตามลำดับ เมื่อทำการเปรียบเทียบค่ากระแสสเตเตอร์คำสั่ง  $i_{su}^*$  กับค่าจริงของกระแสสเตเตอร์  $i_{su}$  จะเห็นได้ว่ากระแสสเตเตอร์  $i_{su}$  จะมีขนาดผิดพลาดไปจากค่าคำสั่งประมาณ 0.4 A ความผิดพลาดนี้มีสาเหตุมาจากการประวิงเวลาการสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์ที่ทำให้ค่าแรงดันที่มอเตอร์ได้รับจริงคลาดเคลื่อนไปจากค่าคำสั่ง ถึงแม้ว่าเราจะได้ทำการชดเชยความผิดพลาดดังกล่าวในกระบวนการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์แล้วก็ตาม แต่ก็ทำไม่ได้ไม่สมบูรณ์ นอกจากขนาดของกระแสสเตเตอร์จะผิดพลาดแล้วรูปคลื่นของกระแสก็มีความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ด้วยเช่นกัน

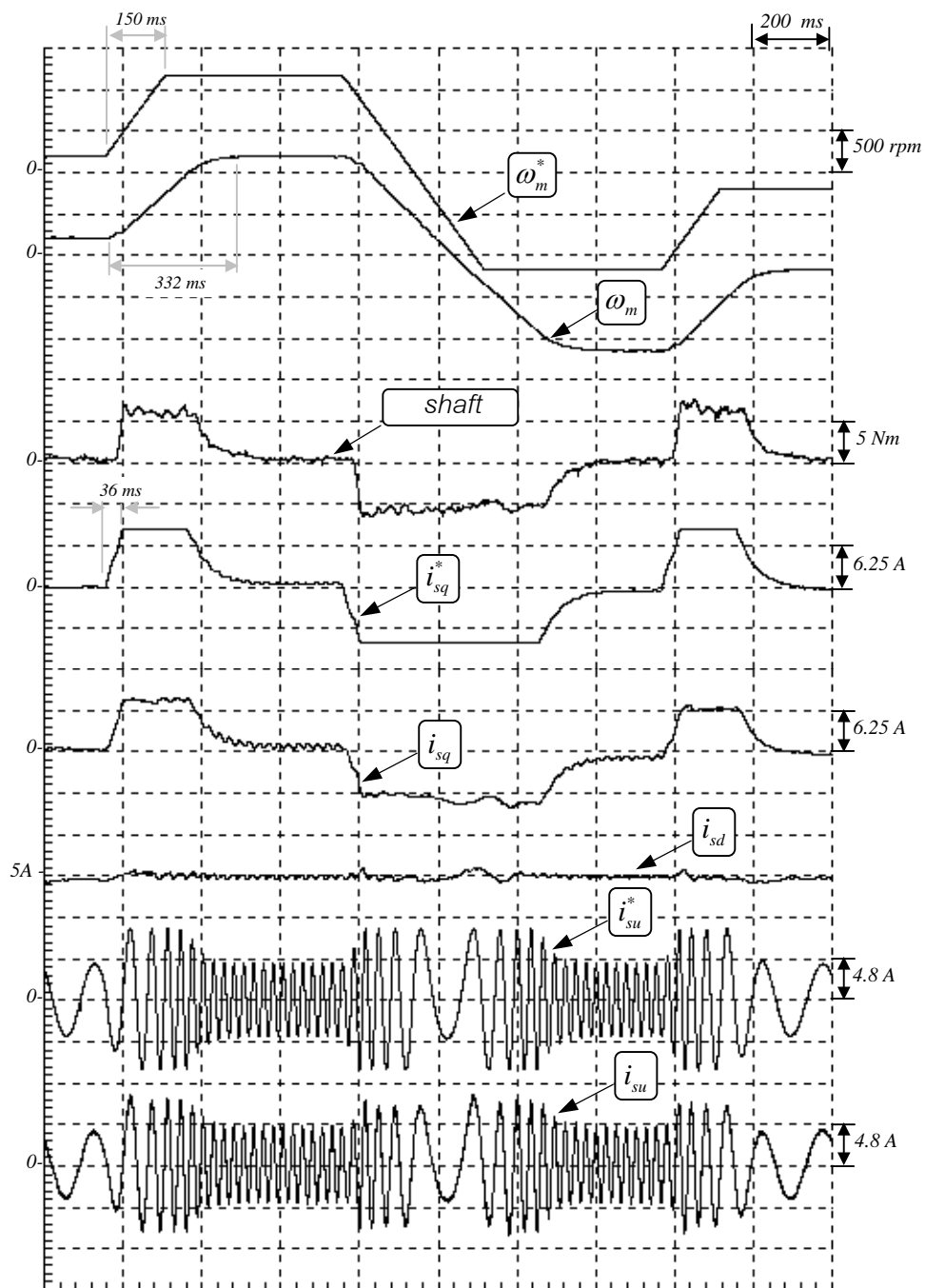
## 2.5 การปรับปรุงการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมด้วยวงรอบควบคุมกระแส

แม้ว่าการควบคุมเวกเตอร์แบบแรงดันด้วยการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมจะมีสมรรถนะที่ดีในระดับหนึ่ง โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ณ การทำงานที่ความเร็วสูง แต่เนื่องจากการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมเป็นการควบคุมแบบป้อนไปหน้า (รูปที่ 2.19) โดยคำนวณค่าแรงดันคำสั่งสำหรับอินเวอร์เตอร์ แต่แรงดันจริงที่จ่ายให้กับมอเตอร์จะมีค่าผิดพลาดไปจากแรงดันคำสั่ง เนื่องมาจากการประวิงเวลาของการสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์และแรงดันตกคร่อมสวิตช์กำลัง ทั้งนี้ในทางปฏิบัติเราไม่สามารถชดเชยความผิดพลาดดังกล่าวได้อย่างสมบูรณ์ ซึ่งความผิดพลาดดังกล่าวจะส่งผลกระทบต่อควบคุมโดยเฉพาะอย่างยิ่งในช่วงความเร็วรอบต่ำซึ่งเป็นสภาวะที่ขนาดของแรงดันสเตเตอร์จะมีค่าน้อย ทำให้ความผิดพลาดของแรงดันดังกล่าวมีนัยสำคัญ (รูปที่ 2.17) อีกสาเหตุหนึ่งก็คือความผิดพลาดของพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ซึ่งทำให้แรงดันคำสั่งที่คำนวณโดยตัวควบคุมมีค่าผิดพลาดไป ความผิดพลาดที่เกิดจากเหตุปัจจัยทั้งสองนี้จะทำให้กระแสสเตเตอร์เกิดความเพี้ยนและคลาดเคลื่อนไปจากค่าคำสั่ง ด้วยเหตุนี้เพื่อปรับปรุงให้กระแสสเตเตอร์มีค่าตามค่าคำสั่งใน

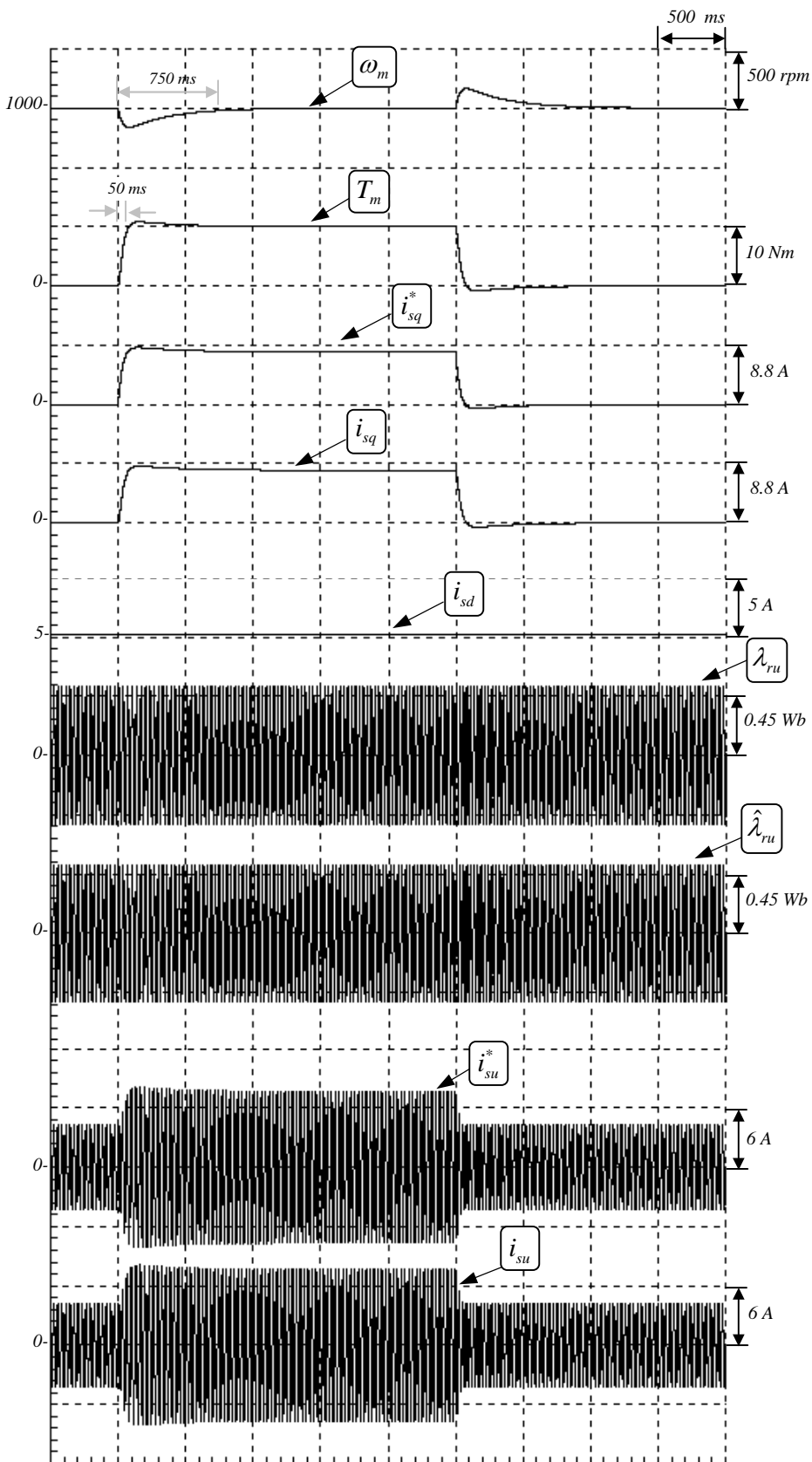


รูปที่ 2.9 ผลจำลองการเร่งและลดความเร็วของระบบควบคุมมอเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วม

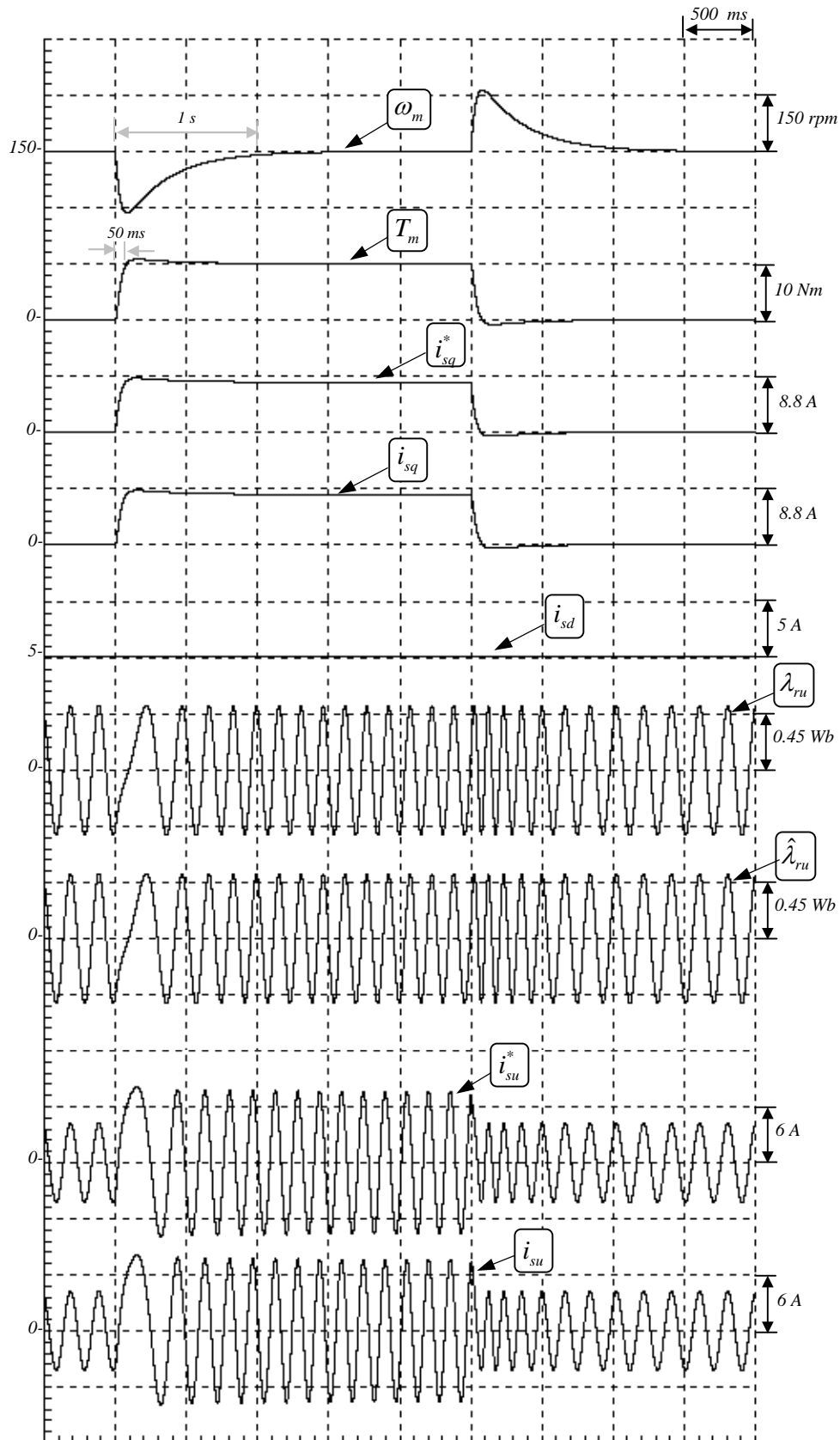




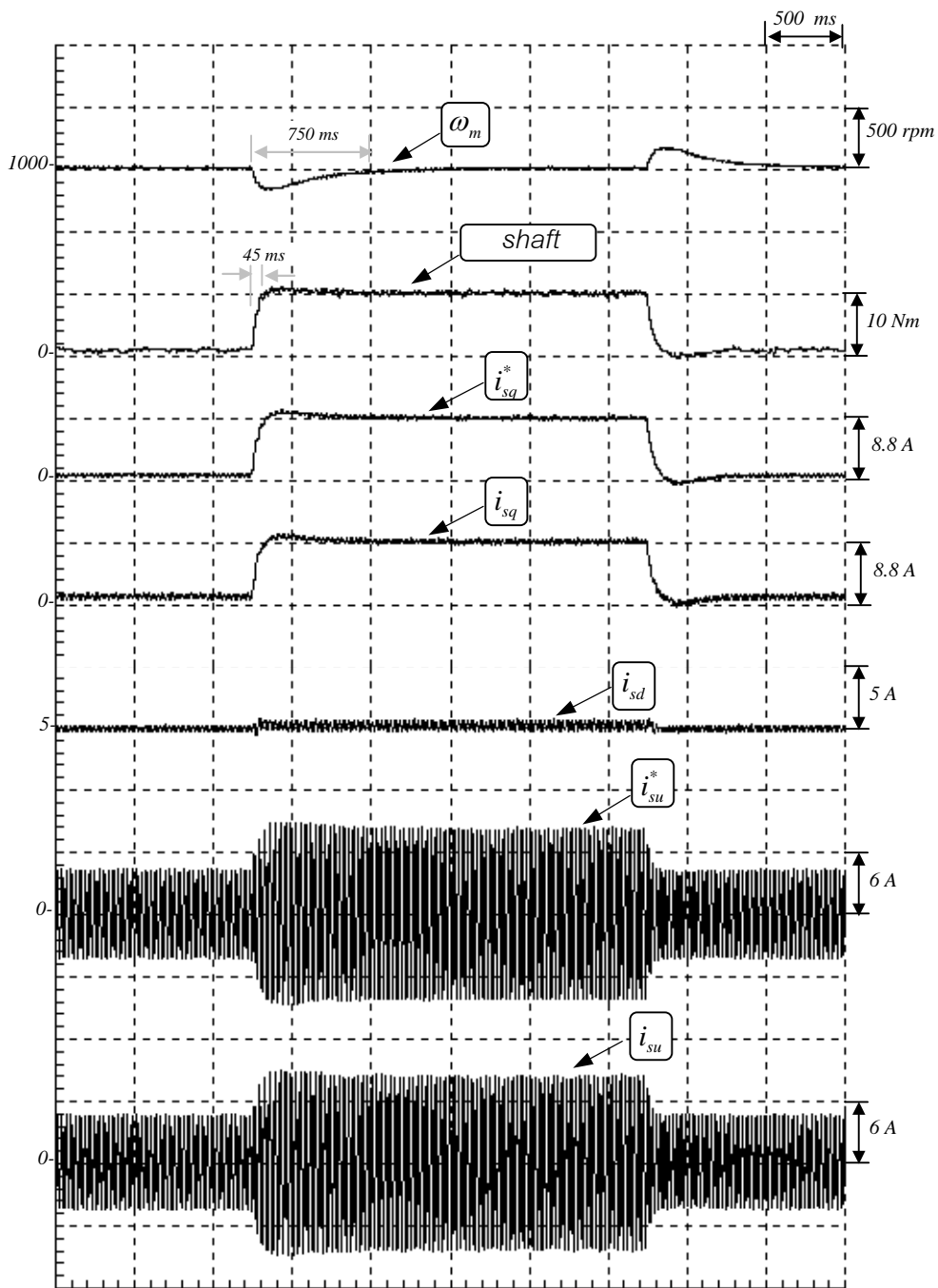
รูปที่ 2.10 ผลการทดลองแรงและลดความเร็วของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วม



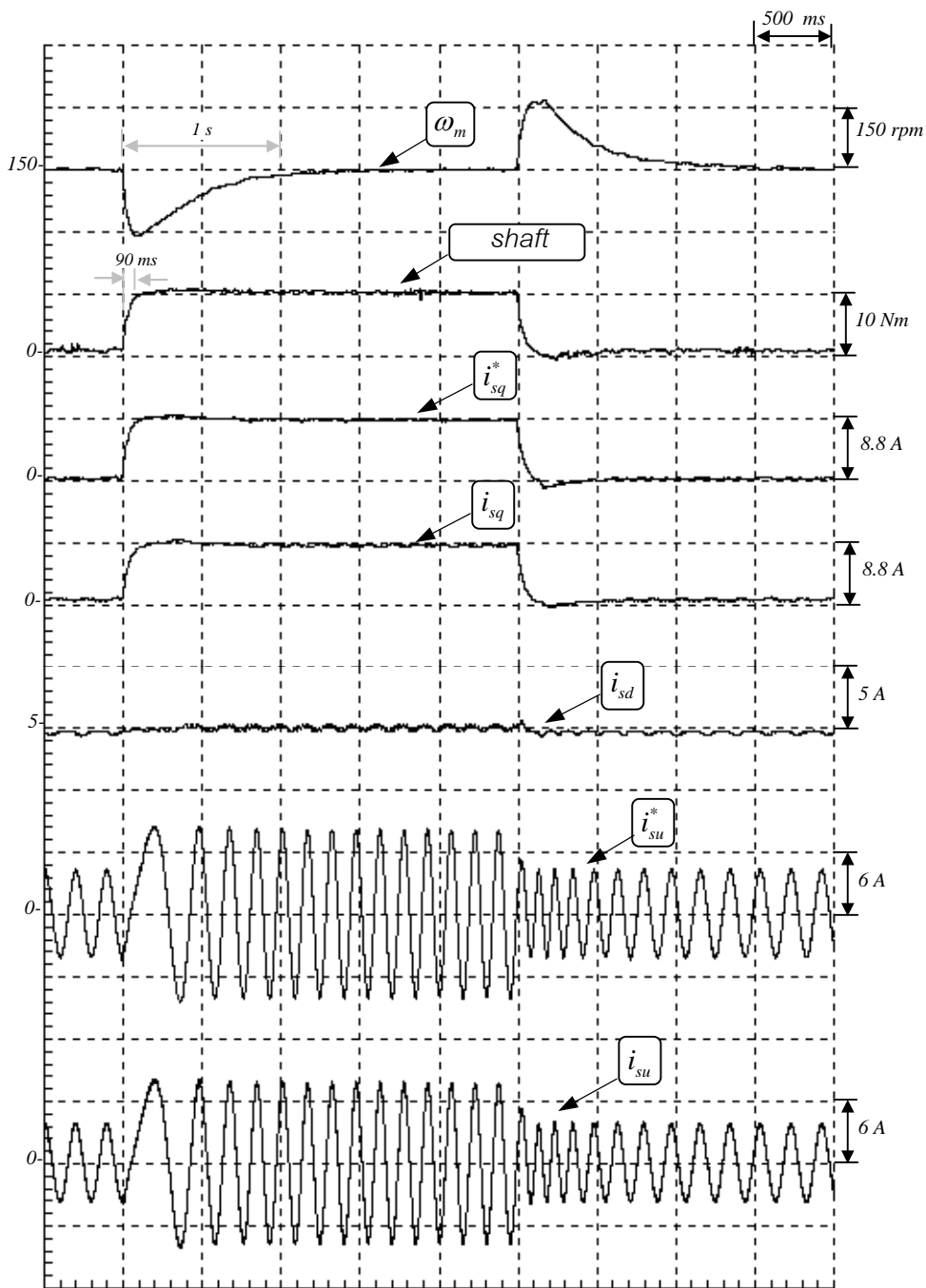
รูปที่ 2.11 ผลจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วแบบแยกการเชื่อมร่วมในกรณีเปลี่ยนแปลง โหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 1000 rpm



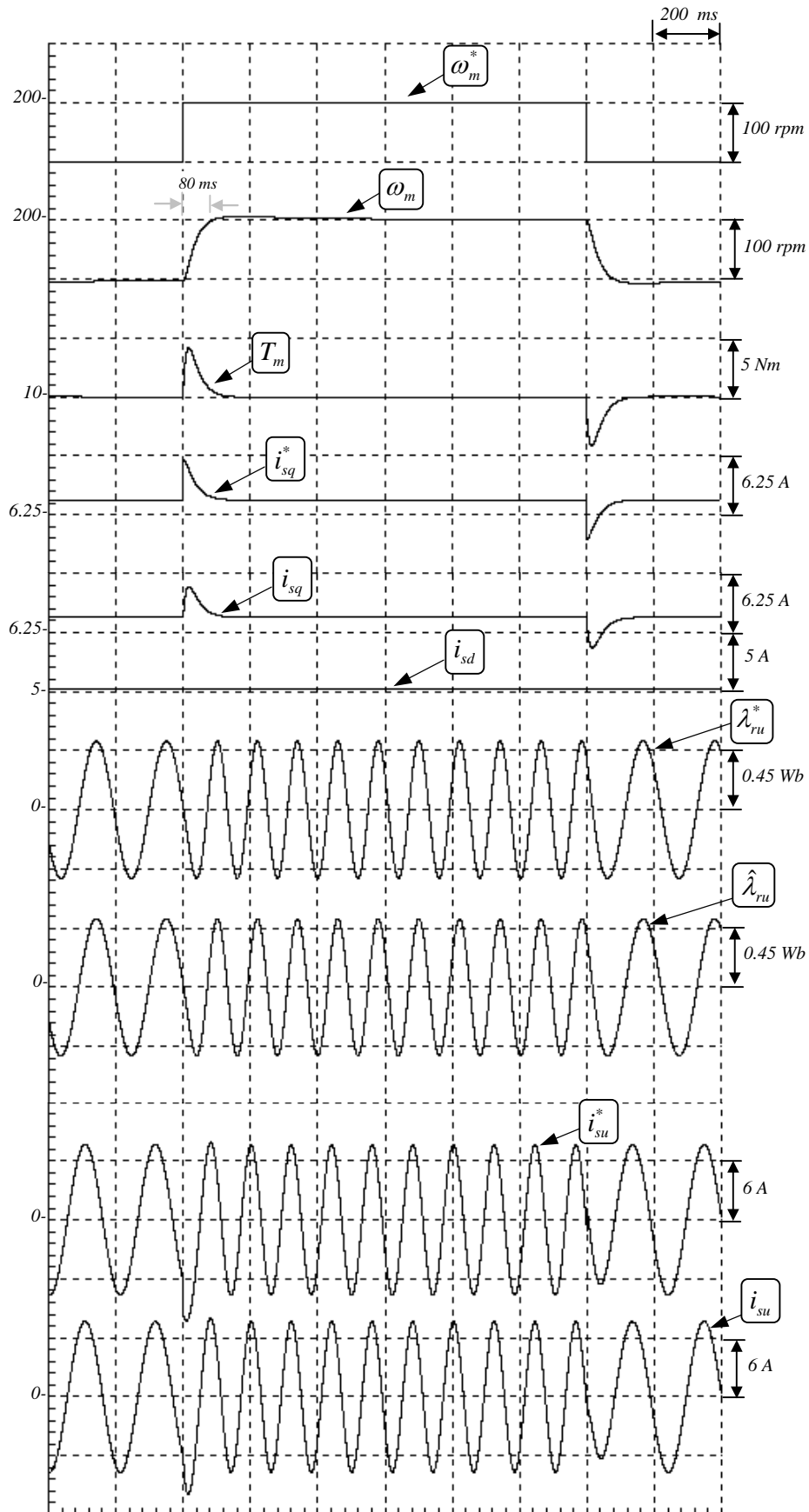
รูปที่ 2.12 ผลจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมในกรณีเปลี่ยนแปลง โหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 150 rpm



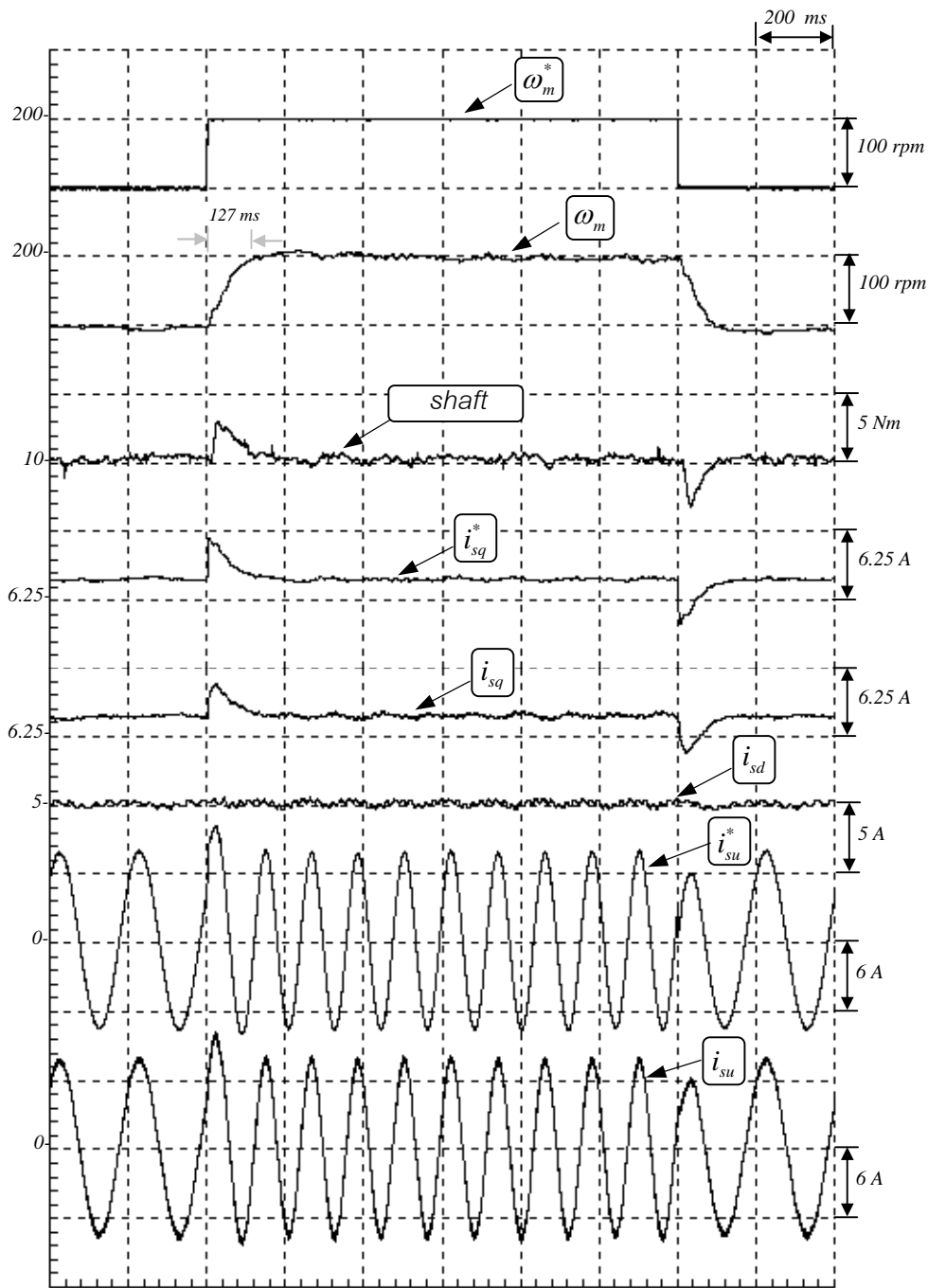
รูปที่ 2.13 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมในกรณีเปลี่ยนแปลง โหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 1000 rpm



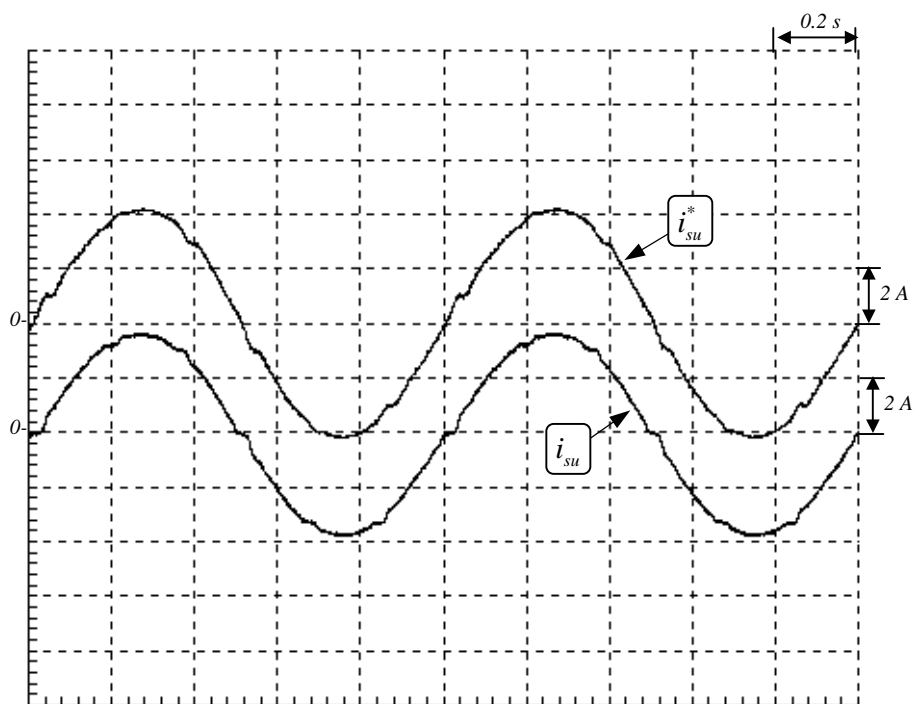
รูปที่ 2.14 ผลการทดลองของระบบควบคุมมอเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมในกรณีเปลี่ยนแปลง โหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 150 rpm



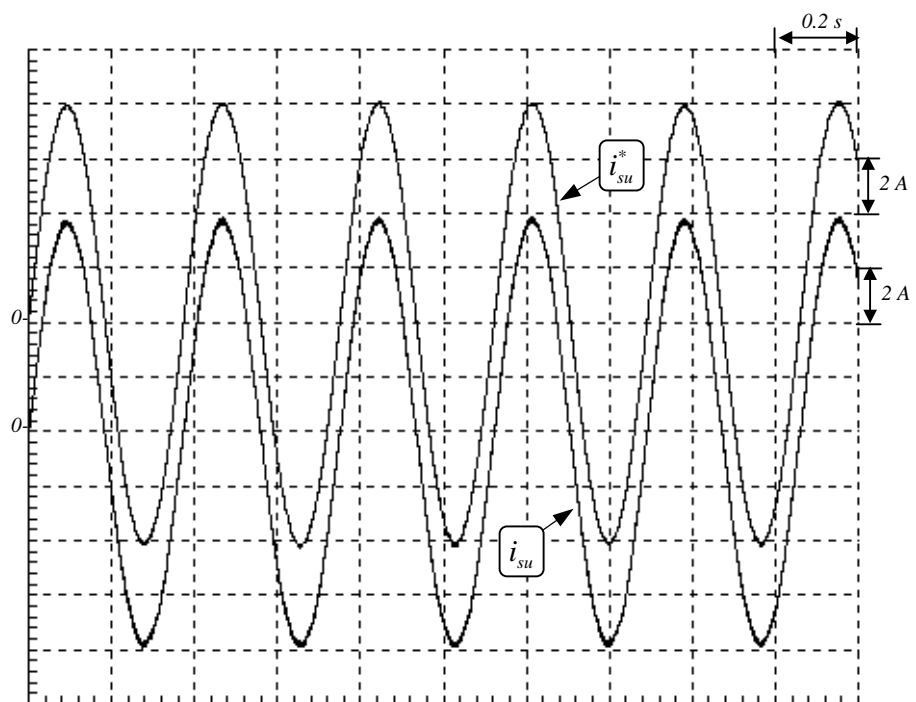
รูปที่ 2.15 ผลจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมในกรณีเปลี่ยนแปลง  
ความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ ( $\omega_m^*$ : 100 rpm  $\rightarrow$  200 rpm)



รูปที่ 2.16 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมในกรณีเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ ( $\omega_m^*$  : 100 rpm  $\rightarrow$  200 rpm)



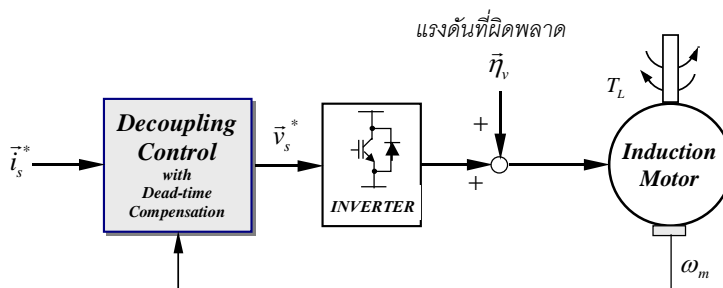
รูปที่ 2.17 ผลการทดลองของระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่  $\omega_m^* = 30$  rpm และไร้โหลด



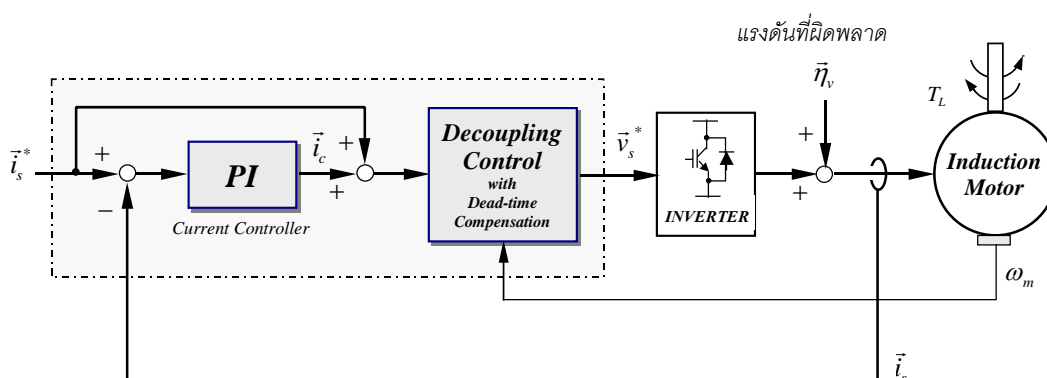
รูปที่ 2.18 ผลการทดลองของระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่  $\omega_m^* = 30$  rpm และมีโหลดพิกัด ( $T_L = 10$  Nm)



สภาวะแม้จะมีการรบกวนจากปัจจัยดังกล่าว เราจึงใช้ค่าผิดพลาดระหว่างกระแสคำสั่ง ( $\vec{i}_s^*$ ) กับกระแสจริงของมอเตอร์ ( $\vec{i}_s$ ) มาทำการป้อนกลับผ่านตัวควบคุมกระแสดังแสดงในรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.19 ระบบควบคุมแยกการเชื่อมร่วมที่พิจารณาถึงผลกระทบจากแรงดันที่ผิดพลาด



รูปที่ 2.20 ระบบควบคุมแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแสสำหรับลดทอนผลกระทบจากแรงดันที่ผิดพลาด

### 2.5.1 การควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแส

เมื่อมีการเพิ่มวงรอบควบคุมกระแสเข้ามา สมการเดิมในส่วนสเตเตอร์ของตัวควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม (สมการ (2.32)-(2.35)) จะเปลี่ยนไปเป็นสมการ (2.43)-(2.46) ตามลำดับ

แรงดันสเตเตอร์ในตัวควบคุมที่มีการชดเชยแรงดันเชื่อมโยงระหว่างแกน (ในกรณีที่มีวงรอบควบคุมกระแส):

$$v_{sd}^* = R_s i_{sd}^* - \omega_o \sigma L_s \hat{i}_{sq} + R_r \frac{M^2}{L_r^2} (\hat{i}_{sd} - \hat{i}_o) + \overbrace{R_s i_{cd}^*}^{\text{Current-controller output}} \quad (2.43)$$

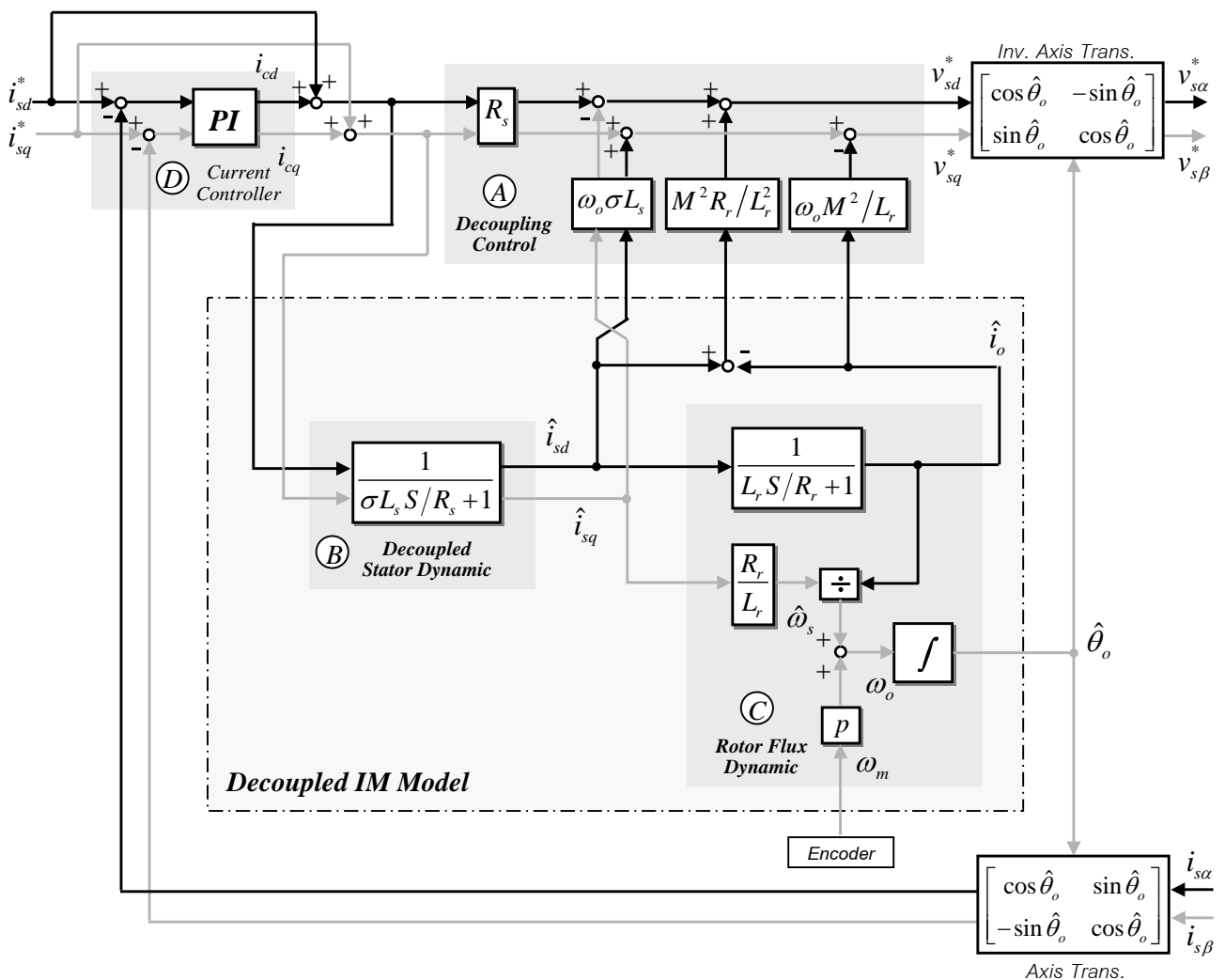
$$v_{sq}^* = R_s i_{sq}^* + \omega_o \sigma L_s \hat{i}_{sd} + \omega_o \frac{M^2}{L_r} \hat{i}_o + \overbrace{R_s i_{cq}^*}^{\text{Current-controller output}} \quad (2.44)$$

สมการสเตเตอร์หลังการควบคุมแยกการเชื่อมร่วม (ในกรณีที่มีวงรอบควบคุมกระแส):

$$\frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \left( i_{sd}^* + \overbrace{\hat{i}_{cd}}^{\text{Current-controller output}} - \hat{i}_{sd} \right) \quad (2.45)$$

$$\frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \left( i_{sq}^* + \overbrace{\hat{i}_{cq}}^{\text{Current-controller output}} - \hat{i}_{sq} \right) \quad (2.46)$$

ในสมการ (2.43) และ (2.44) วงรอบควบคุมกระแสที่เพิ่มเติมเข้ามามีหน้าที่เพียงแต่ชดเชยความผิดพลาดของแรงดัน โดยการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมยังคงทำหน้าที่หลักในการสร้างแรงดันสเตเตอร์ที่ใช้ในการควบคุม ในส่วนสมการ (2.45) และ (2.46) นั้นเราจะเห็นได้ว่าในกรณีนี้ลักษณะสมบัติทางพลวัตของกระแสสเตเตอร์ได้ถูกเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม โดยผลตอบสนองของกระแสสเตเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าอัตราขยายของตัวควบคุมกระแสด้วย จากสมการ (2.36) – (2.37) และ (2.43) – (2.46) เราสามารถแสดงโครงสร้างของตัวควบคุมแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแสได้ดังรูปที่ 2.21

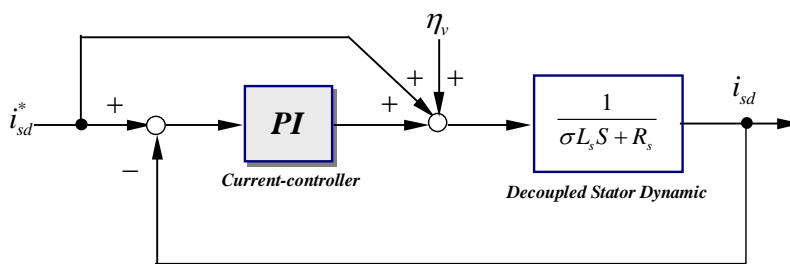


รูปที่ 2.21 โครงสร้างของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแรงดันโดยอาศัยการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแส

### 2.5.2 การออกแบบตัวควบคุมกระแสในการควบคุมแยกการเชื่อมร่วม

เนื่องจากการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมและวงรอบควบคุมกระแสที่เพิ่มเติมเข้าไปจะอ้างอิงอยู่บนแกนหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์ ซึ่งทำให้เรามองเห็นกระแสเดเตอร์เป็นค่าสัญญาณไฟตรง ดังนั้นเราจึงเลือกตัวควบคุมกระแสเป็นตัวควบคุมแบบ PI ( $K_{cp}, K_{ci}$ ) จากสมการ (2.45) เราสามารถเขียนวงรอบควบคุมสำหรับกระแสในแกน d ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.22 โดยลักษณะพลวัตทางด้านสเตเตอร์จะมีลักษณะสมบัติเป็นฟังก์ชันโอนย้ายอันดับหนึ่ง

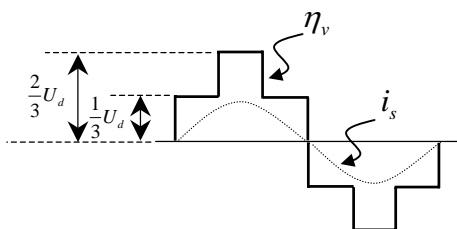
ในการออกแบบตัวควบคุมกระแส นั้น เราจะพิจารณาถึงการลดทอนสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการประวิงเวลาและแรงดันตกคร่อมสวิตซ์กำลัง รวมถึงผลกระทบจากความผิดพลาดของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ โดยเราจะออกแบบตัวควบคุมที่จะลดทอนค่าผิดพลาดของกระแสเดเตอร์ในสถานะอยู่ตัวให้มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ทั้งนี้สัญญาณรบกวนที่ความถี่หลักมูล เมื่อถูกอ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์จะกลายเป็นค่าสัญญาณไฟตรง ดังนั้นค่าผิดพลาดของกระแสเดเตอร์ที่เกิดขึ้นจะสามารถถูกจำกัดได้หมดในสภาวะอยู่ตัวด้วยตัวควบคุมแบบอินทิเกรต ( $K_{ci}$ ) จะเห็นได้ว่าแนวคิดในการออกแบบของเราไม่ได้พิจารณาถึงผลตอบสนองชั่วคราวของกระแสเดเตอร์แต่พิจารณาผลในสภาวะอยู่ตัวเป็นหลัก ซึ่งเป็นข้อแตกต่างจากแนวคิดในการออกแบบตัวควบคุม PI ของอินเวอร์เตอร์แบบควบคุมกระแสโดยทั่วไปที่ใช้วงรอบควบคุมกระแสแบบดิวิชั่นสูง เพื่อควบคุมให้กระแสเดเตอร์มีผลตอบสนองที่รวดเร็วเหมือนกับกระแสคำสั่ง จึงจำเป็นต้องใช้ค่าอัตราขยาย PI ที่มีค่าสูง



รูปที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมของวงรอบควบคุมกระแส

ก) ลักษณะของแรงดันผิดพลาดที่เกิดจากการประวิงเวลาการสวิตซ์

ลักษณะของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการประวิงเวลาและแรงดันตกคร่อมสวิตซ์กำลังจะมีรูปคลื่นเป็นแบบขั้นบันไดดังแสดงในรูปที่ 2.23 ซึ่งประกอบด้วยองค์ประกอบหลักมูลที่มีเฟสตรงกับกระแสเดเตอร์และองค์ประกอบฮาร์มอนิก ทั้งนี้ค่าผิดพลาดของแรงดันที่องค์ประกอบหลักมูลนี้จะเหมือนกับค่าผิดพลาดของแรงดันที่เกิดจากความผิดพลาดของความต้านทานสเตเตอร์



รูปที่ 2.23 แรงดันเฟสที่หายไปเนื่องจากการประวิงเวลาและแรงดันตกคร่อมสวิตซ์กำลัง

ขนาดค่ายอดขององค์ประกอบฮาร์มอนิก ( $U_{dn}$ ) ของแรงดันที่ขาดหายไปอันเนื่องมาจากการประวิงเวลาในรูปที่ 2.23 สามารถคำนวณได้จากสมการ (2.47) (โศภณ สมัยรัฐ (2538))

$$U_{dn} = \frac{1}{n} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_{dc}}{2} \cdot (t_d - t_{off}) \cdot f_{sw} \quad (2.47)$$

โดยที่

$U_{dn}$  = ขนาดค่ายอดขององค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับที่  $n$  ของแรงดันที่ขาดหายไป

$t_d$  = เวลาในการประวิง

$t_{off}$  = เวลาที่สวิตช์ต้องใช้ในการหยุดนำกระแส (turn-off time)

$f_{sw}$  = ความถี่การสวิตช์

$U_{dc}$  = แรงดันไฟตรง

### ข) เกณฑ์ในการออกแบบตัวควบคุมกระแส PI

จากรูปที่ 2.22 เราสามารถเขียนฟังก์ชันโอนย้ายจากสัญญาณรบกวน  $\eta_v$  ไปยังค่าผิดพลาดของกระแส  $i_{sd}^* - i_{sd}$  ได้ดังสมการ (2.48)

$$\frac{i_{sd}^* - i_{sd}}{\eta_v} = \frac{s}{\sigma L_s s^2 + (K_{cp} + R_s)s + K_{ci}} \quad (2.48)$$

$$= \frac{1}{K_{ci}} \frac{s}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (2.49)$$

โดยที่

$$\omega_n \square \sqrt{\frac{K_{ci}}{\sigma L_s}} \quad (2.50)$$

$$\xi \square \frac{(K_{cp} + R_s)}{2K_{ci}} \sqrt{\frac{K_{ci}}{\sigma L_s}} \quad (2.51)$$

การควบคุมกระแสสเตรอร์บนแกนอ้างอิงที่หมุนด้วยความถี่เดียวกันกับองค์ประกอบหลักมูล จะทำให้ค่าผิดพลาดของกระแสที่เกิดจากองค์ประกอบหลักมูลของสัญญาณรบกวน  $\eta_v$  ถูกลดทอนเป็นศูนย์ด้วยตัวควบคุมแบบอินทิเกรต ดังนั้นในการออกแบบค่าอัตราขยายของตัวควบคุมกระแส เราจะพิจารณาถึงการลดทอนสัญญาณรบกวนจากองค์ประกอบฮาร์มอนิกอื่นๆ อย่างไรก็ตามเนื่องจากองค์ประกอบฮาร์มอนิกของสัญญาณรบกวนที่อันดับที่ 5 และ อันดับที่ 7 จะมีขนาดสูง เมื่อเทียบกับอันดับอื่นๆ ดังนั้นเราจะพิจารณาองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 เป็นหลักในการออกแบบอัตราขยายของตัวควบคุมกระแส เนื่องจากองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 เป็นฮาร์มอนิกในลำดับลบ (Negative Sequence) และฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 เป็นฮาร์มอนิกลำดับบวก (Positive Sequence) ซึ่งเมื่อมองจากแกนอ้างอิงหมุนจะกลายเป็นฮาร์มอนิกอันดับที่ 6 ทั้งคู่ ดังนั้นแนวทางในการออกแบบสามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

- 1) เลือกย่านความถี่ทำงานของระบบที่สัญญาณรบกวนมีผลต่อการทำงานของระบบค่อนข้างมาก โดยในที่นี้เรากำหนดเป็นย่านความถี่การทำงานที่ขนาดแรงดันฮาร์มอนิกที่เกิดจากสัญญาณรบกวน มีค่ามากกว่า 1% ของแรงดันมอเตอร์ที่ความถี่ทำงานนั้นๆ
- 2) เลือกอัตราขยายของตัวควบคุมกระแส โดยคำนึงถึงผลฮาร์มอนิกที่อันดับที่ 5 และ 7 ที่รบกวนแรงดันในย่านความถี่ทำงานของมอเตอร์ที่พิจารณา

ยกตัวอย่างเช่น จากข้อมูลทางปฏิบัติ

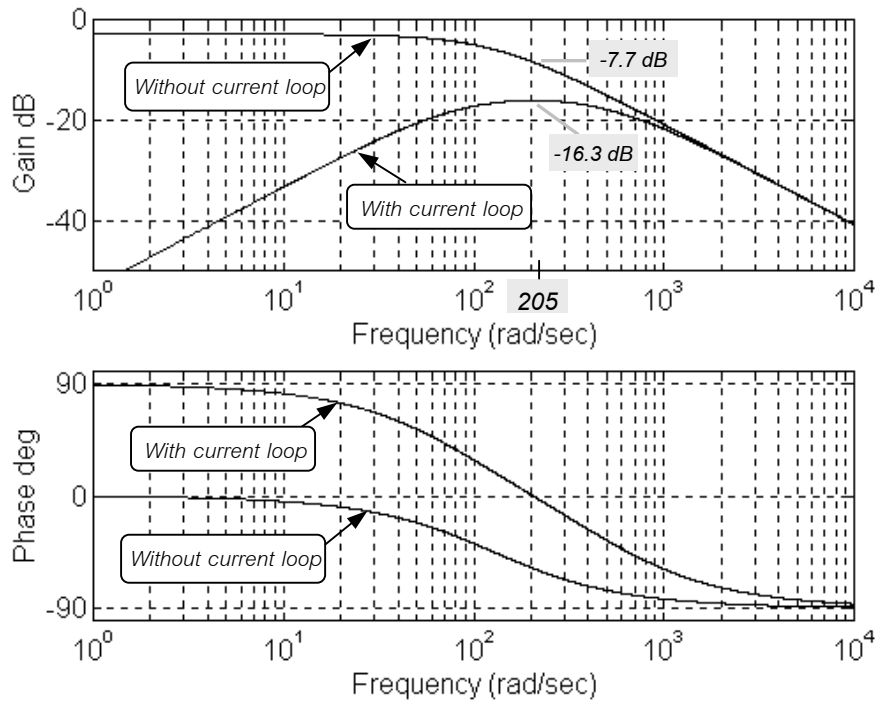
$$f_{sw} = 2 \text{ kHz}, t_d = 4 \mu\text{s}, t_{off} = 2 \mu\text{s} \text{ และ } U_{dc} = 330 \text{ V}_{dc} \quad (2.52)$$

จากสมการที่ (2.47) เราสามารถคำนวณค่าองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 ของแรงดันที่ขาดหายไปเนื่องจากการประจุเวลาได้เป็น  $U_{d5} = 0.17 \text{ V}$ ,  $U_{d7} = 0.12 \text{ V}$  ดังนั้นเมื่อคิดในเชิงสเปซเวกเตอร์ค่าแรงดัน  $\vec{n}_v$  จะมีขนาดมากที่สุดเท่ากับ

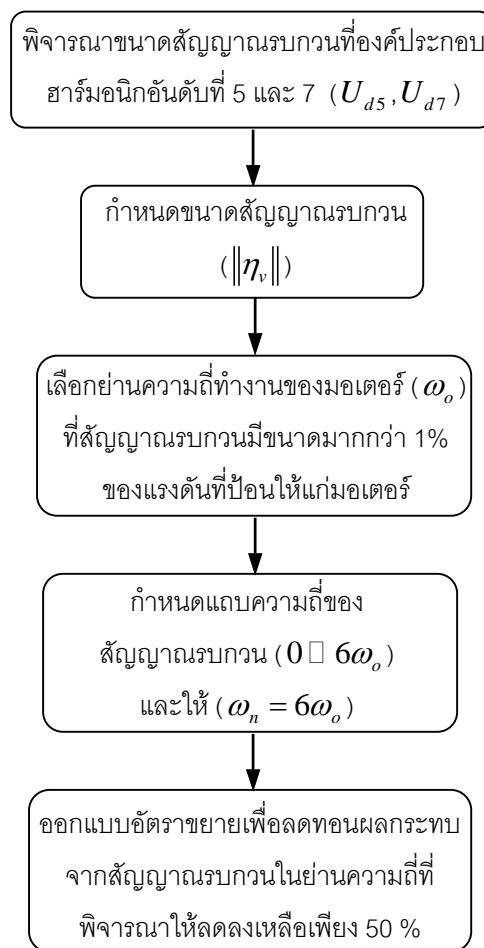
$$\|\vec{n}_v\| = \sqrt{\frac{2}{3}} \{U_{d5} + U_{d7}\} = 0.24 \text{ V} \quad (2.53)$$

เนื่องจากแรงดันที่คำนวณได้จากสมการข้างต้นจะมีค่าเท่ากับ 1% ของแรงดันที่มอเตอร์ได้รับ ( $24 \text{ V}$ ) ที่ความถี่ทำงานเท่ากับ  $5.45 \text{ Hz}$  ( $\omega_o = 34.24 \text{ rad/s}$  หรือ  $164 \text{ rpm}$ ) ดังนั้นเพื่อลดทอนผลกระทบจากองค์ประกอบฮาร์มอนิกในย่านที่ต่ำกว่า  $5.45 \text{ Hz}$  เราจึงกำหนดให้แถบความถี่ของสัญญาณรบกวนที่เราพิจารณามีค่าเป็น 6 เท่าของความถี่ทำงานของมอเตอร์ ( $6\omega_o$ ) ซึ่งคำนวณได้เป็นแถบความถี่ระหว่าง  $0 \leq 205.44 \text{ rad/s}$  ดังนั้นเพื่อลดทอนสัญญาณรบกวนตลอดย่านความถี่นี้ ( $0 \leq 6\omega_o$ ) เราจะกำหนดให้  $\omega_n$  ในสมการ (2.50) มีค่าเท่ากับ  $6\omega_o = 205.44 \text{ rad/s}$  ด้วย และในที่นี้เราจะออกแบบให้อัตราขยายของสัญญาณรบกวนที่ความถี่นี้ลดลงเหลือเพียง 50% ของในกรณีที่ไม่มีวงรอบควบคุมกระแส จากสมการ (2.49) – (2.51) ทำให้ได้ค่า  $K_{cp}$  และ  $K_{ci}$  มีค่าเท่ากับ 5 และ 462 ตามลำดับ โปต์พล็อตในรูปที่ 2.24 เปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายในสมการ (2.48) ระหว่างกรณีที่มีและไม่มีวงรอบควบคุมกระแส

แนวทางในการออกแบบข้างต้นนี้สามารถใช้กับการออกแบบตัวควบคุมกระแสในแกน  $q$  ได้ในทำนองเดียวกัน เราสามารถสรุปแนวทางการออกแบบอัตราขยายของตัวควบคุมกระแสด้วยแผนผังการไหลในรูปที่ 2.25



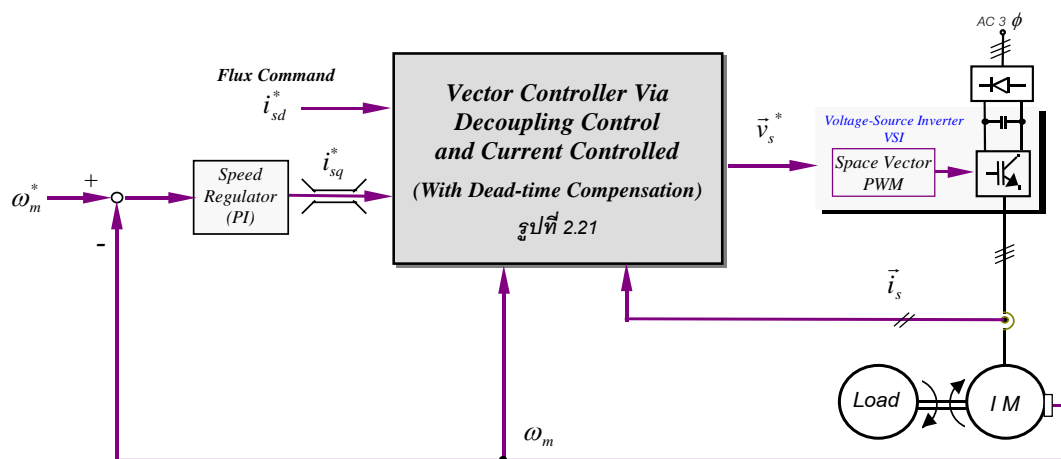
รูปที่ 2.24 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของค่าผิดพลาดของกระแสต่อผลของการประวิงเวลา



รูปที่ 2.25 แผนผังการไหลของการออกแบบค่าอัตราขยายของตัวควบคุมกระแส

### 2.5.3 ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแส

รูปที่ 2.26 แสดงถึงระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแส โครงสร้างของระบบโดยรวมยังคงเหมือนกับรูปที่ 2.8 โดยมีส่วนการตรวจจับสนกระแสเพิ่มเข้ามา



รูปที่ 2.26 ระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแส

#### ผลตอบสนองที่สถานะอยู่ตัวที่ความเร็วต่ำ

ในหัวข้อนี้เราจะแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะที่สถานะอยู่ตัวของวงรอบควบคุมกระแสที่เพิ่มเติมเข้าไปที่ตัวควบคุมแยกการเชื่อมร่วม โดยใช้ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมตามแนวทางที่ได้ออกแบบในหัวข้อ 2.5.2 ในที่นี้เราจะใช้ค่า  $K_{cp}$  เท่ากับ 5 และ  $K_{ci}$  เท่ากับ 500

ผลการทดลองในรูปที่ 2.27 แสดงถึงการทำงานที่ความเร็ว 150 rpm ที่สภาวะไร้อโหลด โดยไม่มีการชดเชยผลจากการประวิงเวลาของการสวิตช์และไม่มีวงรอบควบคุมกระแส จะเห็นว่าขนาดของกระแสเดเตอร์  $i_{su}$  มีขนาดน้อยกว่าค่ากระแสคำสั่ง  $i_{su}^*$  อยู่ประมาณ 1 A และรูปร่างของกระแสก็มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ รูปที่ 2.28 แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของวงรอบควบคุมกระแส จะเห็นได้ว่าระบบสามารถควบคุมกระแสเดเตอร์ให้มีขนาดใกล้เคียงกับคำสั่ง ซึ่งแสดงว่าวงรอบควบคุมกระแสสามารถชดเชยความผิดพลาดของแรงดันในส่วนขององค์ประกอบหลักมูลได้อย่างสมบูรณ์ โดยสัญญาณขาออกของตัวควบคุมกระแสในแกน  $d$  ( $R_s i_{cd}$ ) และแกน  $q$  ( $R_s i_{cq}$ ) มีค่าเท่ากับ 1.25 V และ -1.25 V ตามลำดับ สำหรับองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับที่ 6 ของสัญญาณ  $R_s i_{cd}$  และ  $R_s i_{cq}$  แสดงถึงผลตอบสนองของวงรอบควบคุมกระแสต่อองค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันผิดพลาดอันดับที่ 5 และ อันดับที่ 7 อย่างไรก็ตามตัวควบคุมกระแสก็ไม่สามารถลดทอนความผิดพลาดของแรงดันที่เกิดจากองค์ประกอบฮาร์มอนิกนี้ได้หมด โดยจะสังเกตเห็นว่ากระแสเดเตอร์ยังคงผิดเพี้ยนอยู่

รูปที่ 2.29 แสดงถึงการทำงานของตัวควบคุมอิสระที่มีการชดเชยผลของการประวิงเวลาแต่ไม่มีวงรอบควบคุมกระแส ในกรณีนี้กระแสเดเตอร์จะมีขนาดใกล้เคียงกับค่าคำสั่งและมีรูปร่างของกระแส  $i_{su}$  ที่ใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ อย่างไรก็ตามวิธีการชดเชยผลของการประวิงเวลานี้ทำงานในลักษณะของการป้อนไปหน้า ทำให้ไม่สามารถชดเชยแรงดันที่ผิดพลาดได้อย่างสมบูรณ์ ดังจะเห็นได้จากขนาดของกระแสเดเตอร์ที่มีค่าน้อยกว่าค่าคำสั่งอยู่ประมาณ 0.4 A ทั้งนี้ความผิด

ผลาดนี้ส่วนหนึ่งอาจจะมีสาเหตุมาจากความผิดพลาดของพารามิเตอร์ของมอเตอร์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งความผิดพลาดของค่าความต้านทางสเตเตอร์

รูปที่ 2.30 เป็นผลการทดลองของระบบที่มีการใช้วงรอบควบคุมกระแสควบคุมคู่ไปกับการชดเชยผลของการประวิงเวลา จะเห็นว่าระบบสามารถควบคุมกระแสสเตเตอร์ได้อย่างสมบูรณ์โดยมีขนาดเท่ากับกระแสคำสั่ง  $i_{su}^*$  และมีรูปร่างที่เป็นรูปคลื่นไซน์ โดยแรงดันชดเชยที่มาจากตัวควบคุมกระแสในแต่ละแกนจะมีค่าประมาณ  $R_s i_{cd} \square 0.5 \text{ V}$  และ  $R_s i_{cq} \square 0.25 \text{ V}$  อาจกล่าวได้ว่าในกรณีนี้วงรอบควบคุมกระแสจะช่วยชดเชยแรงดันที่ผิดพลาดที่หลงเหลือจากการชดเชยผลของการประวิงเวลา ในขณะที่เดียวกันก็ช่วยชดเชยผลกระทบที่เกิดจากความผิดพลาดของค่าพารามิเตอร์ต่างๆไปพร้อมๆกัน

เนื่องจากแนวทางการออกแบบค่าอัตราขยายของตัวควบคุมกระแสในหัวข้อ 2.5.2 จะพิจารณาว่าตัวควบคุมแยกการเชื่อมร่วมไม่ได้มีการชดเชยผลจากการประวิงเวลา ดังนั้นอัตราขยายที่ออกแบบจึงมีค่าที่ค่อนข้างสูงเพื่อลดทอนความผิดพลาดของแรงดันทั้งหมด อย่างไรก็ตามในกรณีที่เรานำวงรอบควบคุมกระแสควบคุมคู่ไปกับการชดเชยผลของการประวิงเวลาแล้ว เราสามารถลดค่าอัตราขยายของตัวควบคุมกระแส ดังแสดงในรูปที่ 2.31 ซึ่งใช้ค่า  $K_{cp}$  เท่ากับ 1.25 และ  $K_{ci}$  เท่ากับ 125 จากผลการทดลองระบบยังคงควบคุมกระแสได้อย่างถูกต้อง รูปที่ 2.32 และ 2.33 แสดงให้เห็นถึงผลการทำงานที่ความเร็ว 30 rpm ในกรณีไร้โหลดและมีโหลดพิกัดตามลำดับ โดยเปรียบเทียบกับผลการทดลองในรูปที่ 2.17 และ 2.18 จะเห็นว่าวงรอบควบคุมกระแสสามารถปรับปรุงสมรรถนะของระบบควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมที่ความเร็วต่ำให้ดีขึ้นอย่างเห็นได้ชัด

### **ผลตอบสนองในสภาวะชั่วคราวเมื่อมีการเร่งและลดความเร็ว**

ผลการทดลองในรูปที่ 2.34 แสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองของระบบตลอดช่วงการทำงานมีสมรรถนะที่ดีขึ้นเมื่อเทียบกับผลการทดลองในรูปที่ 2.10 และมีขีดความสามารถในการควบคุมที่ใกล้เคียงกับผลจำลองการทำงานในรูปที่ 2.9 โดยระบบสามารถควบคุมกระแสในแกน  $d$  และ แกน  $q$  ได้อย่างอิสระและถูกต้องทั้งในช่วงผลตอบสนองอยู่ตัวและในช่วงสถานะชั่วคราวที่มีการเร่งและลดความเร็ว ยังผลให้ระบบมีศักยภาพในการควบคุมแรงบิดที่ดีขึ้น

### **ผลตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น**

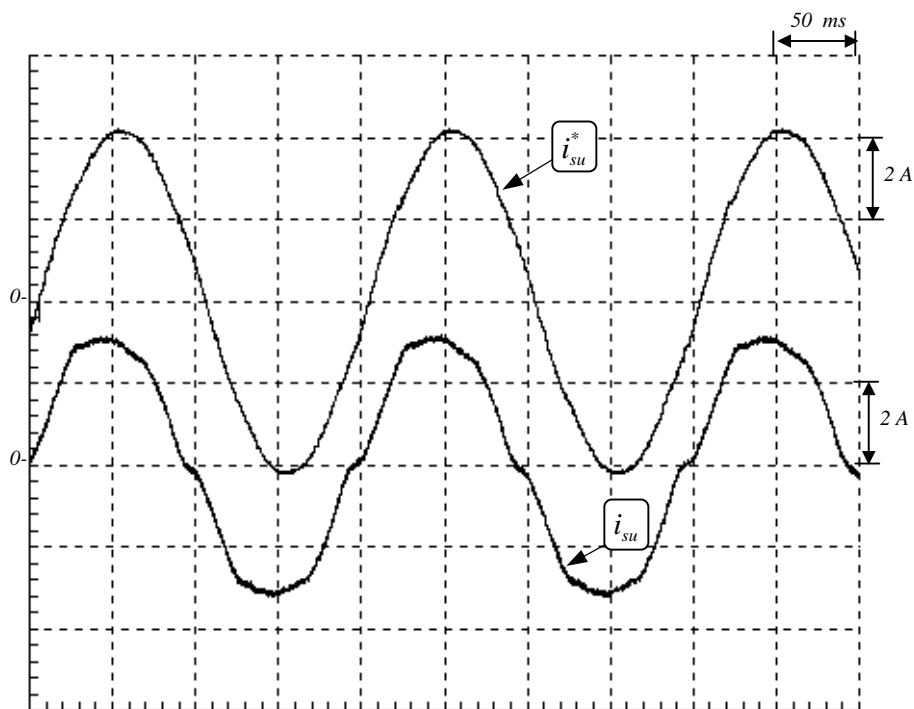
การตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็วสูง (1000 rpm) ในรูปที่ 2.35 ได้ผลที่คล้ายคลึงกับผลการทดลองในรูปที่ 2.13 ทั้งนี้เนื่องจากในทางปฏิบัติแล้วตัวควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมสามารถทำงานได้ดีที่ย่านความเร็วสูง ดังนั้นวงรอบควบคุมกระแสที่เพิ่มเติมเข้าไปในตัวควบคุมจะมีบทบาทต่อการควบคุมน้อยทำให้ผลตอบสนองที่ได้ในรูป 2.13 และ 2.35 ใกล้เคียงกัน และมีสมรรถนะที่เหมือนกับผลจำลองการทำงานในรูปที่ 2.11 รูปที่ 2.36 แสดงถึงผลตอบสนองต่อโหลดที่ความเร็วต่ำ (150 rpm) ระบบสามารถควบคุมกระแสสเตเตอร์ในแต่ละแกนได้อย่างถูกต้องและมีสมรรถนะของการควบคุมความเร็วและแรงบิดที่ดีขึ้นเมื่อเทียบกับผลการทดลองในรูปที่ 2.14

### **ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ**

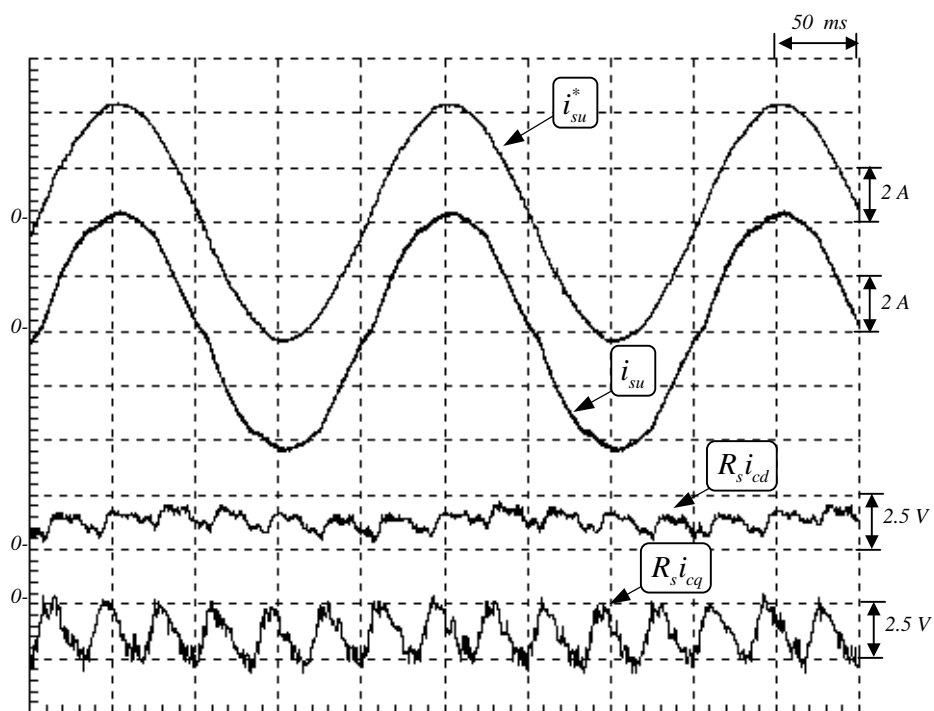
รูปที่ 2.37 เป็นผลตอบสนองทางกลของความเร็วโรเตอร์  $\omega_m$  ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเร็วคำสั่ง  $\omega_m^*$  ในช่วงแคบ โดยเวลาในการตอบสนองมีค่าประมาณ 127 ms ซึ่งใกล้เคียงกับผลการทดลองในรูปที่ 2.16 อย่างไรก็ตามตัวควบคุมกระแสก็ช่วยปรับปรุงผลตอบสนองทางไฟฟ้าในการควบคุมกระแสสเตเตอร์ในแต่ละแกนให้ดียิ่งขึ้น



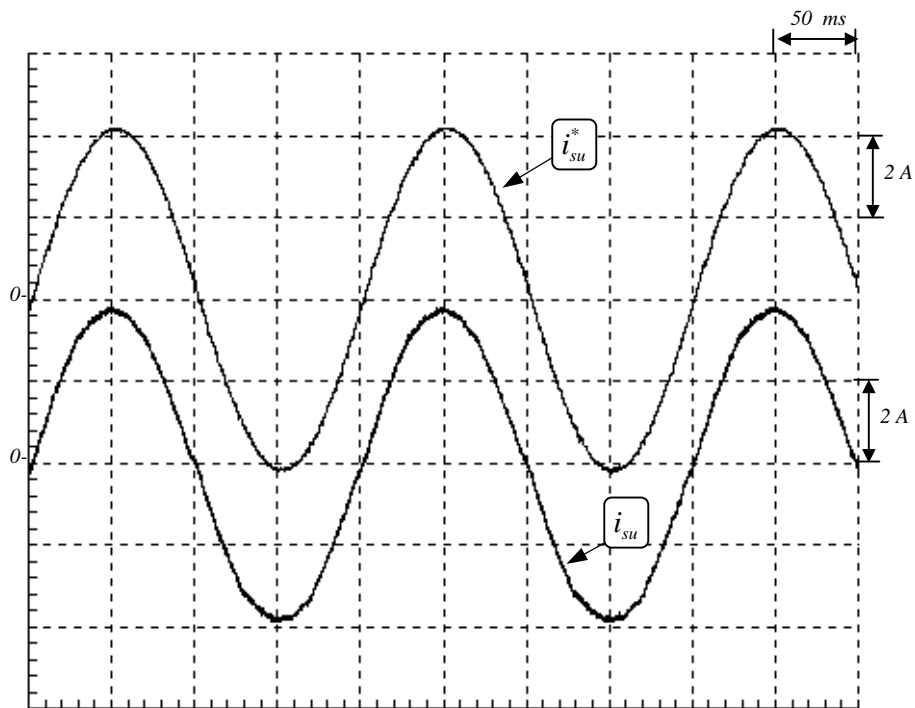
โดยสรุปแล้ววงรอบควบคุมกระแสที่เพิ่มเติมเข้าไปในตัวควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมดังแสดงในรูปที่ 2.21 สามารถปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดียิ่งขึ้นโดยเฉพาะอย่างยิ่งการทำงานที่ความเร็วต่ำ และเราจะใช้โครงสร้างของตัวควบคุมนี้ในการพัฒนาระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วในบทถัดไป



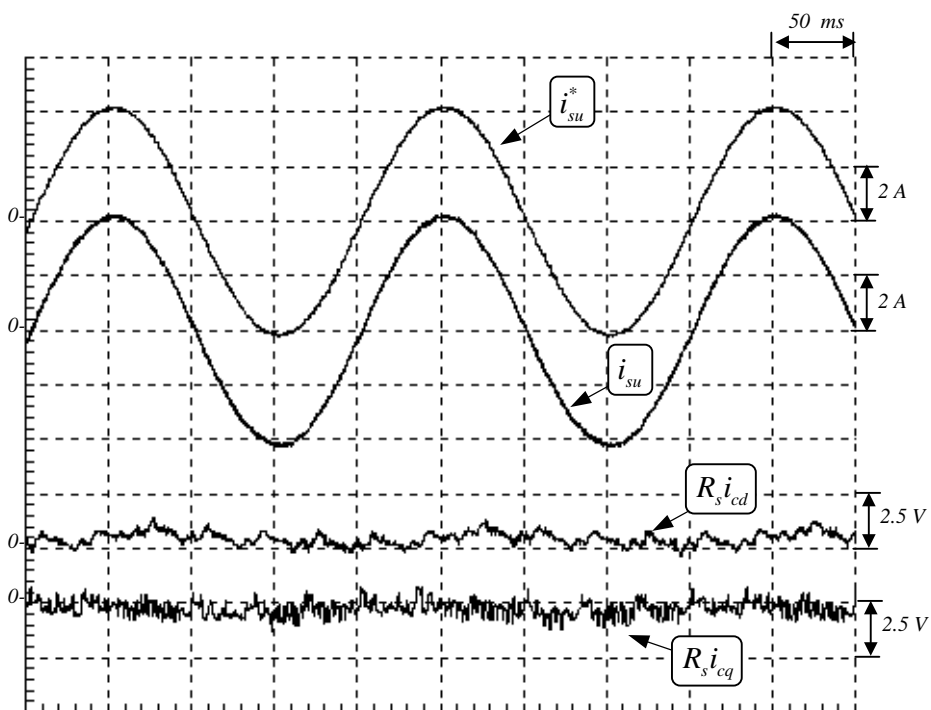
รูปที่ 2.27 ผลการทดลองของระบบควบคุมความเร็วแบบแยกการเชื่อมร่วมที่ไม่มีการชดเชยผลของการประวิงเวลา ( $\omega_m^* = 150$  rpm และไร้โหลด)



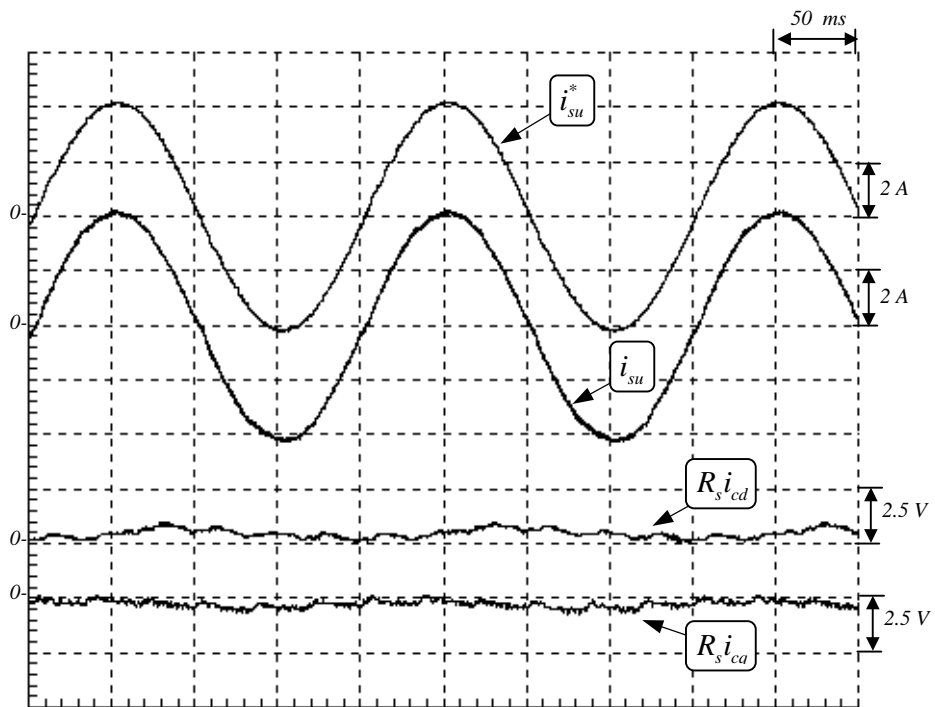
รูปที่ 2.28 ผลการทดลองของระบบควบคุมความเร็วแบบแยกการเชื่อมร่วมที่ไม่มีการชดเชยเวลาประวิง มีตัวกรองควบคุมกระแส  $K_{cp} = 5$  และ  $K_{ci} = 500$  ( $\omega_m^* = 150$  rpm และไร้โหลด)



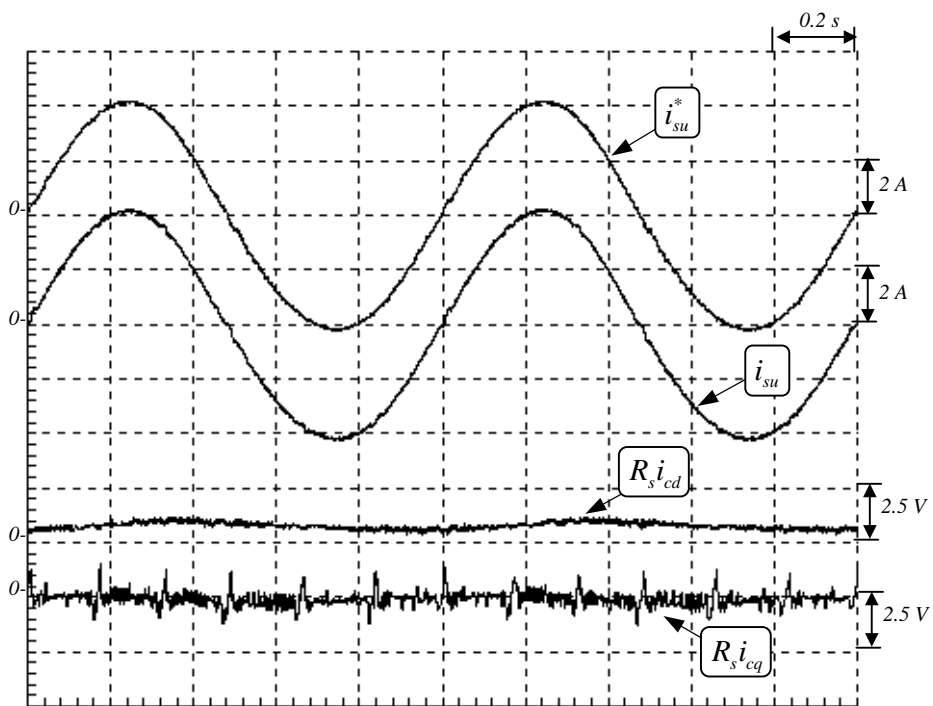
รูปที่ 2.29 ผลการทดลองของระบบควบคุมความเร็วแบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีการชดเชยผลของการประวิงเวลา ( $\omega_m^* = 150$  rpm และไร้โหลด)



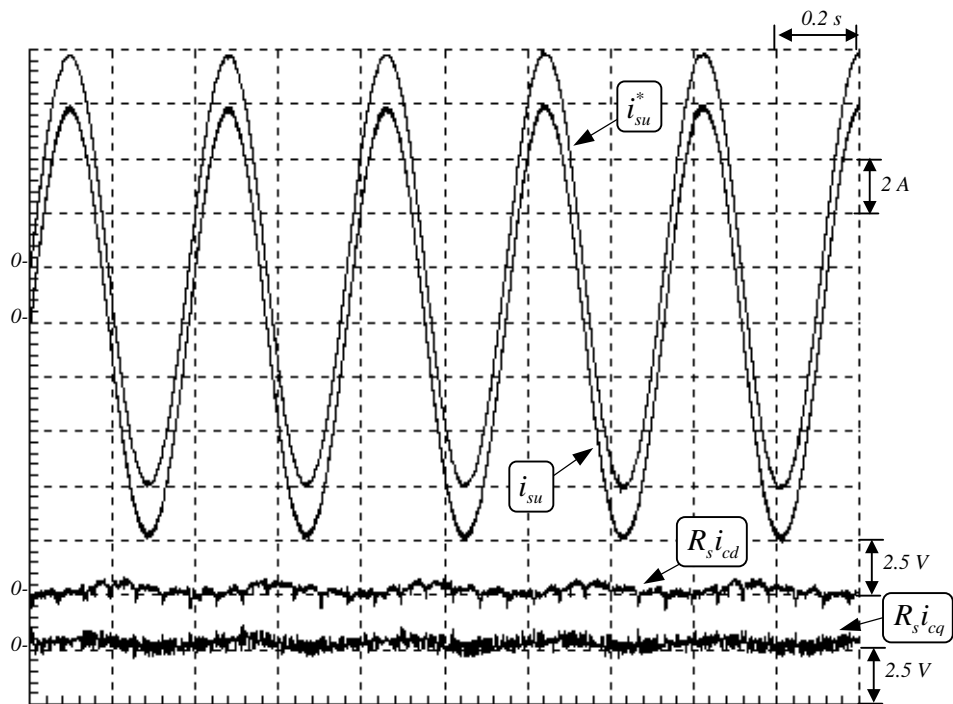
รูปที่ 2.30 ผลการทดลองของระบบควบคุมความเร็วแบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแสและมีการชดเชยผลของการประวิงเวลา ( $K_{cp} = 5$ ,  $K_{ci} = 500$ ,  $\omega_m^* = 150$  rpm และไร้โหลด)



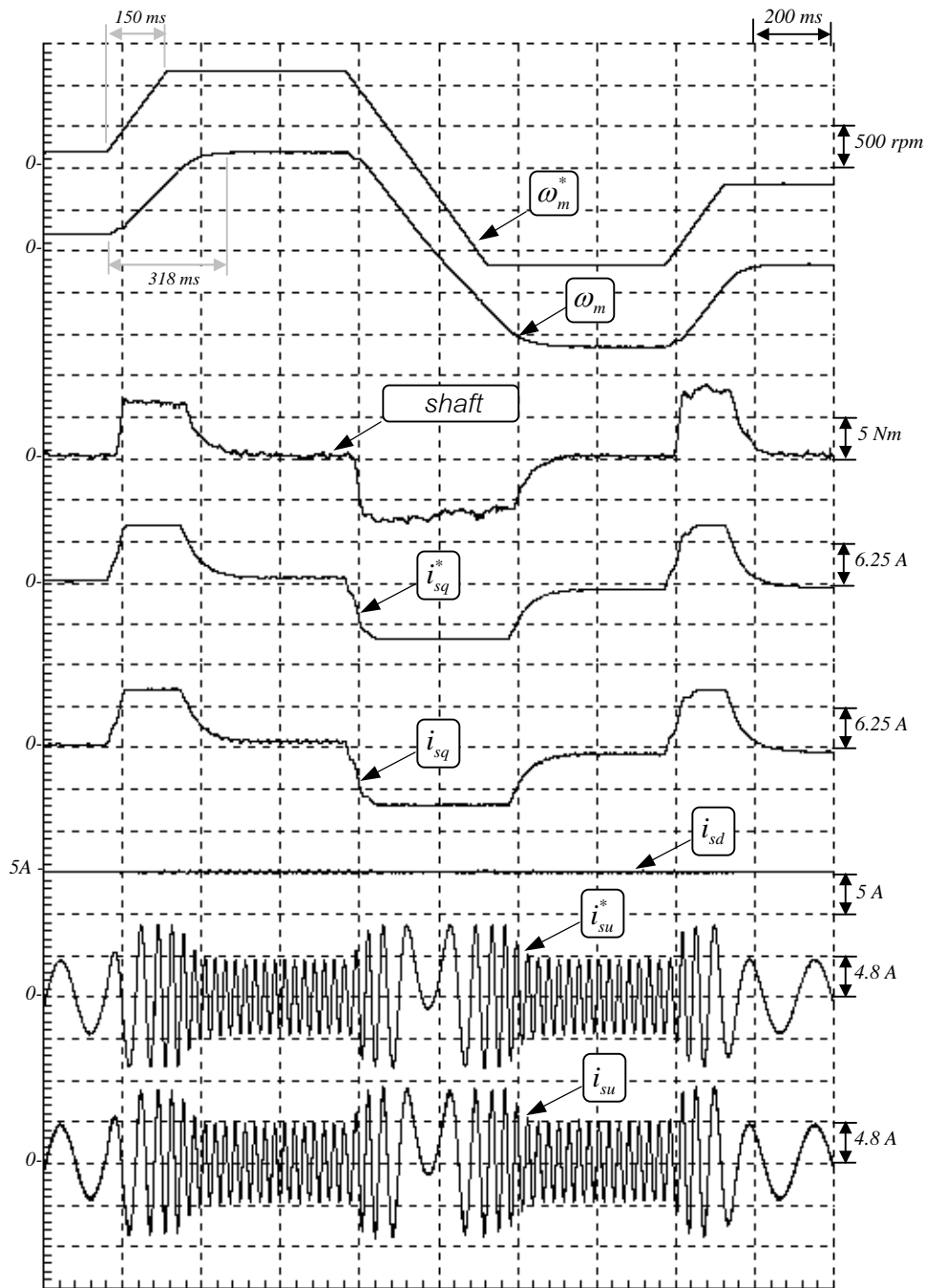
รูปที่ 2.31 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแสและมีการชดเชยผลของการประจุเวลา ( $K_{cp} = 1.25$ ,  $K_{ci} = 125$ ,  $\omega_m^* = 150$  rpm และไว้โหลด)



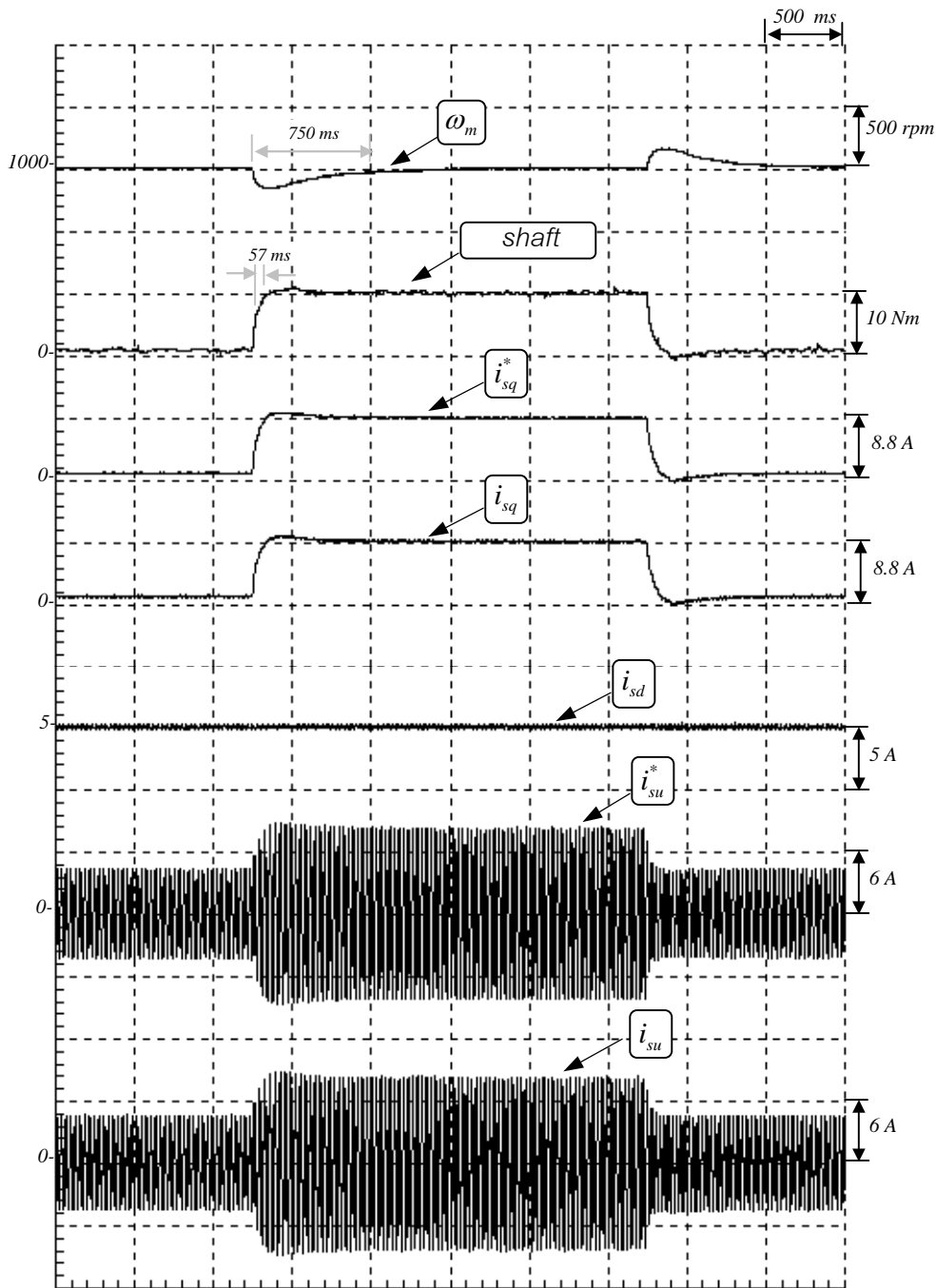
รูปที่ 2.32 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแสและมีการชดเชยผลของการประจุเวลา ( $K_{cp} = 5$ ,  $K_{ci} = 500$ ,  $\omega_m^* = 30$  rpm และไว้โหลด)



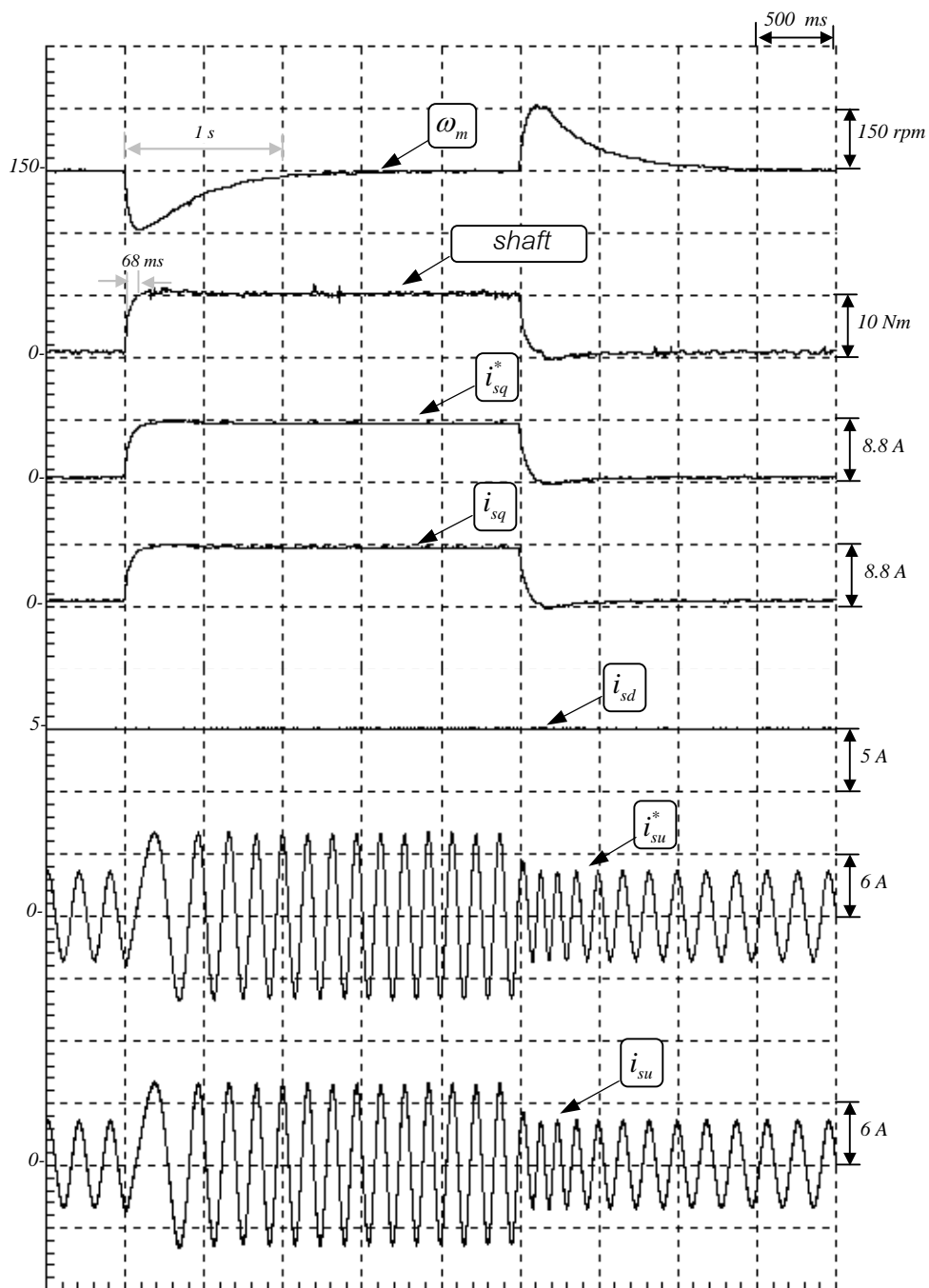
รูปที่ 2.33 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแสและมีการชดเชยผลของการประจุเวลา ( $K_{cp} = 5$ ,  $K_{ci} = 500$ ,  $\omega_m^* = 30$  rpm และมีโหลดพิกัด)



รูปที่ 2.34 ผลการทดลองของระบบควบคุมมอเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแส  
 ในขณะเร่งและลดความเร็ว

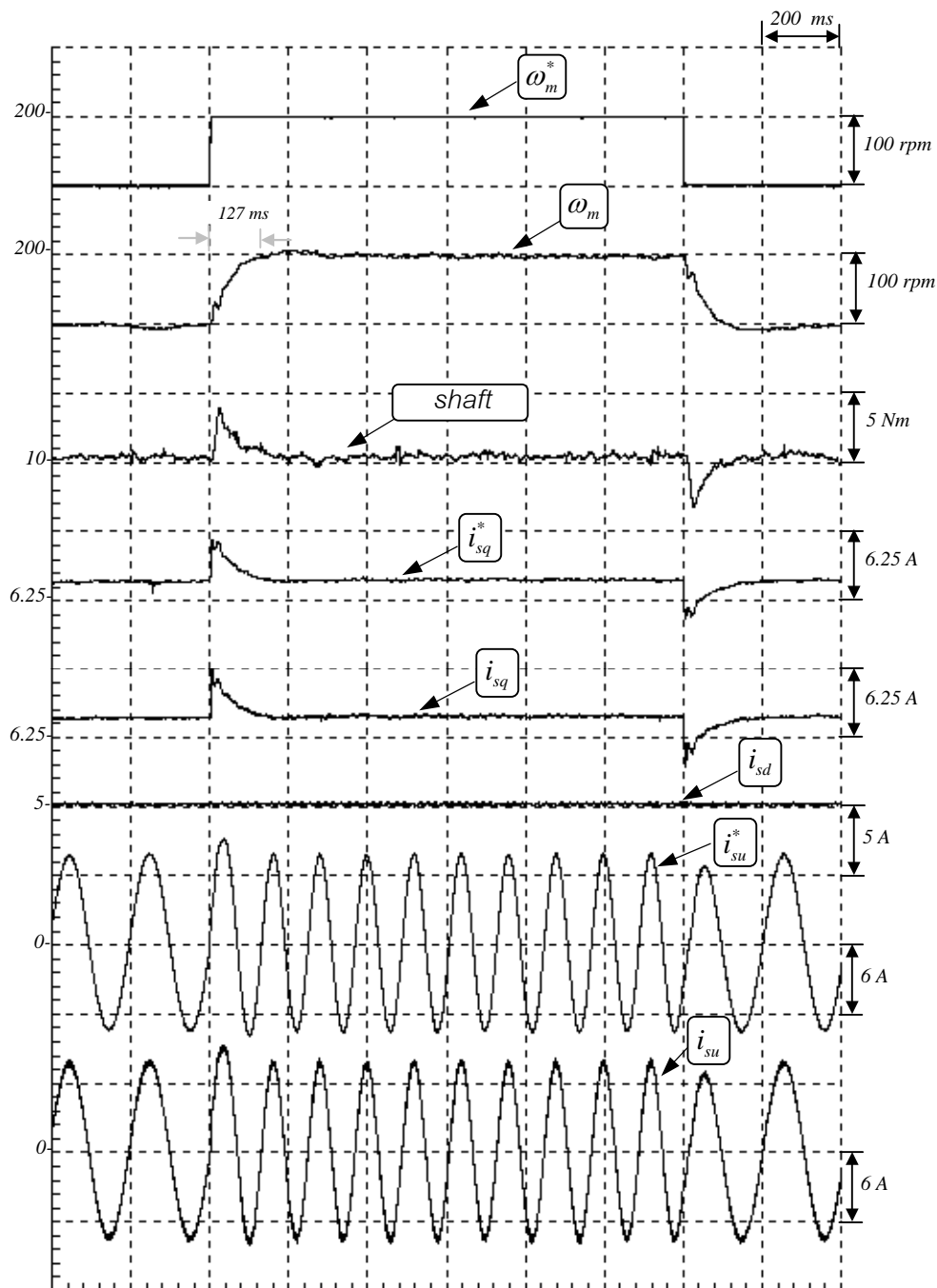


รูปที่ 2.35 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแส  
ในกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 1000 rpm



รูปที่ 2.36 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแส ในกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 150 rpm





รูปที่ 2.37 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแส

ในกรณีเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ ( $\omega_m^*$  : 100 rpm  $\leftrightarrow$  200 rpm)

## การควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

H. Kubota et al. (1993) [22] และ G. Yang et al. (1993) [23] ได้ประยุกต์ใช้ตัวสังเกตเติมอันดับแบบปรับตัวในการพัฒนาระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว โดยในส่วนการควบคุมแบบเวกเตอร์นั้นจะมองอินเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมกระแสเป็นเสมือนแหล่งจ่ายกระแสที่สามารถจ่ายกระแสสร้างฟลักซ์และแรงบิด ( $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ ) ตามค่าคำสั่งได้ ดังนั้นแบบจำลองของมอเตอร์ที่ใช้ในการควบคุมเวกเตอร์จึงมีเพียงแบบจำลองทางด้านโรเตอร์เท่านั้นและมองว่ามอเตอร์ถูกขับเคลื่อนด้วยกระแสสเตเตอร์ แนวคิดนี้แตกต่างจากส่วนประมาณค่าความเร็วด้วยตัวสังเกตเติมอันดับแบบปรับตัว ซึ่งใช้แบบจำลองทั้งทางด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ซึ่งมองว่ามอเตอร์ถูกขับเคลื่อนด้วยแรงดันสเตเตอร์ จากที่กล่าวมานี้จะเห็นได้ว่า การใช้แบบจำลองที่แตกต่างกันในส่วนควบคุมแบบเวกเตอร์และส่วนประมาณค่าความเร็วเกิดขึ้นเนื่องจากการมองแยกส่วนระหว่างการควบคุมแบบเวกเตอร์และระบบประมาณค่าความเร็ว

มุมมองแบบแยกส่วนนั้นนอกจากจะทำให้ขาดความเข้ากันได้ระหว่างส่วนควบคุมเวกเตอร์และส่วนประมาณค่าความเร็วแล้ว ในบางกรณียังจะทำให้เกิดการใช้แบบจำลองของมอเตอร์ที่ซ้ำซ้อนกันทั้งในส่วนของการควบคุมแบบเวกเตอร์และส่วนประมาณค่าความเร็ว ยกตัวอย่างเช่น S. Tamai et al. (1987) [5] และ C. Schauder (1992) [6] ได้นำเสนอการประมาณค่าความเร็วด้วยวิธี MRAS ซึ่งใช้แบบจำลองมอเตอร์ทั้งทางด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ ในขณะที่ส่วนควบคุมแบบเวกเตอร์จะใช้แบบจำลองทางด้านโรเตอร์ในการประมาณค่าฟลักซ์ ยังผลให้เกิดการใช้แบบจำลองทางด้านโรเตอร์ที่ซ้ำซ้อนกัน H. Tajima et al. (1993) [27] นำเสนอการประมาณค่าความเร็วด้วยวิธี MRAS เช่นเดียวกันกับที่นำเสนอโดย C. Schauder (1992) [6] โดยในส่วนของการควบคุมแบบเวกเตอร์จะใช้ตัวสังเกตแบบลดอันดับในการประมาณค่าฟลักซ์ซึ่งเป็นการใช้แบบจำลองทางด้านโรเตอร์ที่ซ้ำซ้อนเช่นกัน

ในทางตรงกันข้ามการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมดังที่ได้นำเสนอในบทที่ 2 นั้น เป็นการควบคุมมอเตอร์ผ่านทางแรงดันสเตเตอร์และใช้แบบจำลองทั้งทางด้านสเตเตอร์และแบบจำลองทางด้านโรเตอร์ ในขณะที่ระบบประมาณค่าความเร็วด้วยตัวสังเกตเติมอันดับแบบปรับตัวก็จะประมาณค่าความเร็วโรเตอร์และตัวแปรสถานะของมอเตอร์โดยอาศัยแบบจำลองของมอเตอร์ทั้งทางด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ซึ่งมีแรงดันสเตเตอร์เป็นสัญญาณขับเคลื่อนเช่นกัน ดังนั้นแบบจำลองที่ใช้ในส่วนการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมและส่วนประมาณค่าความเร็วด้วยตัวสังเกตเติมอันดับแบบปรับตัวจึงมีความเข้ากันได้และสอดคล้องกัน ทำให้เราสามารถบูรณาการระบบควบคุมและระบบประมาณค่าเข้าด้วยกันได้อย่างเป็นธรรมชาติและระบบทั้งสองสามารถใช้แบบจำลองของมอเตอร์ร่วมกันได้

ในบทนี้เราจะนำเสนอระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วซึ่งพัฒนามาจากระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วม โดยมีการประมาณค่าความเร็วด้วยตัวสังเกตเติมอันดับแบบปรับตัว ในเบื้องต้นเราจะแสดงให้เห็นถึงความเข้ากันได้อย่างเป็นธรรมชาติระหว่างการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมและตัวสังเกตเติมอันดับแบบปรับตัว หลังจากนั้นจะนำเสนอการบูรณาการตัวสังเกตและส่วนควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมเข้าด้วยกัน เพื่อให้โครงสร้างของระบบโดยรวมปราศจากความซ้ำซ้อนของแบบจำลอง

### 3.1 การประมาณค่าความเร็วด้วยตัวสังเกตเติมอันดับแบบปรับตัว

#### 3.1.1 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

จากสมการ (2.12)-(2.13) เราสามารถเขียนแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำในรูปแบบของระบบเชิงเส้นในปริภูมิสถานะ โดยมีเวกเตอร์แรงดันสเตเตอร์ ( $\vec{v}_s$ ) เป็นสัญญาณขาเข้า เวกเตอร์กระแสสเตเตอร์ ( $\vec{i}_s$ ) และเวกเตอร์กระแสกระตุ้นของโรเตอร์ ฟลักซ์ ( $\vec{i}_o$ ) เป็นตัวแปรสถานะ ส่วนสัญญาณขาออกที่วัดได้คือกระแสสเตเตอร์ได้ดังสมการ (3.1)-(3.2)

### แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ (state-space model)

สมการสเตเตอร์:

$$\frac{d\vec{i}_s}{dt} = A_{11}\vec{i}_s + A_{12}\vec{i}_o + B_1\vec{v}_s \quad (3.1)$$

สมการโรเตอร์:

$$\frac{d\vec{i}_o}{dt} = A_{21}\vec{i}_s + A_{22}\vec{i}_o \quad (3.2)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} A_{11} &= -(R_s + R_r M^2 / L_r^2) / \sigma L_s \cdot I \\ A_{12} &= -A_{22} \cdot M^2 / \sigma L_s L_r \\ A_{21} &= (R_r / L_r) \cdot I \\ A_{22} &= -(R_r / L_r) \cdot I + p\omega_m \cdot J \\ B_1 &= 1 / \sigma L_s \end{aligned} \quad (3.3)$$

### 3.1.2 ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

จากแบบจำลองในสมการ (3.1) และ (3.2) เราสามารถเขียนสมการของตัวสังเกตแบบเต็มอันดับของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ดังสมการ (3.4) – (3.5)

#### ตัวสังเกตเต็มอันดับบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

สมการสเตเตอร์:

$$\frac{d\hat{\vec{i}}_s}{dt} = A_{11}\hat{\vec{i}}_s + \hat{A}_{12}\hat{\vec{i}}_o + B_1\vec{v}_s - H'_1(\hat{\vec{i}}_s - \vec{i}_s) \quad (3.4)$$

สมการโรเตอร์:

$$\frac{d\hat{\vec{i}}_o}{dt} = A_{21}\hat{\vec{i}}_s + \hat{A}_{22}\hat{\vec{i}}_o - H'_2 / M (\hat{\vec{i}}_s - \vec{i}_s) \quad (3.5)$$

โดยที่

$$\hat{A}_{12} = -\hat{A}_{22} \cdot M^2 / \sigma L_s L_r$$

$$\hat{A}_{22} = -(R_r/L_r) \cdot I + p\hat{\omega}_m \cdot J \tag{3.6}$$

และสัญลักษณ์ ‘^’ หมายถึงค่าที่ได้จากการประมาณ

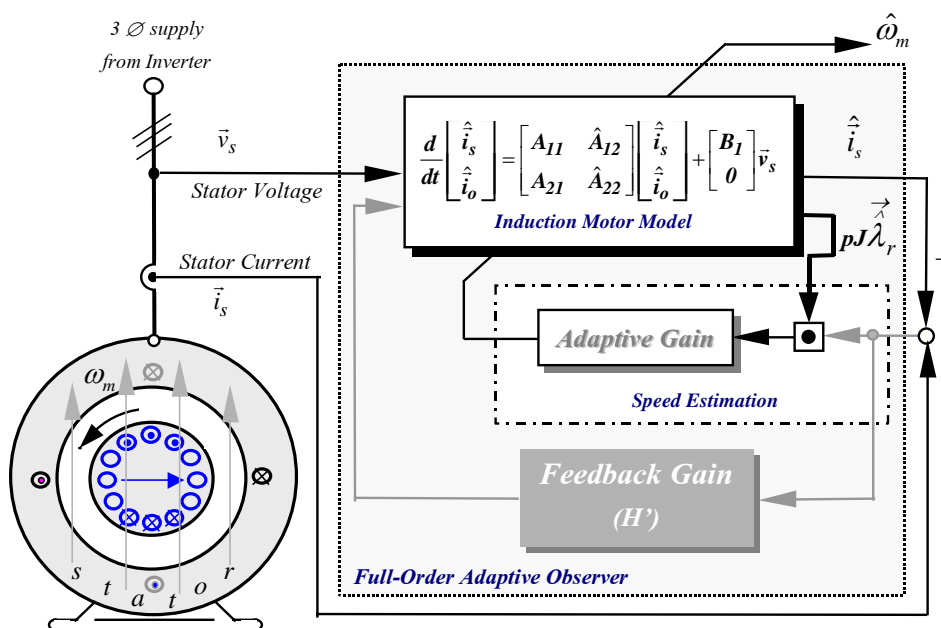
จากสมการ (3.4) และ (3.5) จะเห็นได้ว่าตัวสังเกตเต็มอันดับประกอบด้วยแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำและสัญญาณป้อนกลับของค่าผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์ผ่านอัตราขยาย  $H'_1$  และ  $H'_2$  สำหรับค่าความเร็ว  $\omega_m$  ที่ใช้ใน ตัวสังเกตในส่วนเมตริกซ์  $\hat{A}_{12}$  และ  $\hat{A}_{22}$  นั้นจะเป็นค่าที่ได้จากการประมาณ ( $\hat{\omega}_m$ ) ซึ่งถ้าเราใช้ค่าความเร็วมอเตอร์ที่ไม่ ถูกต้องในตัวสังเกตแบบเต็มอันดับ กล่าวคือ  $\omega_m \neq \hat{\omega}_m$  ผลที่ได้ก็คือจะเกิดค่าผิดพลาดของทั้งกระแสสเตเตอร์ ( $\vec{e}_i$ ) และ กระแสกระตุ้น ( $\vec{e}_\lambda$ ) แต่เนื่องจากสัญญาณที่เราสามารถวัดหรือคำนวณได้คือค่าผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์ ด้วยเหตุนี้ เราจึงใช้ค่าผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์เป็นหลักในการประมาณค่าความเร็วมอเตอร์

ในการประมาณค่าความเร็วมอเตอร์ เราใช้วิธีที่เรียกว่า เกรเดียนต์ อัลกอริทึม (Gradient Algorithm) โดยมี  $JpM\hat{i}_o$  เป็นเวกเตอร์ของเวกเตอร์ดังแสดงในสมการ (3.7)

สมการประมาณค่าความเร็ว:

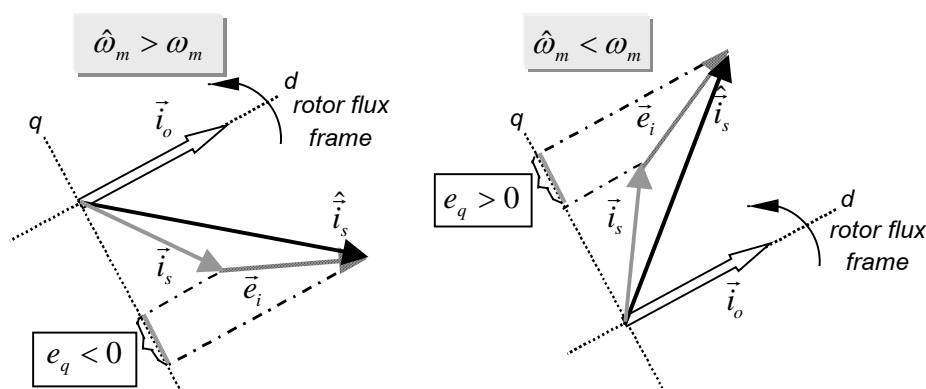
$$\hat{\omega}_m = (K_p + K_I \int dt) \left\{ (JpM\hat{i}_o)^T (\hat{i}_s - \vec{i}_s) \right\} ; K_p, K_I > 0 \tag{3.7}$$

เราสามารถแสดงภาพรวมของบล็อกไดอะแกรมของตัวสังเกตแบบปรับตัวได้ดังรูปที่ 3.1 จะเห็นได้ว่าตัวสังเกตแบบปรับตัว ที่พัฒนาขึ้นนี้จะมียังประกอบด้วย 3 ส่วน ได้แก่ แบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำ ส่วนประมาณค่าความเร็ว และส่วนป้อนกลับ ค่าผิดพลาดผ่านอัตราขยายป้อนกลับ  $H'_1$  และ  $H'_2$



รูปที่ 3.1 ภาพรวมการทำงานของตัวสังเกตแบบปรับตัว

ตัวสังเกตแบบปรับตัวนี้จะทำการคำนวณค่าความเร็วโรเตอร์ ( $\hat{\omega}_m$ ) กระแสเดเตอร์ ( $\hat{i}_s$ ) และกระแสกระตุ้นโรเตอร์ฟลักซ์ ( $\hat{i}_o$ ) ไปพร้อมๆกัน ในการคำนวณค่าความเร็วโรเตอร์เราจะนำผลต่างระหว่างค่าจริงของกระแสเดเตอร์กับค่าที่คำนวณได้จากแบบจำลองผ่านอัตราขยาย PI ตามสมการ (3.7) อย่างไรก็ตามเราจะใช้เพียงองค์ประกอบค่าผิดพลาดในแกน  $q$  ในการประมาณค่าความเร็วดังแสดงในรูปที่ 3.2 ด้วยการโปรเจกต์เวกเตอร์ค่าผิดพลาดของกระแสเดเตอร์ ( $\vec{e}_i$ ) ลงบนแกนอ้างอิง  $q$  ของโรเตอร์ฟลักซ์ประมาณ ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากแนวคิดพื้นฐานที่ว่า ถ้าความเร็วประมาณที่ใช้ในตัวสังเกต ( $\hat{\omega}_m$ ) ไม่ตรงกับค่าจริง ( $\omega_m$ ) ค่าผิดพลาดนี้ก็จะส่งผลทำให้ค่ากระแสที่ประมาณได้ผิดพลาดไปด้วย ดังนั้นถ้าเราสามารถดึงเอาข้อมูลเครื่องหมายค่าผิดพลาด ( $\Delta\omega_m$ ) ออกมาจากข้อมูลเวกเตอร์ค่าผิดพลาดของกระแส ( $\vec{e}_i$ ) ได้ เราก็จะสามารถปรับค่าความเร็วประมาณไปในทิศทางที่ถูกต้องจนเข้าสู่ความเร็วจริงในที่สุด ซึ่งในที่นี้เราเลือกใช้ข้อมูลค่าผิดพลาดของกระแสในแกน  $q$  เพราะกระแสในแกน  $q$  จะได้รับอิทธิพลจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่เกิดจากการที่โรเตอร์ฟลักซ์หมุนตัดขดลวดสเตเตอร์ซึ่งสะท้อนถึงข้อมูลของความเร็วโรเตอร์และแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำนี้มีทิศทางชี้ในแนวแกน  $q$



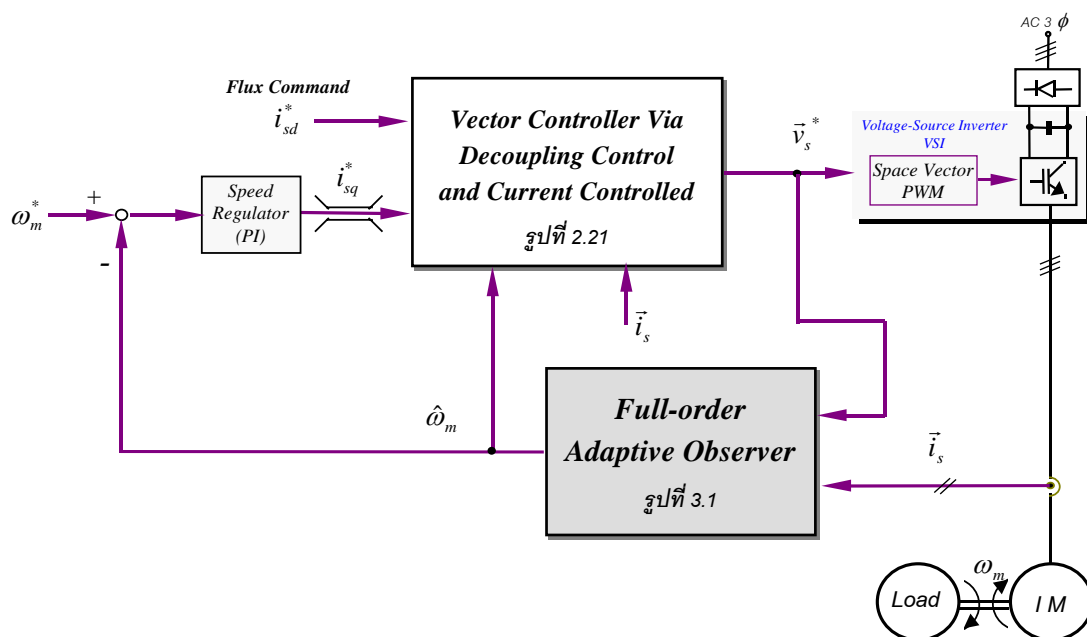
รูปที่ 3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าผิดพลาดของกระแสเดเตอร์และค่าผิดพลาดของความเร็วประมาณ

### 3.1.3 ผลจำลองการทำงานระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

รูปที่ 3.3 แสดงถึงระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว ในส่วนควบคุมเวกเตอร์คือตัวควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีวงรอบควบคุมกระแส (รูปที่ 2.21) และข้อมูลความเร็วโรเตอร์ได้มาจากการประมาณค่าความเร็วด้วยตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวในหัวข้อ 3.1.2 โดยความเร็วที่ประมาณจะถูกส่งไปที่วงรอบควบคุมความเร็วด้วย

ผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 3.4 แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของตัวควบคุม ค่าความเร็วโรเตอร์ประมาณ  $\hat{\omega}_m$  สามารถติดตามค่าความเร็วจริง  $\omega_m$  ได้อย่างสมบูรณ์ทั้งในช่วงเร่งและลดความเร็ว ในขณะที่เดียวกันตัวสังเกตก็สามารถประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์  $\hat{\lambda}_{s\alpha}$  และกระแสเดเตอร์  $\hat{i}_{su}$  ได้ถูกต้องเช่นกัน ระบบยังมีขีดความสามารถของการควบคุมที่คล้ายคลึงกับการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวตรวจจับความเร็วในรูปที่ 2.9 ตัวควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วสามารถควบคุมฟลักซ์และควบคุมกระแสเดเตอร์ในแต่ละแกนได้อย่างอิสระ โดยเวลาในช่วงเร่งความเร็วของความเร็วโรเตอร์มีค่าประมาณ 259 ms รูปที่ 3.5 และ 3.6 แสดงถึงผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นและผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ จะเห็นได้ว่าตัวสังเกตสามารถประมาณ

ค่าความเร็ว, โรเตอร์ฟลักซ์และกระแสเตเตอร์ได้สอดคล้องกับค่าจริง และมีสมรรถนะในการควบคุมที่ใกล้เคียงกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ในรูปที่ 2.12 และ 2.15 ตามลำดับ

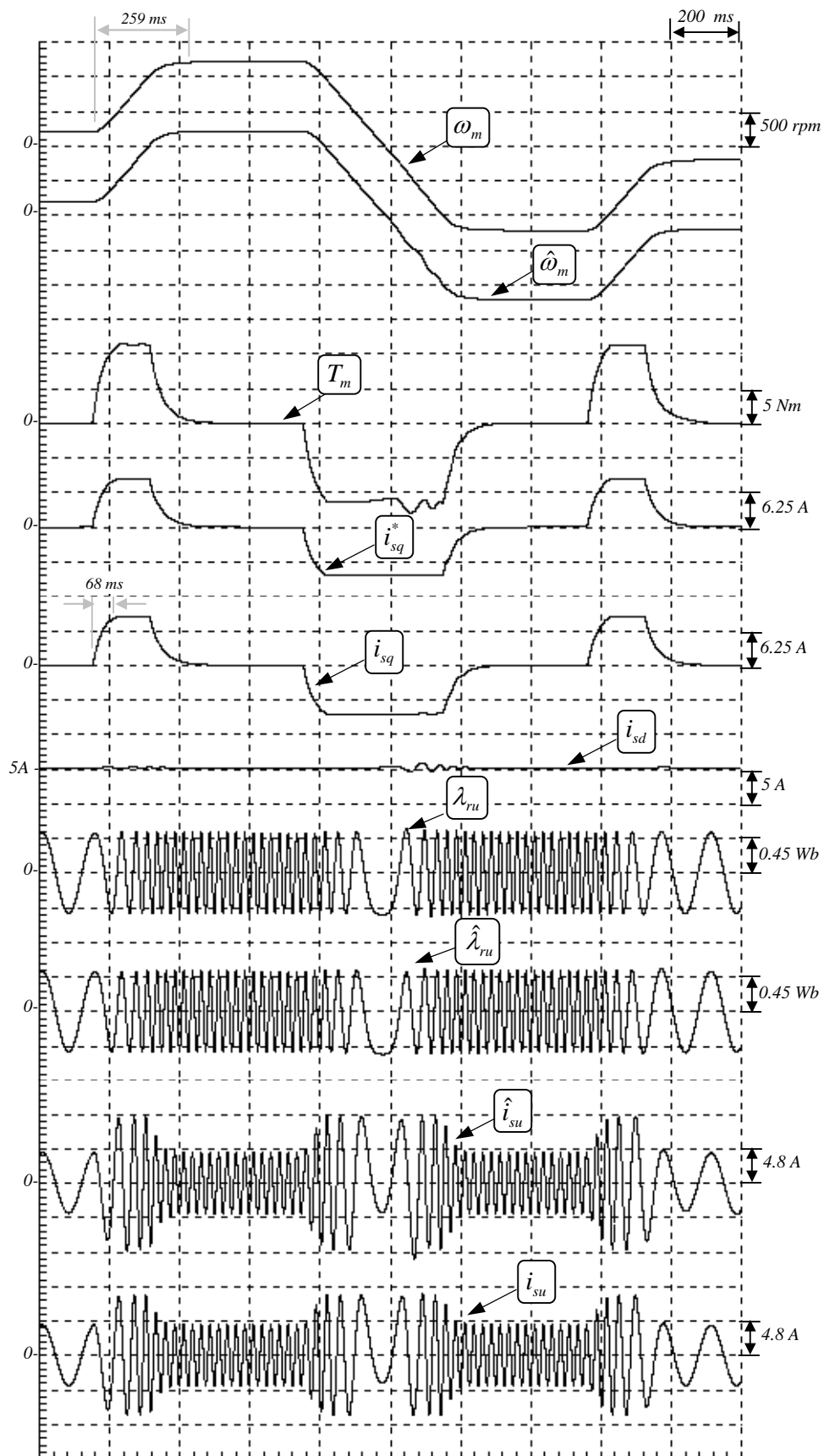


รูปที่ 3.3 ระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

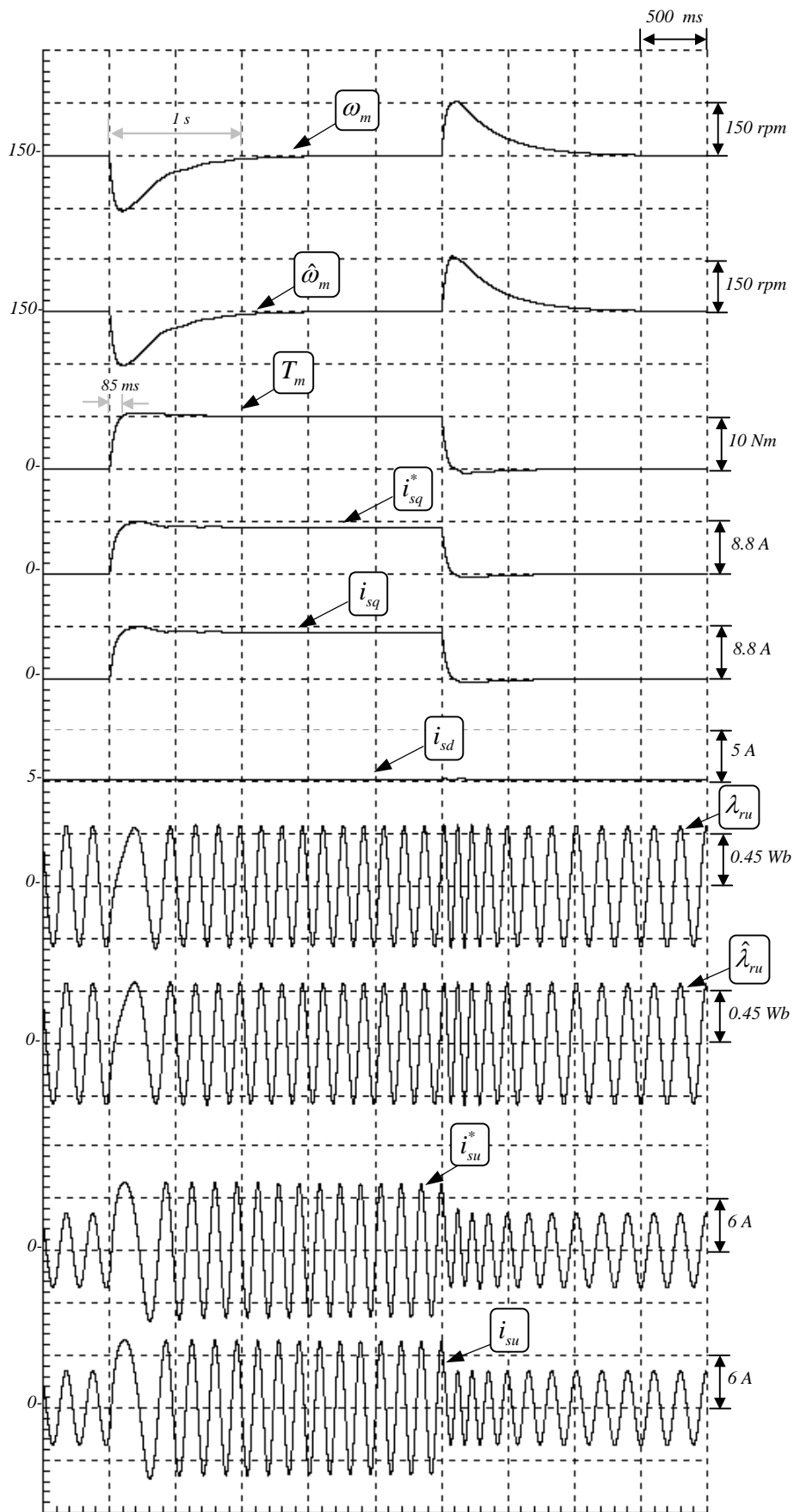
### 3.2 โครงสร้างของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจากการเข้าช้อนของแบบจำลอง

บล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.7 แสดงถึงระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว เมื่อเราเพิ่มระบบประมาณค่าความเร็วเข้ามาในระบบควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม ค่าความเร็วโรเตอร์ที่ประมาณได้จากตัวสังเกตที่มีแบบจำลองมอเตอร์ภายในจะถูกส่งไปยังตัวควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมเพื่อคำนวณค่าโรเตอร์ฟลักซ์จากแบบจำลองมอเตอร์ตามหลักการที่นำเสนอในบทที่ 2 ดังนั้นหากใช้มุมมองแบบแยกส่วนในการพัฒนาส่วนควบคุมเวกเตอร์และส่วนประมาณค่าความเร็ว ดังงานวิจัยในอดีตที่นำเสนอโดย S. Tamai et al. (1987) [5], C. Schauder (1992) [6] และ H. Tajima et al. (1993) [27] ก็จะทำให้เกิดการใช้แบบจำลองที่เข้าช้อนขึ้นภายในระบบ

ถึงแม้ว่าเราจะสังเกตเห็นความเข้าช้อนของการใช้แบบจำลองในระบบ แต่เนื่องจากการใช้แบบจำลองของมอเตอร์ในส่วนของการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมเพื่อประมาณค่ากระแสเตเตอร์และฟลักซ์เป็นแบบจำลองที่อ้างอิงอยู่กับแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ ซึ่งต่างจากแบบจำลองในตัวสังเกตแบบปรับตัวที่แสดงในบทที่ 3 ซึ่งประมาณค่ากระแสเตเตอร์ โรเตอร์ฟลักซ์และความเร็วโรเตอร์ไปพร้อมๆกัน โดยอาศัยแบบจำลองอ้างอิงอยู่กับแกนอ้างอิงสเตเตอร์ ดังนั้นการที่เราจะบูรณาการระบบควบคุมแบบเวกเตอร์และตัวสังเกตเข้าด้วยกันเพื่อใช้แบบจำลองร่วมกันดังแสดงในรูปที่ 3.8 เราจำเป็นต้องปรับแบบจำลองทั้งสองส่วนให้เหมือนกันเสียก่อน

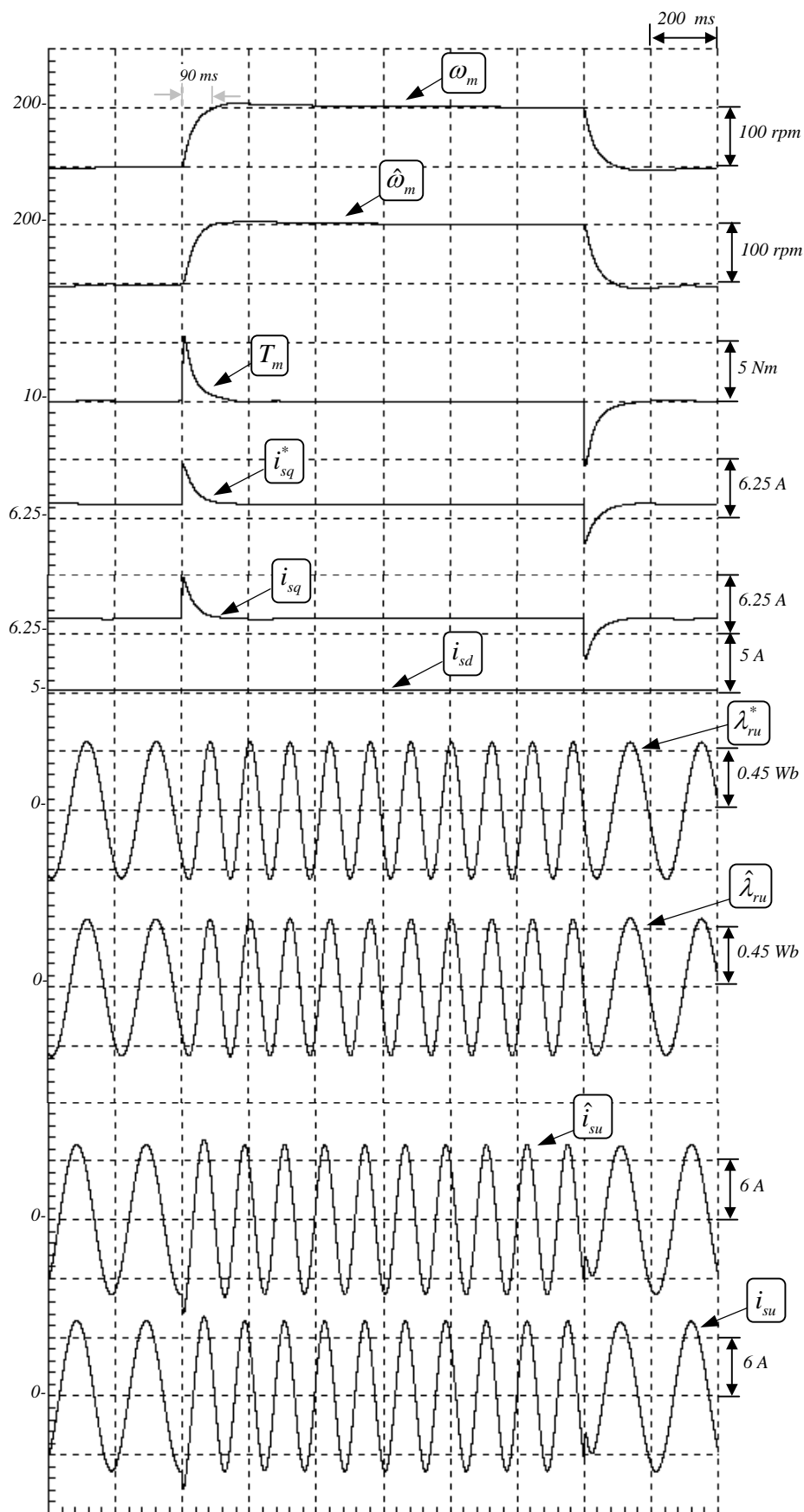


รูปที่ 3.4 ผลจำลองการเร่งและลดความเร็วของระบบควบคุมมอเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

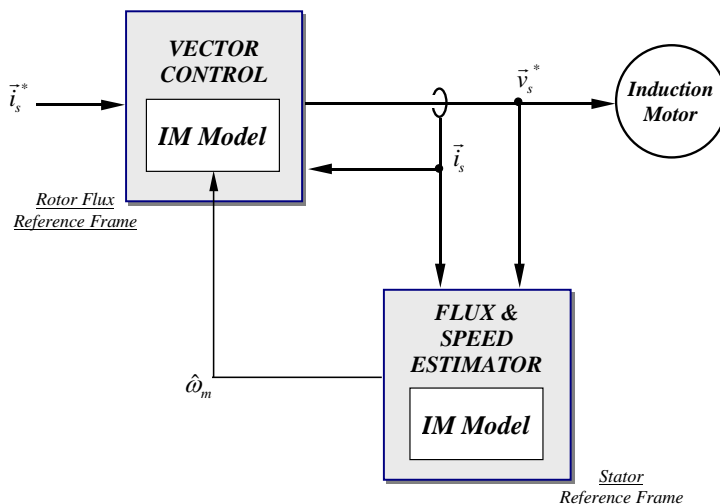


รูปที่ 3.5 ผลจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว  
ในกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 150 rpm

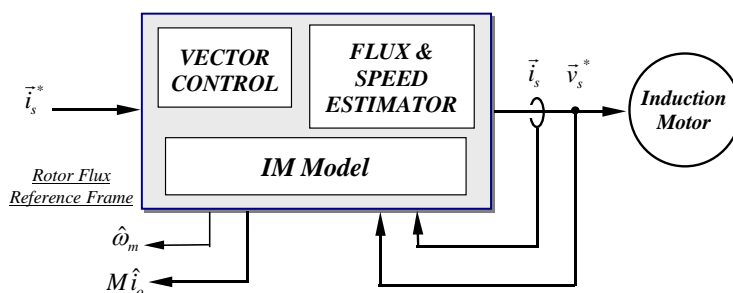




รูปที่ 3.6 ผลจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วแบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วในกรณีเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ ( $\omega_m^*$ : 100 rpm  $\rightarrow$  200 rpm)



รูปที่ 3.7 โครงสร้างของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ใช้แบบจำลองซ้ำซ้อน



รูปที่ 3.8 โครงสร้างของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจากการซ้ำซ้อนของแบบจำลอง

### 3.2.1 ระบบสังเกตบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์

เพื่อการบูรณาการตัวสังเกตที่แสดงอยู่บนแกนสเตเตอร์เข้ากับระบบควบคุมเวกเตอร์ที่อ้างอิงอยู่บนแกนอ้างอิงหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์ เราจะแสดงตัวสังเกตนั้นบนแกนอ้างอิงหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์แทน โดยอาศัยการย้ายแกนอ้างอิงจากแกนอ้างอิงของสเตเตอร์ไปยังแกนอ้างอิงของโรเตอร์ฟลักซ์ จากสมการ (3.4)-(3.6) เราสามารถเขียนสมการของตัวสังเกตบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ได้ดังสมการ (3.8)-(3.12) (ดูรายละเอียดในภาคผนวก ข)

ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวบนแกนอ้างอิงของโรเตอร์ฟลักซ์

**สมการสเตเตอร์:**

$$\frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ -(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r}) \hat{i}_{sd} + \omega_o \sigma L_s \hat{i}_{sq} + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \hat{i}_o + v_{sd} - \underbrace{\sigma L_s [H'_1 \cdot \bar{e}_i]_d}_{\text{feedback term}} \right\} \quad (3.8)$$

$$\frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ -R_s \hat{i}_{sq} - \omega_o \sigma L_s \hat{i}_{sd} - \omega_o \frac{M^2}{L_r} \hat{i}_o + v_{sq} - \underbrace{\sigma L_s [H'_1 \cdot \bar{e}_i]_q - \frac{M}{L_r} [H'_2 \cdot \bar{e}_i]_q}_{\text{feedback term}} \right\} \quad (3.9)$$

โดยที่  $\vec{e}_i = \hat{i}_s - \vec{i}_s$

$\begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix}_d, \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix}_q$  : องค์ประกอบของสัญญาณในแกน d และแกน q ตามลำดับ

สมการโรเตอร์:

$$\frac{d\hat{i}_o}{dt} = \frac{R_r}{L_r} \hat{i}_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \hat{i}_o - \frac{\overbrace{[H'_2 \cdot \vec{e}_i]_d}}{\text{feedback term}}}{M} \quad (3.10)$$

$$\frac{d\hat{\theta}_o}{dt} = \omega_o = p\hat{\omega}_m + \hat{\omega}_s = p\hat{\omega}_m + \frac{R_r}{L_r} \frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_o} - \frac{\overbrace{[H'_2 \cdot \vec{e}_i]_q}}{\text{feedback term}}}{M \hat{i}_o} \quad (3.11)$$

สมการประมาณค่าความเร็ว:

$$\hat{\omega}_m = (K_p + K_I \int dt) \{ pM \hat{i}_o (\hat{i}_{sq} - i_{sq}) \} \quad (3.12)$$

ในส่วนการประมาณค่าความเร็วนั้น เราจะสังเกตได้จากสมการ (3.12) ว่าการประมาณค่าความเร็วในตัวสังเกตแบบปรับตัวนี้จะใช้เฉพาะค่าผิดพลาดของกระแสในแกน q ในการคำนวณ ซึ่งเหมือนกันกับวิธีประมาณค่าความเร็วด้วยค่าผิดพลาดกระแสแรงบิดที่นำเสนอโดย T. Okuyama et al. (1990) [21]

### 3.2.2 การบูรณาการระบบควบคุมแบบเวกเตอร์และตัวสังเกต

การบูรณาการระบบควบคุมแบบเวกเตอร์และตัวสังเกตเข้าด้วยกันเพื่อลดความซ้ำซ้อนของแบบจำลอง สามารถกระทำได้ดังนี้คือ ในอันดับแรกเนื่องจากแรงดันที่ป้อนให้กับตัวสังเกตนั้นเป็นแรงดันที่ได้มาจากการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมที่มีการชดเชยแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำแล้วตามสมการ (2.43) และ (2.44) ดังนั้นสมการของตัวสังเกต (3.8) และ (3.9) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

สมการสเตเตอร์ของตัวสังเกตที่ป้อนด้วยแรงดันจากการควบคุมแยกการเชื่อมร่วม:

$$\frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ R_s \left( \overbrace{i_{sd}^* + \hat{i}_{cd}}^{\text{Current-controller output}} - \hat{i}_{sd} \right) - \underbrace{\sigma L_s [H'_1 \cdot \vec{e}_i]_d}_{\text{feedback term}} \right\} \quad (3.13)$$

$$\frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ R_s \left( \overbrace{i_{sq}^* + \hat{i}_{cq}}^{\text{Current-controller output}} - \hat{i}_{sq} \right) - \underbrace{\sigma L_s [H'_1 \cdot \vec{e}_i]_q - \frac{M}{L_r} [H'_2 \cdot \vec{e}_i]_q}_{\text{feedback term}} \right\} \quad (3.14)$$

เมื่อพิจารณาสมการ (3.10)-(3.11) และ (3.13)-(3.14) เราจะพบว่าในกรณีที่ไม่มี การป้อนกลับของค่าความผิดพลาดในการประมาณกระแส ( $H'_1 = H'_2 = 0$ ) สมการของตัวสังเกตจะตรงกันกับสมการของแบบจำลองในระบบควบคุมเวกเตอร์ (สมการ (2.36)-(2.37) และ (2.45)-(2.46)) เราจึงสามารถสร้างแบบจำลองของมอเตอร์เพียงตัวเดียวและใช้ร่วมกันได้ในทั้งระบบควบคุมเวกเตอร์และตัวสังเกต แต่ถ้าตัวสังเกตมีการป้อนกลับค่าความผิดพลาด สมการในส่วนแบบจำลองในสองระบบจะแตกต่างกัน ซึ่งเรามีวิธีการแก้ไขปัญหานี้ได้โดยการปรับเปลี่ยนส่วนการควบคุมแยกการเชื่อมร่วม ให้มีการป้อนกลับค่าความผิดพลาดของการประมาณค่ากระแสรวมอยู่ด้วยตามสมการ (3.15)-(3.16)

$$v_{sd} = R_s i_{sd}^* - \omega_o \sigma L_s \hat{i}_{sq} + R_r \frac{M^2}{L_r} (\hat{i}_{sd} - \hat{i}_o) + \overbrace{R_s \hat{i}_{cd}}^{\text{Current-controller output}} + \underbrace{[K_f \cdot \bar{e}_i]_d}_{\text{feed forward term}} \quad (3.15)$$

$$v_{sq} = i_{sq}^* R_s + \omega_o \sigma L_s \hat{i}_{sd} + \omega_o \frac{M^2}{L_r} \hat{i}_o + \overbrace{R_s \hat{i}_{cq}}^{\text{Current-controller output}} + \underbrace{[K_f \cdot \bar{e}_i]_q}_{\text{feed forward term}} \quad (3.16)$$

วิธีนี้เป็น การผนวกการควบคุมแบบไปหน้า (Feed Forward Control) ของการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมเข้ากับการควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback Control) ผ่านอัตราขยาย  $K_f$  ซึ่งจะทำให้เราสามารถปรับปรุงคุณภาพการควบคุมของระบบควบคุมเวกเตอร์ได้ดียิ่งขึ้น โดยการเลือกใช้ค่า  $K_f$  ที่เหมาะสม ดังนั้นสมการของตัวสังเกตจะเปลี่ยนไปเป็นสมการ (3.17)-(3.18)

สมการสเตเตอร์ของตัวสังเกตที่ป้อนด้วยแรงดันจากการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมที่ผนวกการควบคุมแบบไปหน้า:

$$\frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ \overbrace{R_s (i_{sd}^* + \hat{i}_{cd} - \hat{i}_{sd})}_{\text{Current-controller output}} - \underbrace{\sigma L_s [H'_1 \cdot \bar{e}_i]_d}_{\text{feedback term}} + \underbrace{[K_f \cdot \bar{e}_i]_d}_{\text{feed forward term}} \right\} \quad (3.17)$$

$$\frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ \overbrace{R_s (i_{sq}^* + \hat{i}_{cq} - \hat{i}_{sq})}_{\text{Current-controller output}} - \underbrace{\sigma L_s [H'_1 \cdot \bar{e}_i]_q - \frac{M}{L_r} [H'_2 \cdot \bar{e}_i]_q}_{\text{feedback term}} + \underbrace{[K_f \cdot \bar{e}_i]_q}_{\text{feed forward term}} \right\} \quad (3.18)$$

ถ้าเราเลือกค่า  $K_f$  ให้สอดคล้องตามสมการ (3.19) และ (3.20)

$$[K_f \cdot \bar{e}_i]_d = \sigma L_s [H'_1 \cdot \bar{e}_i]_d \quad (3.19)$$

$$[K_f \cdot \bar{e}_i]_q = \sigma L_s [H'_1 \cdot \bar{e}_i]_q + \frac{M}{L_r} [H'_2 \cdot \bar{e}_i]_q \quad (3.20)$$

จะทำให้สมการของตัวสังเกต (3.17) และ (3.18) ตรงกับสมการของแบบจำลอง (2.45) และ (2.46) ของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วม ดังนั้นโดยการใช้การควบคุมแยกการเชื่อมร่วมที่มีการปรับปรุงเพิ่มการป้อนกลับเข้ามาตามสมการ (3.21)-(3.22) เราจึงสามารถใช้แบบจำลองมอเตอร์ในส่วนสเตเตอร์ (2.45)-(2.46) ร่วมกันได้ในส่วนควบคุมแยกการเชื่อมร่วมและตัวสังเกต

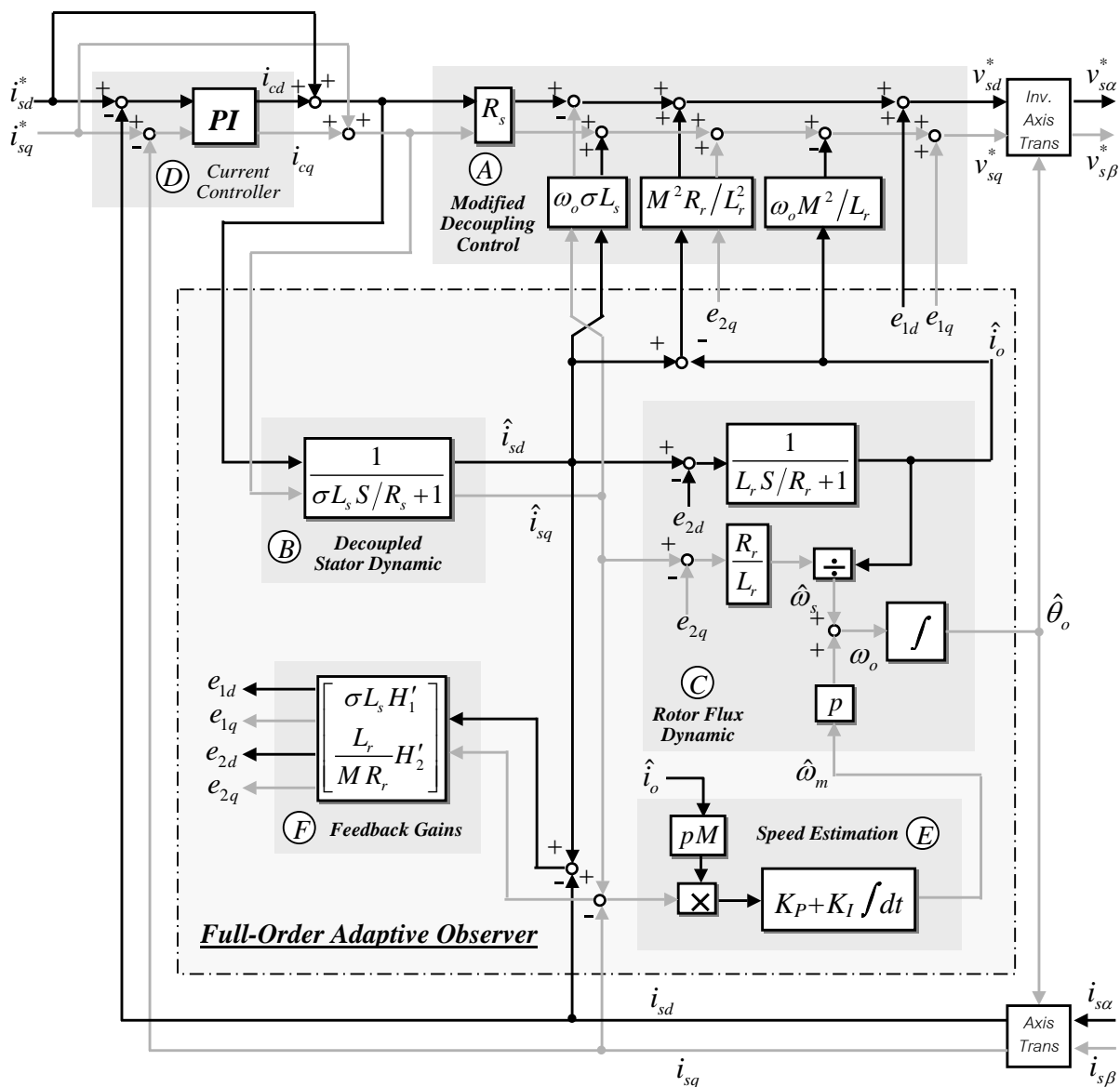
**การควบคุมแยกการเชื่อมร่วมที่มีการป้อนกลับ:**

$$v_{sd} = R_s i_{sd}^* - \omega_o \sigma L_s \hat{i}_{sq} + R_r \frac{M^2}{L_r} (\hat{i}_{sd} - \hat{i}_o) + \overbrace{R_s \hat{i}_{cd}}^{\text{Current-controller output}} + \underbrace{\sigma L_s [H'_1 \cdot \vec{e}_i]_d}_{\text{feedback term}} \quad (3.21)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq}^* + \omega_o \sigma L_s \hat{i}_{sd} + \omega_o \frac{M^2}{L_r} \hat{i}_o + \overbrace{R_s \hat{i}_{cq}}^{\text{Current-controller output}} + \underbrace{\frac{M}{L_r} [H'_2 \cdot \vec{e}_i]_q + \sigma L_s [H'_1 \cdot \vec{e}_i]_q}_{\text{feedback term}} \quad (3.22)$$

อนึ่งแม้เราจะได้สมการแบบจำลองด้านสเตเตอร์เหมือนกันแล้ว โดยการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมตามสมการ (3.21) และ (3.22) แต่สมการโรเตอร์ของระบบควบคุมเวกเตอร์ยังคงแตกต่างจากสมการโรเตอร์ของตัวสังเกตที่มีเทอมของการป้อนกลับอยู่ด้วย และในกรณีของสมการโรเตอร์นี้เราไม่มีอิสระในการป้อนสัญญาณใดๆ เพื่อปรับแบบจำลองทางด้านโรเตอร์ของตัวสังเกตให้กลับไปเหมือนกับแบบจำลองทางด้านโรเตอร์ของการควบคุมแบบเวกเตอร์ได้ ดังนั้นในที่นี้เราจะใช้สมการโรเตอร์ของตัวสังเกตในการบูรณาการ และเปลี่ยนแบบจำลองทางด้านโรเตอร์ในส่วนการควบคุมแบบเวกเตอร์ (สมการ (2.36) และ (2.37)) ไปเป็นสมการ (3.10) และ (3.11) ซึ่งในกรณีนี้จะเหมือนกับการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ตัวสังเกตซึ่งมีอัตราขยายป้อนกลับสำหรับการปรับปรุงลักษณะสมบัติในการประมาณค่าฟลักซ์ (S. Sangwongwanich (1993) [34])

โครงสร้างของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่มีการบูรณาการการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมกับตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวแล้วจะมีแบบจำลองเพียงตัวเดียวและสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.9 โดยในบริเวณ A คือการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมที่มีการป้อนกลับ (สมการ(3.21)-(3.22)) ในขณะที่บริเวณ D คือวงรอบควบคุมกระแส บริเวณ B คือลักษณะทางพลวัตของสเตเตอร์ (สมการ(2.45)-(2.46)) บริเวณ C คือลักษณะทางพลวัตของโรเตอร์ฟลักซ์ (สมการ(3.10)-(3.11)) บริเวณ E คือระบบประมาณค่าความเร็ว (สมการ(3.12)) และส่วนสุดท้ายในบริเวณ F คืออัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกต

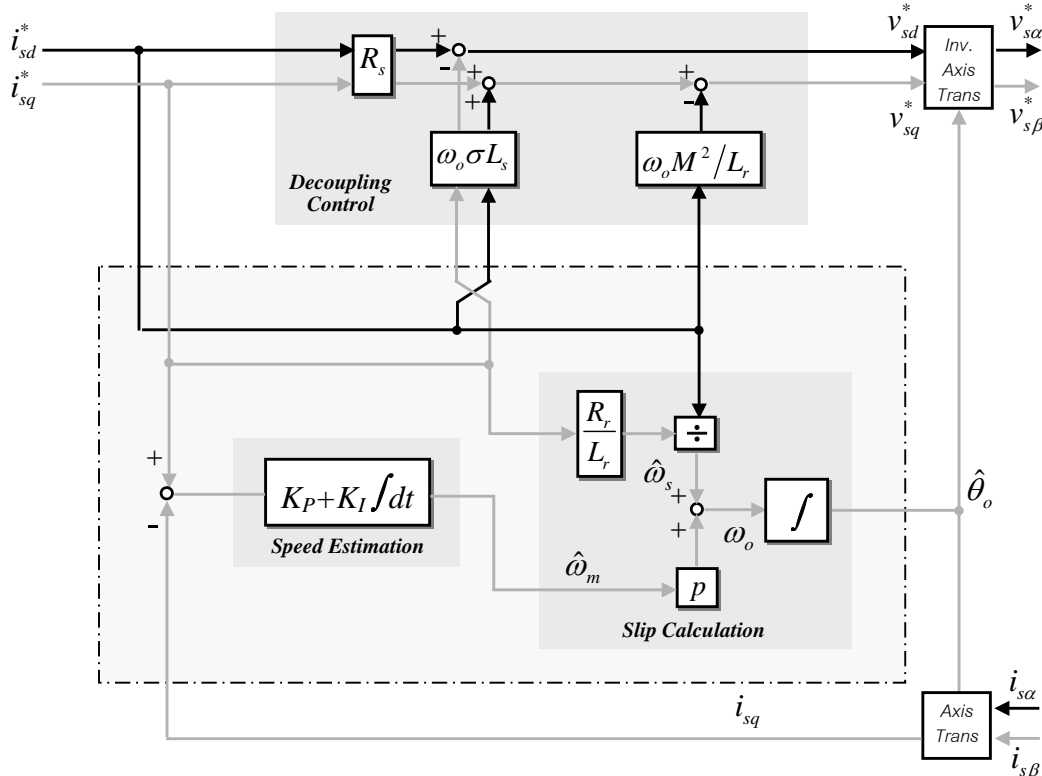


รูปที่ 3.9 ระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วหลังการบูรณาการแบบมีการป้อนกลับ  
ในการควบคุมแยกการเชื่อมร่วม

### 3.2.3 ระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วด้วยการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมโดยวิธีของ T. Okuyama

T. Okuyama et al. (1990) [21] ได้นำเสนอระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วแบบง่ายที่อาศัยการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมและการประมาณค่าความเร็วด้วยค่าผิดพลาดของกระแสสร้างแรงบิดดังแสดงในรูปที่ 3.10 จะเห็นได้ว่าระบบนี้จะมีลักษณะคล้ายกับระบบที่นำเสนอในรูปที่ 3.9 แต่มีความแตกต่างตรงที่ระบบของ T. Okuyama et al. ได้มีการละเลยลักษณะทางพลวัตของกระแสสเตเตอร์และกระแสกระตุ้นของโรเตอร์ฟลักซ์ ทำให้ในส่วนควบคุมแยกการเชื่อมร่วมจะเหมือนกับ K. Ohnishi et al. (1985) [32] (สมการ(2.44) และ (2.45)) ในทำนองเดียวกันกับส่วนประมาณค่าความเร็วที่ใช้ค่าผิดพลาดระหว่างกระแสสร้างแรงบิดค่าคำสั่ง ( $i_{sq}^*$ ) และค่ากระแสจริง ( $i_{sq}$ ) นั้นหมายความว่าลักษณะสมบัติของระบบนี้ที่สถานะอยู่ตัวจะเหมือนกันกับระบบที่นำเสนอในรูป 3.9 ในกรณีที่ไม่มีป้อนกลับ ( $H'_1 = H'_2 = 0$ ) แต่การละเลย

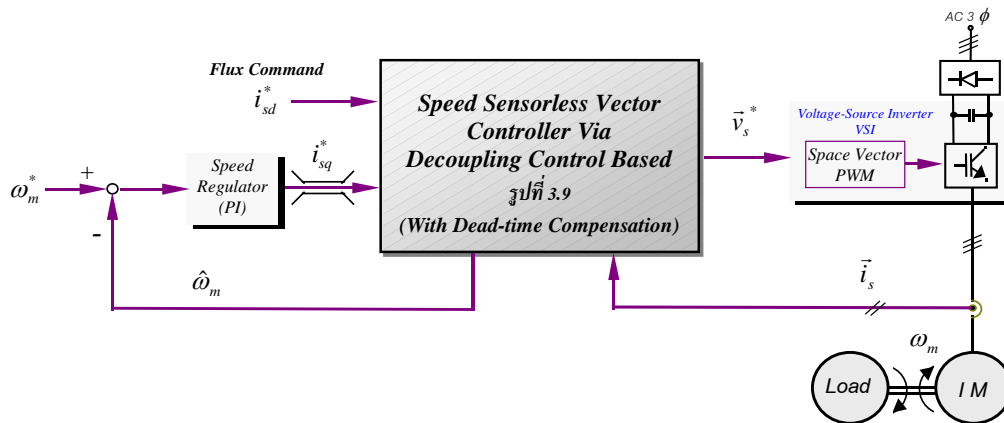
ลักษณะทางพลวัตของกระแสเดเตอร์และกระแสกระตุ้นนี้ ทำให้การควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมไม่สามารถชดเชยแรงดันได้อย่างถูกต้องในสภาวะผลตอบชั่วครู่ ยิ่งผลให้กระแสในแต่ละแกนไม่สามารถถูกควบคุมได้อย่างอิสระเช่นเดียวกับระบบของ K. Ohnishi et al. (1985) [32] การละเลยลักษณะพลวัตยังได้ทำให้แบบจำลองของระบบประมาณในช่วงผลตอบชั่วครู่ผิดพลาดไปจากมอเตอร์จริง ดังนั้นจะทำให้การประมาณค่าความเร็วผิดพลาดไปในช่วงผลตอบสนองชั่วครู่นี้ นอกจากนี้การที่ไม่มีอัตราขยายป้อนกลับในส่วนประมาณยังทำให้เราไม่สามารถปรับปรุงคุณสมบัติต่างๆของระบบประมาณได้



รูปที่ 3.10 ระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วโดยใช้ค่าผิดพลาดของกระแสสร้างแรงบิดในการประมาณค่าความเร็วที่นำเสนอโดย T. Okuyama

### 3.3 การจำลองการทำงานและผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจากความซ้ำซ้อนของแบบจำลองมอเตอร์

ผลจำลองการทำงานในรูปที่ 3.12-3.14 แสดงถึงสมรรถนะของระบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ภายหลังจากการบูรณาการแบบจำลอง ผลตอบสนองที่ได้มีความเหมือนกันทุกประการกับผลจำลองการทำงานในรูปที่ 3.4-3.6 ทั้งในช่วงสถานะชั่วครู่และสถานะอยู่ตัว ซึ่งยืนยันถึงความถูกต้องของทฤษฎีที่นำเสนอในหัวข้อ 3.2.2 โครงสร้างของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วในรูปที่ 3.9 สามารถนำไปสร้างเป็นระบบควบคุมความเร็วได้ดังแสดงในรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 ระบบควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว  
ที่ปราศจากการรบกวนของแบบจำลองมอเตอร์

**ผลการทดลองที่สภาวะชั่วคราวเมื่อมีการเร่งและลดความเร็ว**

ผลการทดลองในรูปที่ 3.15 แสดงถึงผลตอบสนองของการเร่งและลดความเร็ว ตัวสังเกตสามารถประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ได้ถูกต้อง โดยความเร็วประมาณ  $\hat{\omega}_m$  สามารถติดตามค่าความเร็วจริง  $\omega_m$  ได้ในทุกๆขณะ นอกจากนี้กระแสสเตเตอร์ประมาณ  $\hat{i}_{su}$  ยังมีค่าใกล้เคียงกับค่ากระแสจริง  $i_{su}$  ในขณะเดียวกันตัวควบคุมยังสามารถควบคุมกระแสสเตเตอร์ในแต่ละแกน ( $i_{sd}, i_{sq}$ ) ได้อย่างอิสระและสอดคล้องกับค่ากระแสคำสั่งตลอดทั้งช่วงการทำงาน ทั้งนี้ผลตอบสนองโดยรวมของระบบสอดคล้องกับผลจำลองการทำงานในรูปที่ 3.12 และมีขีดความสามารถในการควบคุมใกล้เคียงกับผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้เซ็นเซอร์วัดความเร็วในรูปที่ 2.34

**ผลตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น**

ผลตอบสนองแบบขั้นของตัวควบคุมไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.16 และ 3.17 ระบบสามารถประมาณค่าความเร็ว ( $\hat{\omega}_m$ ) และกระแสสเตเตอร์  $\hat{i}_{su}$  ได้ถูกต้อง และมีสมรรถนะของการควบคุมความเร็วและแรงบิดที่ดีเหมือนกับผลตอบสนองของระบบควบคุมเวกเตอร์ที่ใช้เซ็นเซอร์วัดความเร็วในรูปที่ 2.35 และ 2.36 ตามลำดับ

**ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ**

รูปที่ 3.18 แสดงถึงผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ จะเห็นว่าค่าความเร็วประมาณ  $\hat{\omega}_m$  สามารถติดตามค่าความเร็วจริง  $\omega_m$  ได้อย่างรวดเร็ว และตัวสังเกตยังสามารถประมาณค่ากระแสสเตเตอร์  $\hat{i}_{su}$  ได้ถูกต้อง ระบบสามารถควบคุมความเร็วและแรงบิดได้ดีโดยเวลาในการตอบสนองของความเร็วมีค่าประมาณ 145 ms ซึ่งใกล้เคียงกับผลตอบสนองในกรณีของระบบควบคุมเวกเตอร์ที่ใช้เซ็นเซอร์วัดความเร็วในรูปที่ 2.37

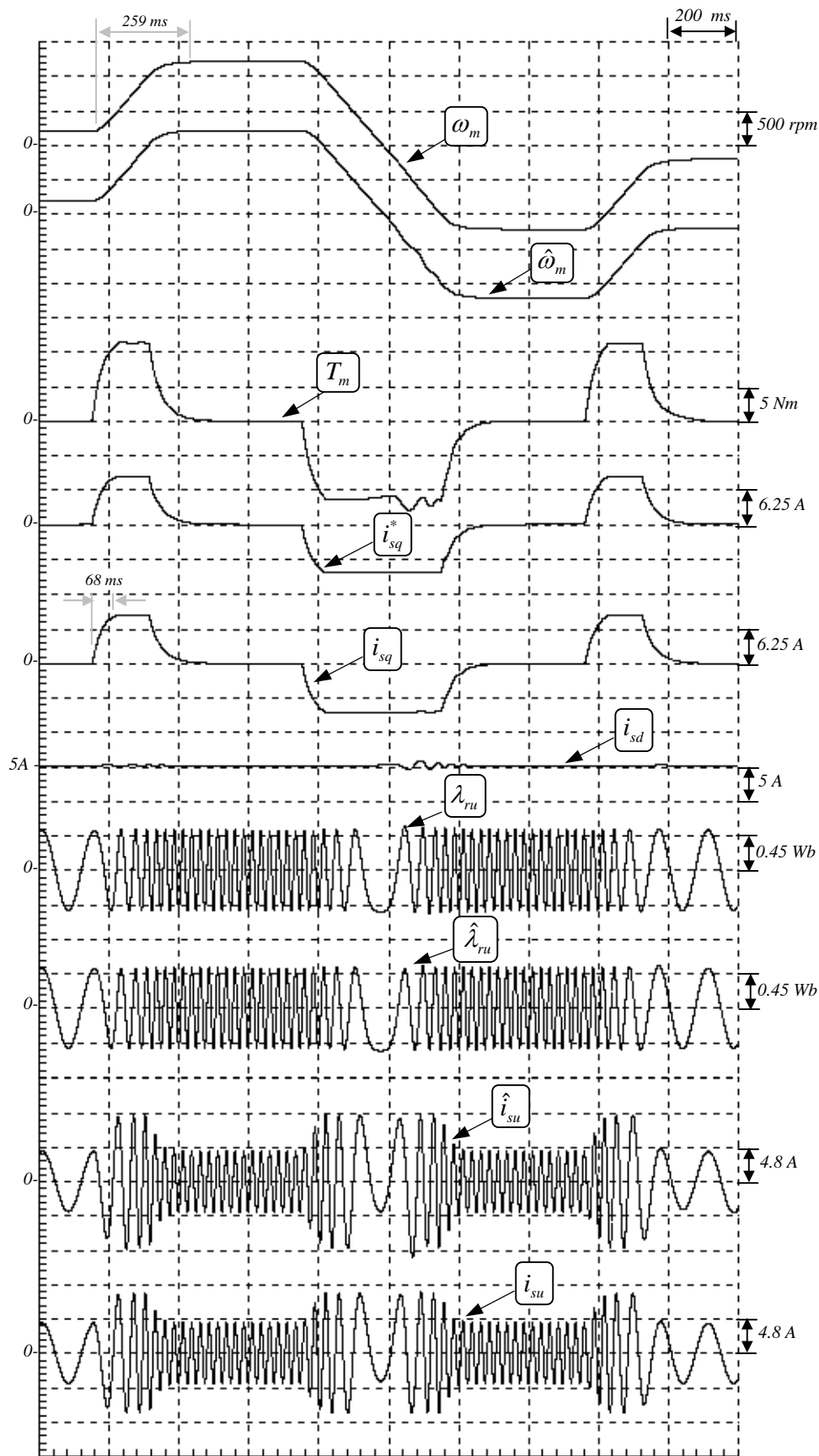
**ผลตอบสนองที่สถานะอยู่ตัวที่ความเร็วต่ำ**

รูปที่ 3.19 และ 3.20 แสดงถึงผลตอบสนองที่สถานะอยู่ตัว ณ การทำงานที่ความเร็ว 30 rpm ในกรณีไร้โหลดและมีโหลดพิกัดตามลำดับ ระบบยังคงสามารถควบคุมความเร็ว  $\omega_m$  และกระแสสเตเตอร์  $i_{su}$  ได้ถูกต้องตามค่าคำสั่ง และมีความสัมพันธ์ในการประมาณที่พอใช้ได้ อย่างไรก็ตามเราสามารถสังเกตเห็นระลอกคลื่นในสัญญาณความเร็วประมาณ  $\hat{\omega}_m$  ที่มีความถี่เป็น 6 เท่าของความถี่ของกระแสสเตเตอร์ ซึ่งสะท้อนถึงผลกระทบจากการประวิงเวลาของสวิตช์กำลังต่อการ

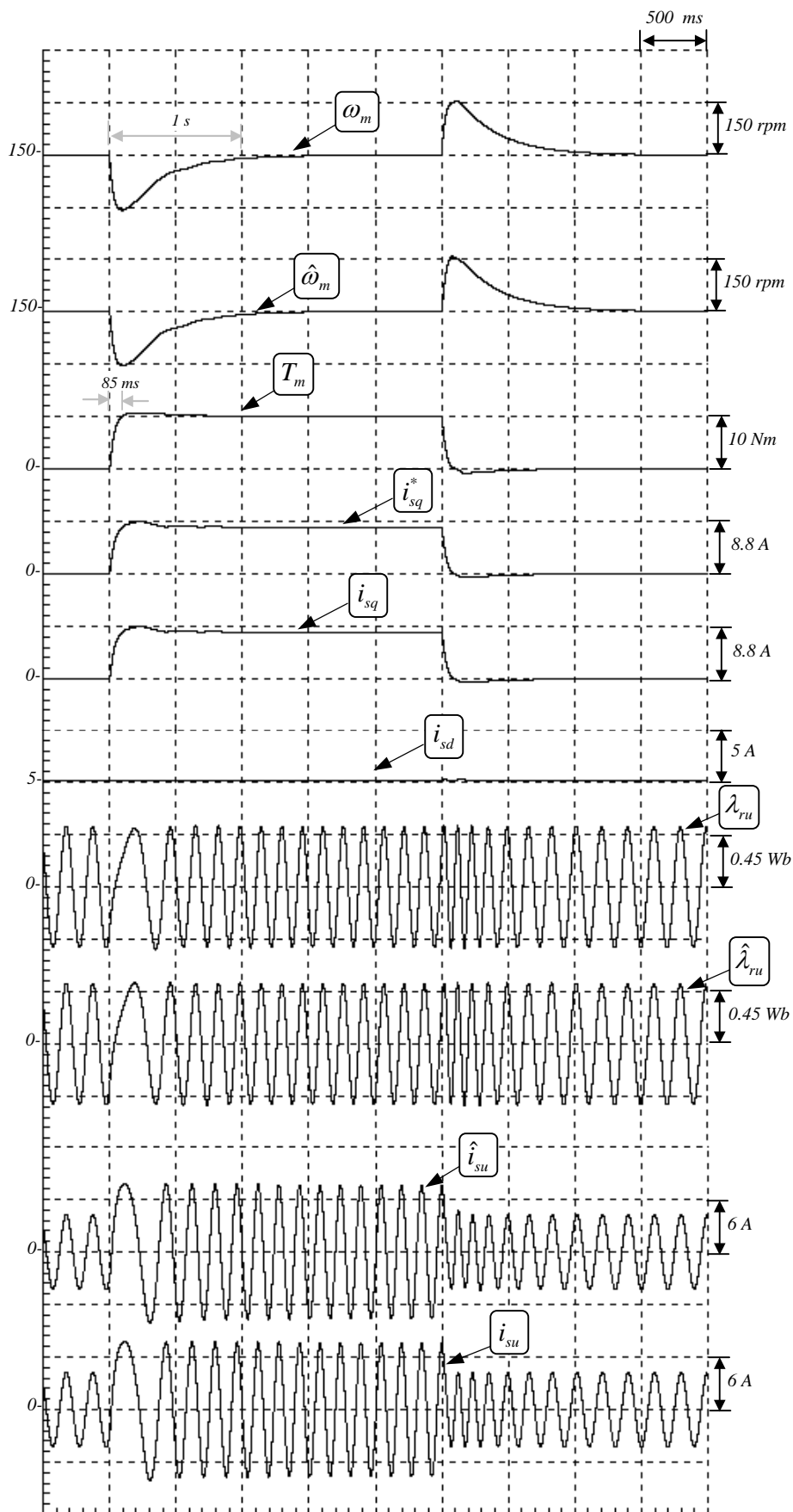


ประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ นอกจากนี้เรายังพบว่าขนาดของกระแสเดเตอร์ที่ประมาณ  $\hat{i}_{su}$  (ในกรณีไร้โหลด) จะมีค่ามากกว่าขนาดของกระแสเดเตอร์  $i_{su}$  อยู่ 1.3 A ซึ่งมีสาเหตุมาจากความผิดพลาดของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์โดยเฉพาะอย่างยิ่งความผิดพลาดของค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่จะมีผลกระทบต่อการควบคุมค่อนข้างมาก ณ การทำงานที่ความเร็วต่ำ

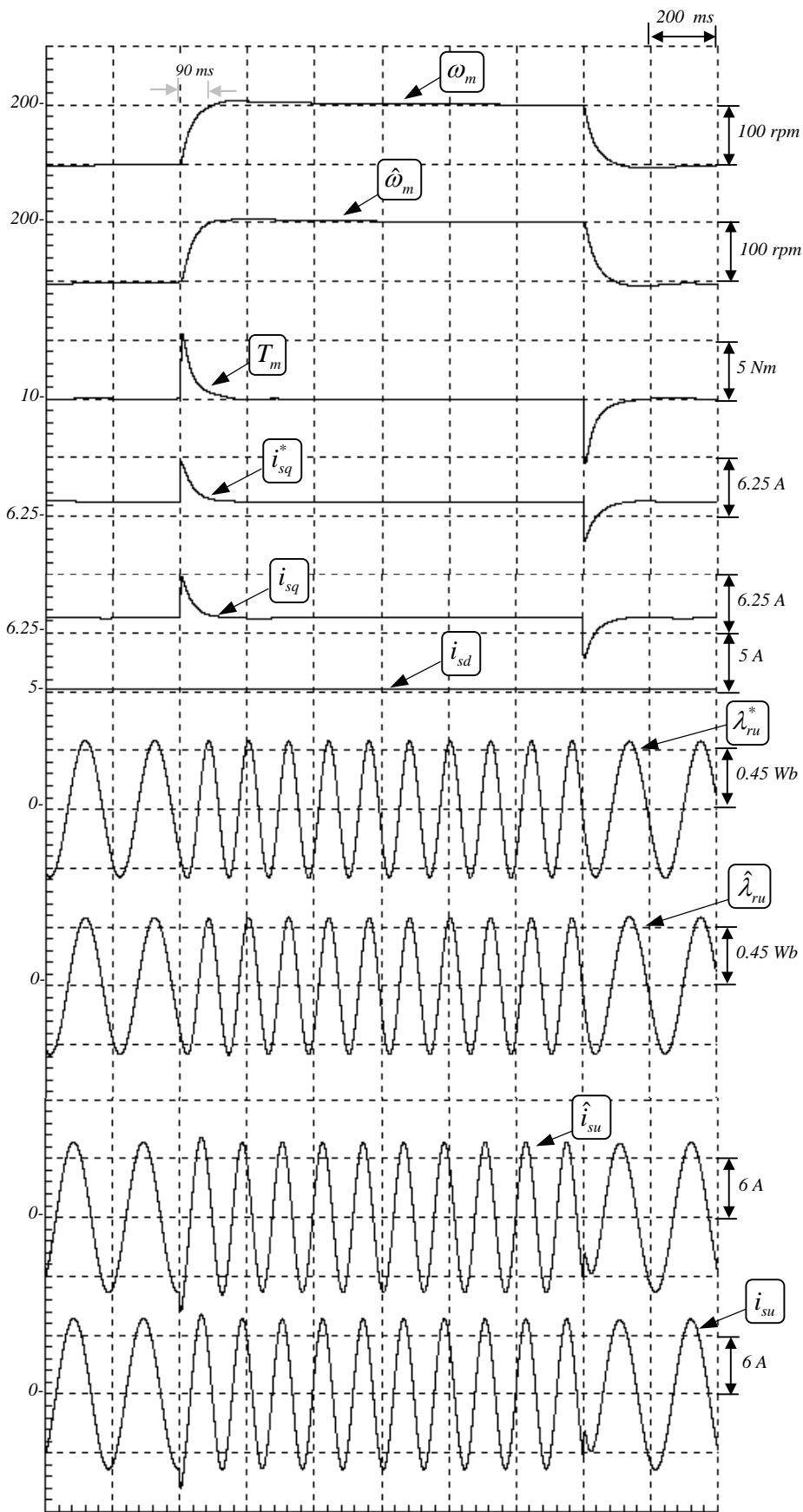
แม้ว่าผลการทดลองในรูปที่ 3.15-3.18 จะได้แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของตัวควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วซึ่งมีขีดความสามารถที่ใกล้เคียงกับระบบควบคุมเวกเตอร์ที่ใช้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว แต่ประเด็นสำคัญที่เราจะต้องศึกษาและทำความเข้าใจต่อไปก็คือเสถียรภาพของการประมาณค่าความเร็ว ซึ่งเราจะนำเสนอถึงประเด็นนี้ในบทถัดไป



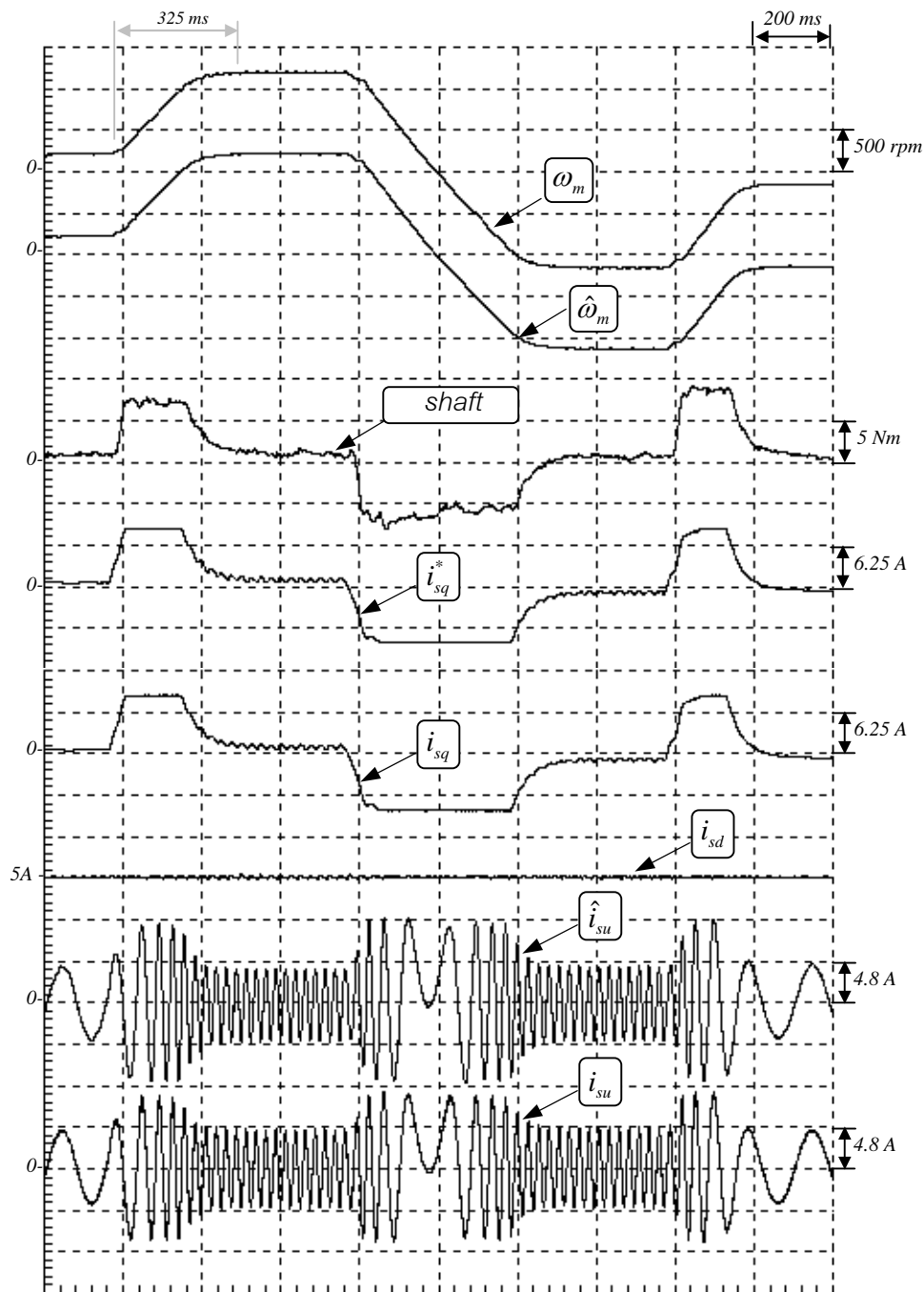
รูปที่ 3.12 ผลจำลองการเร่งและลดความเร็วของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว  
ที่ปราศจากการซ้้าซ้อนของแบบจำลองมอเตอร์



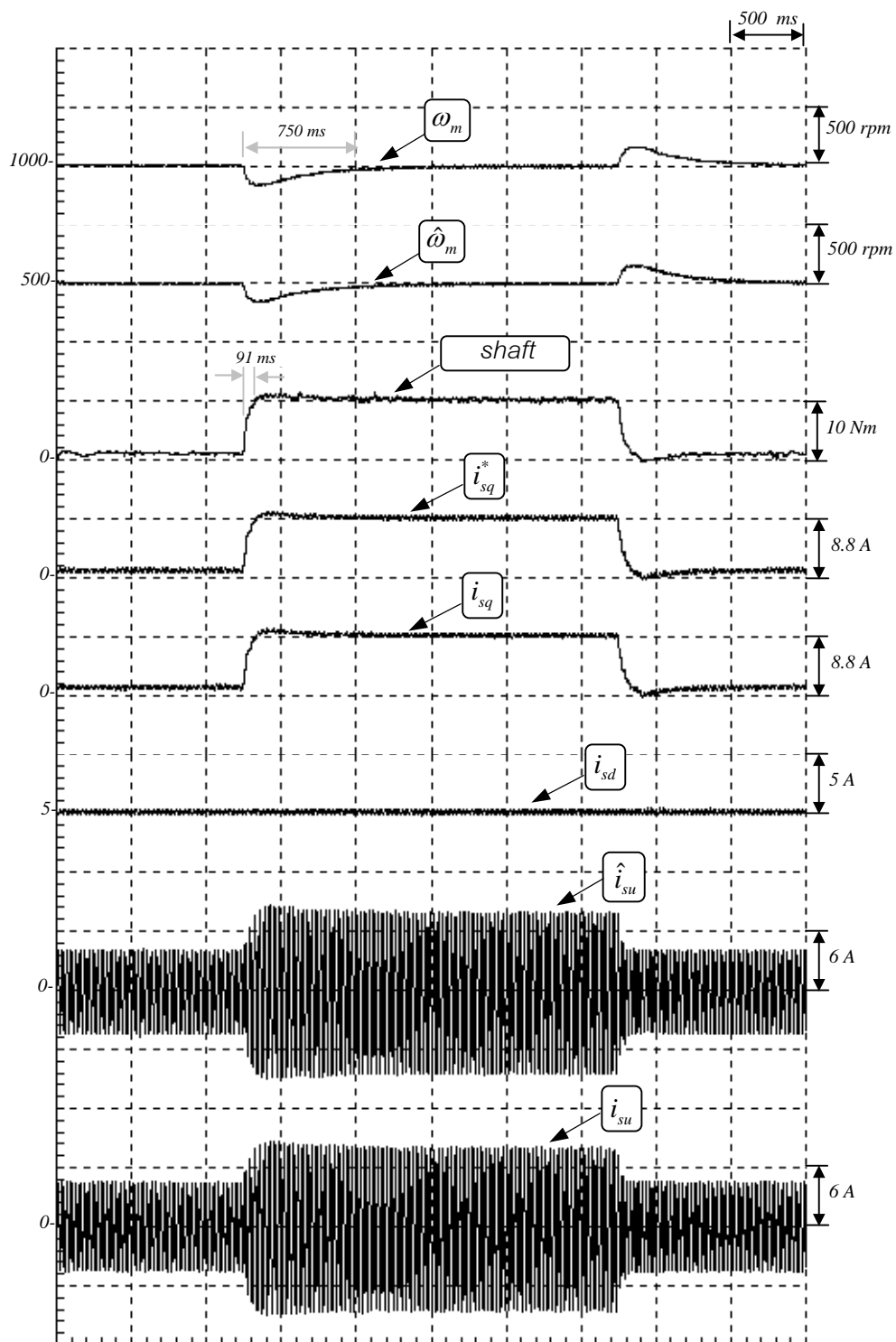
รูปที่ 3.13 ผลจำลองการทำงานของระบบควบคุมมอเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจาก  
การซ้ำซ้อนของแบบจำลองมอเตอร์ในกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 150 rpm



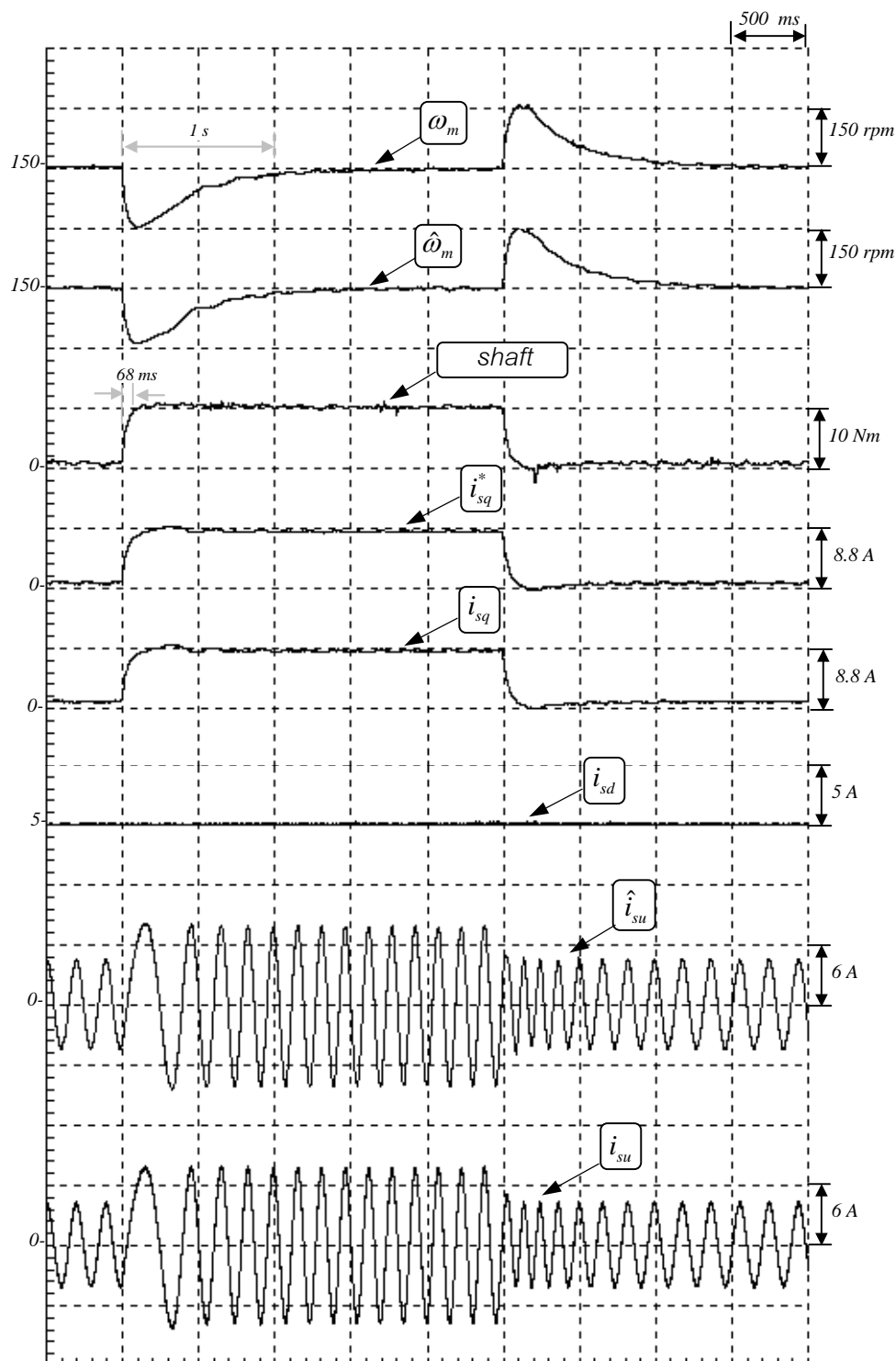
รูปที่ 3.14 ผลจำลองการทำงานของระบบควบคุมมอเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจากการซุ่ม้าซ้อน  
 ของแบบจำลองมอเตอร์ต่อการเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ ( $\omega_m^*$ : 100 rpm  $\rightarrow$  200 rpm)



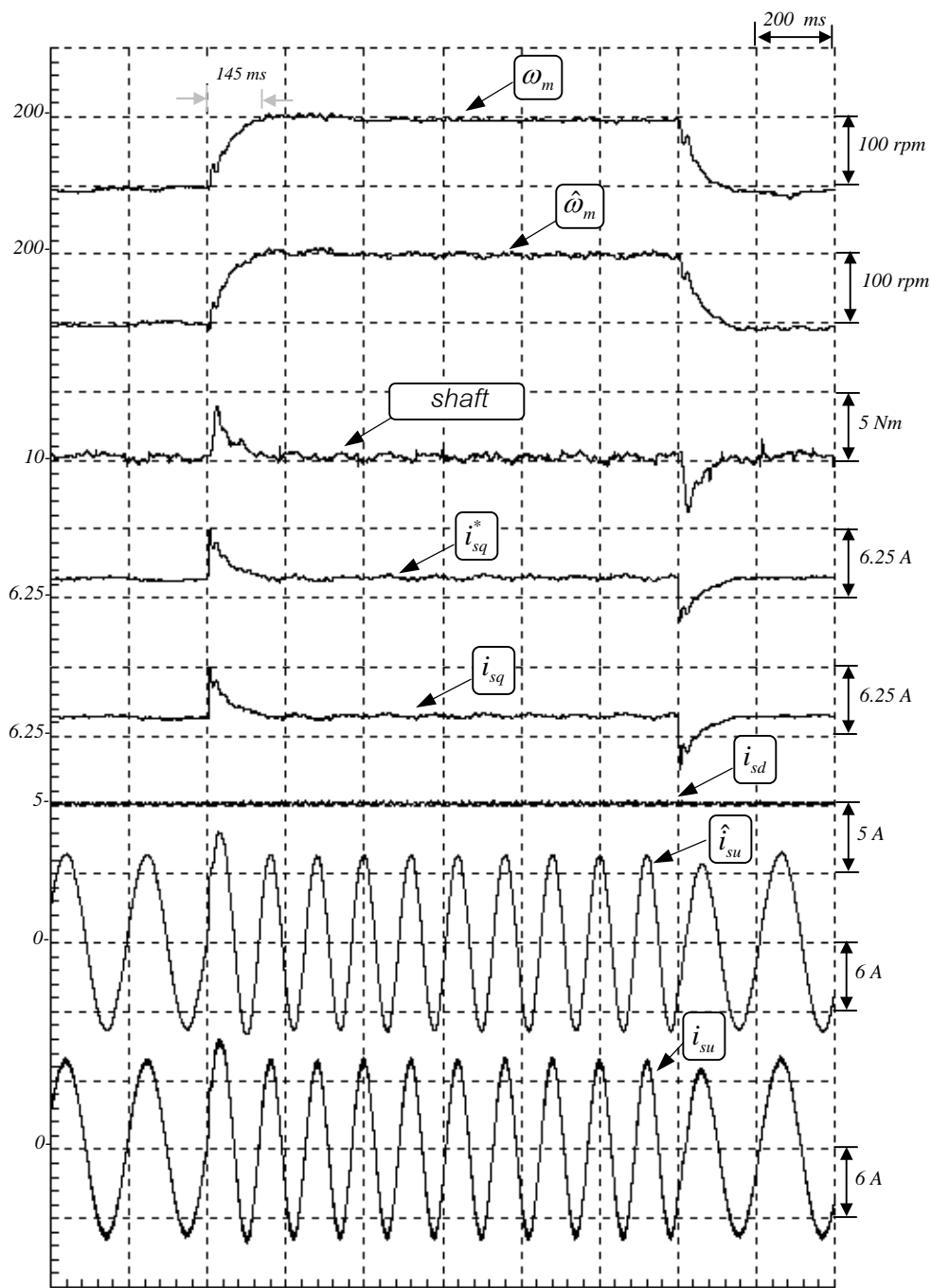
รูปที่ 3.15 ผลการทดลองแรงและลดความเร็วของระบบควบคุมมอเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว  
ที่ปราศจากการรบกวนของแบบจำลองมอเตอร์



รูปที่ 3.16 ผลการทดลองของระบบควบคุมความเร็วแบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจากการรบกวนของแบบจำลองมอเตอร์ในกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 1000 rpm

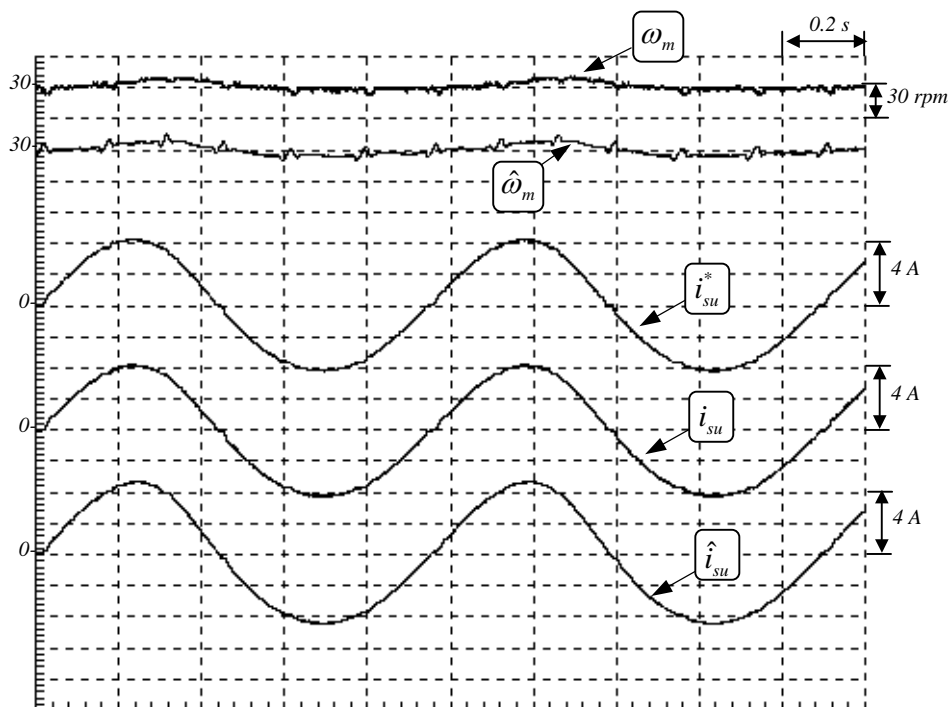


รูปที่ 3.17 ผลการทดลองของระบบควบคุมความเร็วแบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจากการรบกวน  
ของแบบจำลองมอเตอร์ในกรณีเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 150 rpm

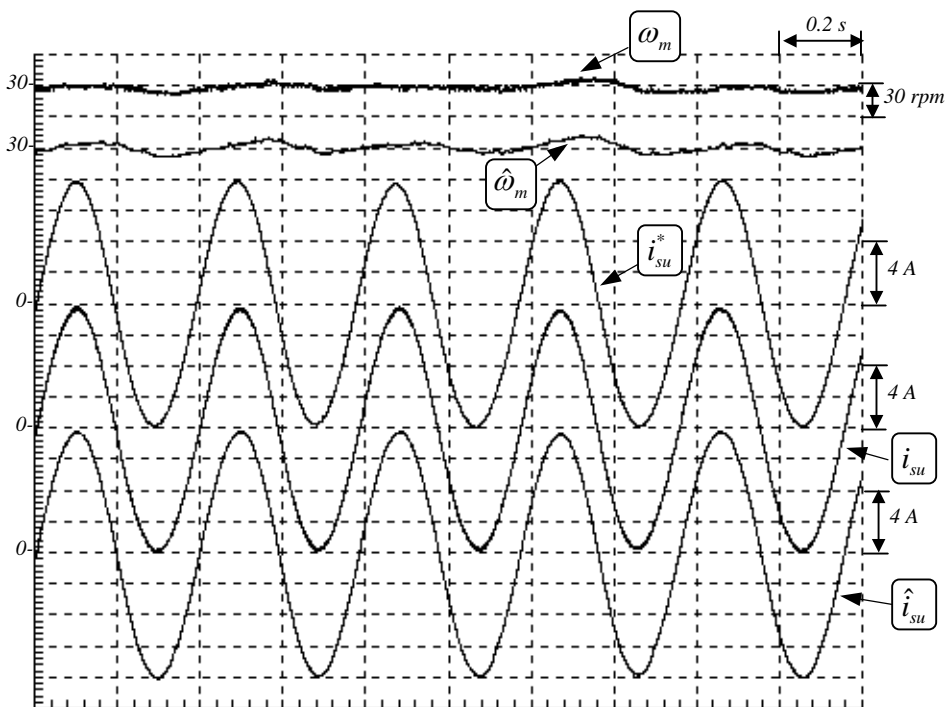


รูปที่ 3.18 ผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ปราศจากการรบกวนของแบบจำลองมอเตอร์ในกรณีเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ ( $\omega_m^*$ : 100 rpm  $\leftrightarrow$  200 rpm)





รูปที่ 3.19 ผลการทดลองของระบบควบคุมมอเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่  $\omega_m^* = 30$  rpm ในสภาวะไร้โหลด



รูปที่ 3.20 ผลการทดลองของระบบควบคุมมอเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่  $\omega_m^* = 30$  rpm และมีโหลดพิกัด

## เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว

เนื่องจากการประมาณค่าความเร็วด้วยตัวสังเกตแบบปรับตัวเป็นระบบวงรอบปิด ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่เราจะต้องศึกษาและวิเคราะห์ถึงเสถียรภาพของระบบประมาณ เครื่องมือพื้นฐานที่ใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณซึ่งเป็นระบบแบบปรับตัวก็คือทฤษฎี Hyperstability ซึ่งมีการประยุกต์ใช้ทฤษฎีดังกล่าวโดย G. Yang et al. (1993) [23] วิธีของ Lyapunov ก็ถือเป็นเครื่องมืออีกอันหนึ่งที่นิยมใช้ในระบบปรับตัวโดย H. Kubota et al. (1993) [22] และ J. Maes et al. (2000) [28] ได้ประยุกต์ใช้วิธีการดังกล่าวในการวิเคราะห์ ข้อสรุปที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยวิธีทั้งสองที่นำเสนอใน [22]-[23] และ [28] ยืนยันถึงความมีเสถียรภาพของการประมาณค่าความเร็วด้วยตัวสังเกตแบบปรับตัวในทุกๆย่านการทำงาน

อย่างไรก็ตามข้อสรุปดังกล่าวนี้ขัดแย้งกับประสบการณ์จริงที่เกิดขึ้นในทางปฏิบัติ ซึ่งเราพบว่าระบบประมาณค่าความเร็วจะขาดเสถียรภาพที่ความเร็วต่ำในย่านการทำงานแบบคั่นพลังงาน S. Sangwongwanich (1995) [35] ได้นำเสนอและอธิบายปรากฏการณ์การขาดเสถียรภาพดังกล่าวนี้โดยใช้วิธีการวิเคราะห์แบบ Averaging Analysis ซึ่งเป็นเครื่องมือพื้นฐานในการวิเคราะห์อีกอันหนึ่งที่ใช้ในระบบแบบปรับตัว H. Hofmann et al. (1998) [29] ได้กล่าวถึงประเด็นการขาดเสถียรภาพโดยสังเขปโดยใช้ทฤษฎี Singular Perturbation ในการวิเคราะห์ และ H. Sugimoto (2000) [24] ได้ชี้ให้เห็นถึงการขาดเสถียรภาพในย่านคั่นพลังงาน โดยในการวิเคราะห์นั้นได้ใช้วิธีการประมาณระบบประมาณให้เป็นเชิงเส้นรอบๆจุดทำงานหนึ่ง บทความที่ติดตามมาในช่วงหลังโดย H. Kubota et al. (2001) [36] เองก็ได้อาศัยวิธีการประมาณระบบให้เป็นเชิงเส้นนี้ในการวิเคราะห์ และได้ยืนยันปรากฏการณ์การขาดเสถียรภาพด้วยผลการทดลอง

แม้ว่าบทความวิจัยดังกล่าวข้างต้นจะได้กล่าวถึงปัญหาเสถียรภาพของระบบประมาณ แต่ก็ยังมีประเด็นที่สำคัญที่ยังคงขาดการศึกษาและทำความเข้าใจอยู่ 3 ประเด็นคือ (1) เรายังคงไม่รู้ว่าปรากฏการณ์การขาดเสถียรภาพนี้จะเกิดขึ้นเมื่อใดและเกิดขึ้นได้อย่างไร นอกเหนือจากบทความที่นำเสนอโดย S. Sangwongwanich (1995) [35] แล้ว ไม่มีบทความวิจัยใดที่นำเสนอถึงเงื่อนไขที่แสดงถึงขอบเขตของเสถียรภาพที่ชัดเจน (2) วิธีการวิเคราะห์เสถียรภาพมีข้อจำกัดในการประยุกต์ใช้เช่น ข้อสรุปทางด้านเสถียรภาพที่ได้จากการวิเคราะห์แบบ Averaging Analysis จะใช้ได้เฉพาะในกรณีที่ค่าอัตราขยายปรับตัวมีค่าต่ำๆ ในขณะที่การประมาณระบบให้เป็นเชิงเส้นสามารถใช้อธิบายพฤติกรรมของระบบรอบๆจุดทำงานหนึ่งเท่านั้น และ (3) ยังไม่มีการแสดงให้เห็นถึงความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎี Hyperstability และวิธีของ Lyapunov ที่ทำให้ข้อสรุปที่ได้จาก G. Yang et al. (1993) [23] และ H. Kubota et al. (1993) [22] แตกต่างไปจากผลที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยวิธีอื่นๆ

สำหรับเนื้อหาในบทนี้ ในหัวข้อ 4.1 และ 4.2 เราจะนำเสนอสมการค่าผิดพลาดของการประมาณและแสดงเงื่อนไขในการประมาณได้ของค่าความเร็ว เพื่อชี้ให้เห็นข้อจำกัดของการประมาณค่าความเร็วของระบบไร้เซนเซอร์ที่ความถี่ทำงานเท่ากับศูนย์ ในหัวข้อ 4.3 เราจะแสดงให้เห็นถึงข้อจำกัดในการประยุกต์ใช้ทฤษฎี Hyperstability ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว หลังจากนั้นในหัวข้อ 4.4 เราจะนำเสนอวิธีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วด้วยวิธีใหม่ที่แปลงระบบประมาณไปแสดงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์และใช้ Routh-Hurwitz Criterion ในการหาเงื่อนไขทางด้านเสถียรภาพในรูปของสมการที่ชัดเจน โดยเงื่อนไขที่ได้นั้นสามารถระบุได้ว่า การขาดเสถียรภาพนี้จะเกิดขึ้นเมื่อใด นอกจากนี้เราจะนำเสนอมุมมองทางกายภาพเพื่อทำความเข้าใจว่าปรากฏการณ์การขาดเสถียรภาพของระบบประมาณเกิดขึ้นได้อย่างไร ในหัวข้อ 4.5 เราจะเปรียบเทียบผลการวิเคราะห์เสถียรภาพที่ได้ในงานวิจัยนี้กับผลที่ได้จากวิธีการวิเคราะห์แบบอื่นๆ เพื่อชี้ให้เห็นว่ามีความสอดคล้องและครอบคลุมผลที่ได้จากวิธีอื่นๆอย่างไร

#### 4.1 สมการค่าผิดพลาดในการประมาณ

ในเบื้องต้นนี้เราจะแสดงความสัมพันธ์ของค่าผิดพลาดของสัญญาณต่างๆ และบล็อกไดอะแกรมของค่าผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็ว ซึ่งจะใช้เป็นบล็อกไดอะแกรมพื้นฐานสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพในหัวข้อถัดไป

จากสมการ (3.1)-(3.2) และ (3.4)-(3.5) เราสามารถคำนวณหาสมการค่าผิดพลาดในการประมาณค่า (error equation) ได้ดังนี้คือ

ค่าผิดพลาดของกระแสเตเตอร์:

$$\hat{i}_s - \bar{i}_s = [sI + H'_1 - A_{11}]^{-1} \left\{ A_{12}(\hat{i}_o - \bar{i}_o) + (\hat{A}_{12} - A_{12})\hat{i}_o \right\} \quad (4.1)$$

ค่าผิดพลาดของกระแสกระตุ้น:

$$\hat{i}_o - \bar{i}_o = [sI - A_{22}]^{-1} \left\{ (\hat{A}_{22} - A_{22})\hat{i}_o - (H'_2/M - A_{21})(\hat{i}_s - \bar{i}_s) \right\} \quad (4.2)$$

จากสมการข้างต้นจะเห็นได้ว่าค่าผิดพลาดของความเร็วซึ่งอยู่ในเทอม  $\hat{A}_{12} - A_{12}$  และ  $\hat{A}_{22} - A_{22}$  จะสะท้อนไปยังค่าผิดพลาดของทั้งกระแสเตเตอร์และกระแสกระตุ้น อย่างไรก็ตามเนื่องจากสัญญาณที่เราสามารถวัดหรือคำนวณได้คือค่าผิดพลาดของกระแสเตเตอร์ เราจึงใช้ค่าผิดพลาดของกระแสเตเตอร์ในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ดังแสดงในสมการ (3.7) จากสมการ (4.1)-(4.2) เราสามารถคำนวณได้ว่า ค่าผิดพลาดของกระแสเตเตอร์มีความสัมพันธ์กับค่าผิดพลาดของความเร็วโรเตอร์ตามสมการ (4.3)

$$\hat{i}_s - \bar{i}_s = -\frac{s}{\varepsilon} \left[ s^2I + s(H'_1 - A_{11} - A_{22}) - A_{22}(H'_1 - A_{11} + \frac{(H'_2 - M A_{21})}{\varepsilon}) \right]^{-1} p(\hat{\omega}_m - \omega_m)JM\hat{i}_o \quad (4.3)$$

เราสามารถจัดรูปสมการ (4.3) ได้ใหม่เป็นสมการ (4.4)

$$\hat{i}_s - \bar{i}_s = G(s) \left\{ pJM\hat{i}_o(\omega_m - \hat{\omega}_m) \right\} \quad (4.4)$$

โดยที่

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = \frac{s}{\varepsilon} \left[ s^2I + (xI + yJ)s + mI + nJ \right]^{-1} \quad (4.5)$$

และ

$$m = \left[ \frac{R_r}{L_r} (h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{h'_3}{\varepsilon}) + p\omega_m (h'_2 + \frac{h'_4}{\varepsilon}) \right]$$

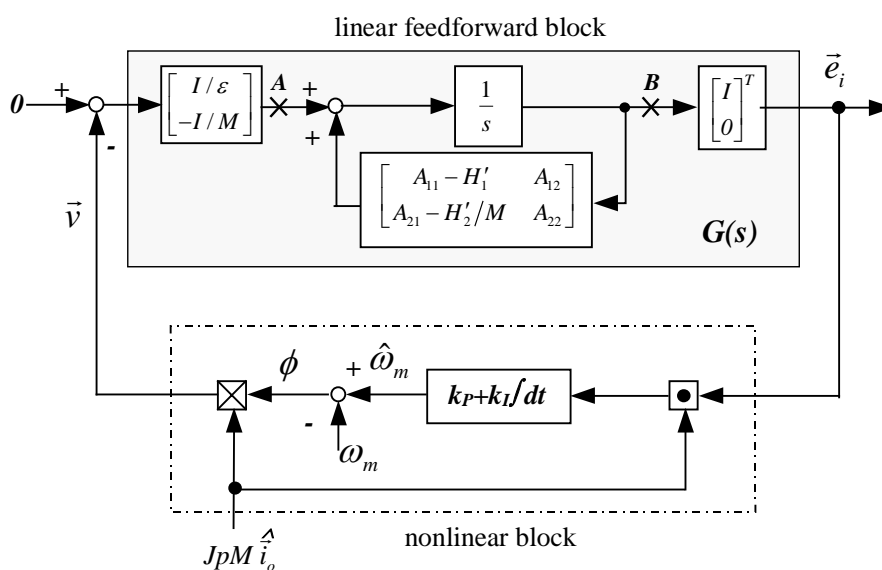
$$n = \left[ \frac{R_r}{L_r} (h'_2 + \frac{h'_4}{\varepsilon}) - p\omega_m (h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{h'_3}{\varepsilon}) \right]$$

$$\begin{aligned} x &= \left[ h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right] \\ y &= [h'_2 - p\omega_m] \end{aligned} \quad (4.6)$$

เนื่องจากเมตริกซ์  $A_{ij}$  ในสมการ (4.1) และ (4.2) มีคุณสมบัติที่เป็น skew-symmetric ดังนั้นเราจึงกำหนดให้อัตราขยายป้อนกลับ  $H'_1, H'_2$  ของตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวมีลักษณะเป็น skew-symmetric ด้วยเช่นกันดังสมการ (4.7)

$$H'_1 = \begin{bmatrix} h'_1 & -h'_2 \\ h'_2 & h'_1 \end{bmatrix}, \quad H'_2 = \begin{bmatrix} h'_3 & -h'_4 \\ h'_4 & h'_3 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

จากสมการ (4.4) จะเห็นได้ว่าค่าผิดพลาดของความเร็วจะสะท้อนไปยังค่าผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์ผ่านฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  และค่าผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์ถูกนำไปใช้ในการประมาณค่าความเร็วตามสมการ (3.7) ดังนั้นเราสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบวงรอบปิดที่ประกอบด้วยฟังก์ชันโอนย้ายของค่าผิดพลาดกระแสพร้อมกันกับตัวควบคุม PI ในส่วนประมาณค่าความเร็วของตัวสังเกตแบบปรับตัวได้ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งจะเป็นบล็อกไดอะแกรมพื้นฐานสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพต่อไป



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของค่าผิดพลาดในระบบประมาณค่าความเร็ว

#### 4.2 เงื่อนไขการประมาณค่าได้ (Identifiability Condition)

เราสามารถใช้อัตราผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์  $\vec{e}_i$  ในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ (สมการ(3.7)) ได้ เพราะค่าผิดพลาดของกระแสนี้จะสะท้อนถึงค่าผิดพลาดของความเร็วโรเตอร์ตามความสัมพันธ์ในสมการ (4.4) ซึ่งนำมาเขียนได้ใหม่เป็นสมการเชิงเวลาได้ดังสมการ (4.8)

$$\vec{e}_i(t) = w(t)\Delta\omega_m \quad (4.8)$$

โดยที่

$$w = G(s)\left\{JpM\hat{i}_o\right\} \quad (4.9)$$

อย่างไรก็ตามถึงแม้ในกรณีนี้ที่ระบบวงรอบปิดในรูป 4.1 มีเสถียรภาพและสัญญาณ  $\vec{e}_i$  และ  $\Delta\omega_m$  ได้เข้าสู่สถานะหยุดตัว ( $\dot{\vec{e}}_i = 0$  และ  $\dot{\omega}_m = 0$ ) แล้ว เรายังไม่สามารถที่จะสรุปได้ว่าค่าผิดพลาดของความเร็วโรเตอร์จะเข้าสู่ศูนย์ ( $\Delta\omega_m = 0$ ) เราสามารถยืนยันการเข้าสู่ค่าจริงของความเร็วโรเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อได้ทำการตรวจสอบเงื่อนไขของการประมาณค่าได้เสียก่อน ในการทดสอบเงื่อนไขของการประมาณค่าได้ เราจะต้องพิสูจน์ว่าเวกเตอร์  $w(t)$  ในสมการ (4.8) นั้นสอดคล้องกับเงื่อนไข Persistent Excitation (PE) ดังแสดงในสมการ (4.10) หรือไม่

เงื่อนไข PE สำหรับเวกเตอร์  $w(t)$  :

$$\exists \gamma_1, \gamma_2, \delta, \forall t_o > 0 \quad \gamma_1 I \leq \int_{t_o}^{t_o+\delta} w(t)w(t)^T dt \leq \gamma_2 I \quad (4.10)$$

ถึงแม้ว่าเมตริกซ์  $w(t)w(t)^T$  จะมีคุณสมบัติเชิงกู่ลาสำหรับทุกค่า  $t$  แต่เงื่อนไข PE ต้องการเพียงแต่ให้เวกเตอร์  $w(t)$  มีการเคลื่อนที่ในปริภูมิ (space) อย่างเพียงพอ ทั้งนี้เพื่อให้อินทิกรัลของเมตริกซ์  $w(t)w(t)^T$  มีคุณสมบัติ positive definite สำหรับทุกช่วงเวลา  $\delta$  ซึ่งหมายความว่าค่าพลังงานของเวกเตอร์  $w(t)$  ในทุกทิศทางในปริภูมิต้องมีค่ามากเพียงพอ เพื่อให้ข้อมูลค่าผิดพลาดของพารามิเตอร์ ( $\Delta\omega_m$ ) สามารถส่งผ่านไปเป็นค่าผิดพลาดของกระแสเดเตอร์  $\vec{e}_i$  ได้ อย่างเพียงพอในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ (S. Sastry et al. 1989 [38])

จากสมการ (4.9) เวกเตอร์  $w(t)$  จะขึ้นอยู่กับโรเตอร์พลาซซ์ประมาณ  $M\hat{i}_o$  ซึ่งโดยปรกติเราจะทำการควบคุมให้มีขนาดคงที่และมีรูปคลื่นของสัญญาณเป็นฟังก์ชันไซน์ที่มีความถี่ค่าหนึ่ง ( $\omega_o$ ) ดังนั้นเราจึงสามารถพิจารณาฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  ที่ค่าความถี่  $\omega_o$  ได้ดังสมการ (4.11)

$$G(s)|_{s=j\omega_o} = \frac{\omega_o J}{\varepsilon} \left[ (-\omega_o y + m)I + (-\omega_o^2 + \omega_o x + n)J \right]^{-1} \quad (4.11)$$

จากสมการ (4.9) และ (4.11) จะเห็นได้ว่าที่ความถี่  $\omega_o$  ที่ไม่เท่ากับศูนย์รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $JpM\hat{i}_o$  จะสามารถส่งผ่านสัญญาณผ่านฟังก์ชันโอนย้าย  $G(J\omega_o)$  ไปเป็นเวกเตอร์  $w(t)$  ที่มีรูปคลื่นเป็นฟังก์ชันไซน์ได้ เราจึงสามารถเขียนผลลัพธ์ของเวกเตอร์  $w(t)$  สำหรับกรณีนี้ได้เป็น

$$w(t) = A \begin{bmatrix} \sin \omega_o t \\ \cos \omega_o t \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

โดยที่  $A$  คือขนาดของเวกเตอร์  $w(t)$  ที่มีค่าคงที่สำหรับจุดทำงานหนึ่งๆ

สำหรับในกรณีที่  $\omega_o = 0$  นั้น จากการสังเกตฟังก์ชันโอนย้าย  $G(J\omega_o)$  ในสมการ (4.11) จะพบว่า เนื่องจาก  $G(J\omega_o)$  มีศูนย์อยู่ที่จุดกำเนิดคือที่  $\omega_o = 0$  ทำให้ฟังก์ชันโอนย้ายมีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย  $G(J\omega_o)|_{\omega_o=0} = 0$  รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $JpM\hat{i}_o$  จึงไม่สามารถส่งผ่านสัญญาณไปยังเวกเตอร์  $w(t)$  ได้ และเราจะได้  $w(t) = 0$  ซึ่งยังผลให้เงื่อนไข PE (4.10) ไม่สอดคล้อง โดยศูนย์ร่วมที่อยู่จุดกำเนิดนี้ชี้ให้เห็นถึงพฤติกรรมทางกายภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ว่า ที่ความถี่เท่ากับศูนย์แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับศูนย์ วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำทางด้านสเตเตอร์จึงลดรูปเหลือเพียงเฉพาะความต้านทานสเตเตอร์ ทำให้กระแสสเตเตอร์ที่ได้ขึ้นอยู่กับความต้านทานสเตเตอร์เพียงอย่างเดียวโดยไม่ขึ้นอยู่กับการพฤติกรรมทางด้านโรเตอร์ ยังผลให้เราไม่สามารถสังเกตข้อมูลของความเร็วโรเตอร์ผ่านข้อมูลของกระแสสเตเตอร์ได้อีกต่อไป (หมายเหตุ ในความเป็นจริงแล้วที่  $\omega_o = 0$  รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $JpM\hat{i}_o$  เองก็ไม่สอดคล้องกับเงื่อนไข PE นี้เช่นกัน)

ในลำดับถัดมา เราจะตรวจสอบดูว่าเวกเตอร์  $w(t)$  ณ ความถี่ใดๆที่ไม่เท่ากับศูนย์ ( $\omega_o \neq 0$ ) จะสอดคล้องตามเงื่อนไข PE หรือไม่ โดยการแทน  $w(t)$  ในสมการ(4.12) ลงใน (4.10) เราจะได้ว่า

$$\int_{t_o}^{t_o+\delta} w(t)w(t)^T dt = A^2 \int_{t_o}^{t_o+\delta} \begin{bmatrix} \sin^2(\omega_o t) & \sin(\omega_o t)\cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t)\sin(\omega_o t) & \cos^2(\omega_o t) \end{bmatrix} dt \quad (4.13)$$

ในกรณีที่เราเลือกให้  $\delta = \frac{2\pi}{\omega_o}$

$$\int_{t_o}^{t_o+\delta} w(t)w(t)^T dt = \frac{A^2}{2} \begin{bmatrix} \frac{2\pi}{\omega_o} & 0 \\ 0 & \frac{2\pi}{\omega_o} \end{bmatrix} > 0 \quad (4.14)$$

จะเห็นได้ว่าเมตริกซ์ในสมการ (4.14) มีคุณสมบัติ Positive Definite ดังนั้นที่ความถี่  $\omega_o \neq 0$  เวกเตอร์  $w(t)$  จะสอดคล้องตามเงื่อนไข PE

จากที่กล่าวมาทั้งหมดเราสามารถสรุปได้ว่าระบบประมาณค่าความเร็วในรูปที่ 4.1 มีคุณสมบัติของการประมาณค่าได้ ตลอดย่านการทำงาน ยกเว้น ณ จุดทำงานที่ความถี่เท่ากับศูนย์ ( $\omega_o = 0$ ) เท่านั้น

### 4.3 การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎี Hyperstability

บล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.1 แสดงให้เห็นว่าวงรอบปิดของค่าผิดพลาดมีองค์ประกอบสองส่วนคือ ส่วนเชิงเส้นป้อนไปหน้า (linear feedforward block) และส่วนไม่เชิงเส้นป้อนกลับ (nonlinear feedback block) ระบบในลักษณะนี้เรามักจะใช้ทฤษฎี Hyperstability ในการพิสูจน์เสถียรภาพของระบบ โดยที่ทฤษฎี Hyperstability [44] สามารถกล่าวได้ดังต่อไปนี้

**ทฤษฎี Hyperstability:** สำหรับส่วนไม่เชิงเส้นป้อนกลับของระบบในรูปที่ 4.1 ใดๆที่มีคุณสมบัติสอดคล้องตาม Popov's Inequality ดังแสดงใน (4.15)

$$\int_0^{\tau} [\bar{e}_i^T \bar{v}] dt \geq -\gamma^2 \quad ; \quad \exists \gamma > 0, \forall \tau \geq 0 \quad (4.15)$$

เงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอสำหรับความมีเสถียรภาพ (Asymptotically Hyperstable) ของระบบในรูปที่ 4.1 ก็คือ ฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  จะต้องมีความสมบัติ strictly positive real (เงื่อนไข SPR)

ในการพิสูจน์เสถียรภาพด้วยทฤษฎี Hyperstability นี้ ในเบื้องต้นเราจะแสดงให้เห็นว่าส่วนไม่เชิงเส้นของระบบในรูปที่ 4.1 นั้นสอดคล้องตาม Popov's Inequality (4.15) หลังจากนั้นจึงค่อยพิจารณาคุณสมบัติ SPR ของฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  เป็นลำดับถัดไป

#### 4.3.1 คุณสมบัติของส่วนไม่เชิงเส้นป้อนกลับ

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.1 จะได้ว่า

$$\bar{v} = (JpM \hat{i}_o)(\hat{\omega}_m - \omega_m) \quad (4.16)$$

เราสามารถเขียนสมการประมาณค่าความเร็ว (3.7) ได้ใหม่เป็น

$$\hat{\omega}_m = K_I \int_0^t [(JpM \hat{i}_o)^T \bar{e}_i] dt' + K_P (JpM \hat{i}_o)^T \bar{e}_i + \hat{\omega}_m(0); \quad (K_P, K_I > 0) \quad (4.17)$$

นำสมการ (4.16) และ (4.17) แทนลงในสมการ (4.15) จะได้

$$\begin{aligned} \int_0^{\tau} [\bar{e}_i^T \bar{v}] dt &= \int_0^{\tau} [\bar{e}_i^T (JpM \hat{i}_o)(\hat{\omega}_m - \omega_m)] dt \\ &= \int_0^{\tau} \left\{ \bar{e}_i^T (JpM \hat{i}_o) \right\} \left\{ K_I \int_0^t [(JpM \hat{i}_o)^T \bar{e}_i] dt' + K_P (JpM \hat{i}_o)^T \bar{e}_i + \hat{\omega}_m(0) - \omega_m \right\} dt \\ &= \underbrace{\int_0^{\tau} \left\{ \bar{e}_i^T (JpM \hat{i}_o) \right\} \left\{ K_I \int_0^t [(JpM \hat{i}_o)^T \bar{e}_i] dt' + \hat{\omega}_m(0) - \omega_m \right\} dt}_{\text{integral term}} \end{aligned}$$

$$+\int_0^{\tau} \underbrace{\left\{ \bar{e}_i^T (JpM \hat{i}_o) \right\} \left\{ K_p (JpM \hat{i}_o)^T \bar{e}_i \right\}}_{\text{proportional term}} dt \quad (4.18)$$

พิจารณาเฉพาะส่วน integral term จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \int_0^{\tau} \left\{ \bar{e}_i^T (JpM \hat{i}_o) \right\} \left\{ K_I \int_0^t [(JpM \hat{i}_o)^T \bar{e}_i] dt' + \hat{\omega}_m(0) - \omega_m \right\} dt \\ = \int_0^{\tau} \left\{ \bar{e}_i^T (JpM \hat{i}_o) \right\} \left\{ K_I \left( \int_0^t [(JpM \hat{i}_o)^T \bar{e}_i] dt' + \frac{\hat{\omega}_m(0)}{K_I} - \frac{\omega_m}{K_I} \right) \right\} dt \\ = \int_0^{\tau} \left\{ \frac{df(t)}{dt} K_I f(t) \right\} dt \end{aligned} \quad (4.19)$$

โดยที่

$$f(t) = \int_0^t \left\{ (JpM \hat{i}_o)^T \bar{e}_i \right\} dt + \frac{\hat{\omega}_m(0)}{K_I} - \frac{\omega_m}{K_I} \quad (4.20)$$

ในที่นี้เราจะพิจารณาเฉพาะกรณีที่ความเร็วโรเตอร์มีค่าคงที่ ( $d\omega_m/dt = 0$ ) ซึ่งจะได้ว่า

$$\begin{aligned} \int_0^{\tau} \left\{ \frac{df(t)}{dt} K_I f(t) \right\} dt &= K_I \int_{f(0)}^{f(\tau)} f(t) df \\ &= \frac{K_I}{2} [f^2(\tau) - f^2(0)] \\ &\geq -\frac{K_I}{2} f^2(0) \end{aligned} \quad (4.21)$$

โดยที่

$$f(0) = \frac{\hat{\omega}_m(0)}{K_I} - \frac{\omega_m}{K_I} \quad (4.22)$$

และเมื่อพิจารณาส่วน proportional term เราจะได้ว่า

$$\begin{aligned} \int_0^{\tau} \left\{ \bar{e}_i^T (JpM \hat{i}_o) \right\} \left\{ K_p (JpM \hat{i}_o)^T \bar{e}_i \right\} dt &= K_p \int_0^{\tau} [\bar{e}_i^T (JpM \hat{i}_o)]^2 dt \\ &\geq 0 \end{aligned} \quad (4.23)$$

เพราะฉะนั้นจากสมการ (4.18) และความสัมพันธ์ (4.21)-(4.23) เราจะได้ว่า



$$\int_0^{\tau} [\bar{e}_i^T \bar{v}] d\tau \geq -\frac{1}{2K_I} [\hat{\omega}_m(0) - \omega_m(0)]^2 \quad (4.24)$$

จากอสมการ (4.24) ทำให้เราสามารถสรุปได้ว่าส่วนไม่เชิงเส้นป้อนกลับของระบบประมาณในรูปที่ 4.1 สอดคล้องตาม Popov's Inequality (อสมการ(4.15))

#### 4.3.2 คุณสมบัติ SPR ของฟังก์ชันโอนย้าย $G(s)$

เงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอสำหรับฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  ที่จะมีคุณสมบัติ SPR [45] ก็คือ

- (1) ฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  จะต้องมียุคสมบัตินี้ real-rational
- (2) ฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  จะต้องมียุคสมบัตินี้แบบลู่ออก
- (3)  $G(j\omega_o) + G^*(j\omega_o) > 0; \quad \forall \omega_o \geq 0$

เนื่องจากสมบัติของฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  ในสมการ (4.5) เป็นค่าจริงดังนั้น  $G(s)$  จะสอดคล้องตามเงื่อนไขที่ (1) และจากภาคผนวก จ เราได้แสดงให้เห็นว่า  $G(s)$  มียุคสมบัตินี้แบบลู่ออก ดังนั้นเงื่อนไขที่ (2) ก็จะเป็นจริงด้วยเช่นกัน ส่วนเงื่อนไขที่ (3) เราสามารถตรวจสอบได้ดังนี้

$$G(s) + G^*(s) = \frac{1}{\mathcal{E}} [s^2 I + (xI + yJ)s + mI + nJ]^{-1} \left\{ [s^2 I + (xI + yJ)s + mI + nJ]^{-1} \right\}^* \bullet B(s) \quad (4.25)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} B(s) &= s(s^*)^2 I + ss^*(xI - yJ) + smI - snJ + s^*s^2 I + ss^*(xI + yJ) + s^*mI + s^*nJ \\ &= ss^*(s + s^*)I + 2ss^*xI + (s + s^*)mI + (s^* - s)nJ \end{aligned} \quad (4.26)$$

กำหนดให้  $s = j\omega_o$  เราสามารถคำนวณได้ว่าเงื่อนไข (3) จะเป็นจริงก็ต่อเมื่อ

$$B(j\omega_o) = 2\omega_o^2 xI - 2j\omega_o^2 nJ = \begin{bmatrix} 2\omega_o^2 x & 2j\omega_o n \\ -2j\omega_o n & 2\omega_o^2 x \end{bmatrix} > 0, \quad \forall \omega_o \geq 0 \quad (4.27)$$

จากสมการ (4.27) เราสามารถสรุปได้ว่า

$$B(j\omega_o) > 0, \quad \forall \omega_o \geq 0 \quad \Leftrightarrow \quad (i) \quad 2\omega_o^2 x > 0 \quad \left. \vphantom{B(j\omega_o)} \right\} \quad \forall \omega_o \geq 0 \quad (4.28)$$

$$(ii) \quad 4\omega_o^4 x^2 - 4\omega_o^2 n^2 > 0 \quad (4.29)$$

$$\Leftrightarrow (i) \quad x > 0 \quad (4.30)$$

$$(ii) \quad \omega_o > \frac{|n|}{x} \quad \left. \vphantom{\omega_o} \right\} \quad \forall \omega_o \geq 0 \quad (4.31)$$

เมื่อพิจารณาเงื่อนไข (4.30) และ (4.31) จะพบว่าเงื่อนไขที่ (4.31) จะไม่เป็นจริงทำให้เมตริกซ์  $B(j\omega_o)$  ไม่สอดคล้องตามเงื่อนไข (4.27) กล่าวคือ

$$B(j\omega_o) \leq 0 \quad \text{เมื่อ} \quad \omega_o \leq \frac{|n|}{x} \quad (4.32)$$

อสมการ (4.32) ชี้ให้เห็นว่าฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  ในส่วนป้อนไปหน้าของบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.1 ขาดคุณสมบัติ SPR ทั้งนี้เนื่องจาก

$$G(j\omega_o) + G^*(j\omega_o) \leq 0 \quad \text{เมื่อ} \quad \omega_o \leq \frac{|n|}{x} \quad (4.33)$$

ซึ่งไม่สอดคล้องตามเงื่อนไข SPR (เงื่อนไข (3)) ซึ่งต้องการให้  $G(j\omega_o) + G^*(j\omega_o) > 0$  สำหรับทุกค่า  $\omega_o (\geq 0)$  ดังนั้นเราจึงไม่สามารถสรุปความมีเสถียรภาพของระบบประมาณโดยอาศัยทฤษฎี Hyperstability ได้ แต่ก็มีได้หมายความว่าระบบประมาณจะไม่มีเสถียรภาพ เพราะในกรณีที่เรากำหนดส่วนไม่เชิงเส้นป้อนกลับให้มีค่าแน่นอนแล้ว เงื่อนไขที่ว่าฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  จะต้องมีคุณสมบัติ SPR นั้น จะเป็นเพียงเงื่อนไขเพียงพอแต่ไม่ใช่เงื่อนไขจำเป็น

ข้อสรุปข้างต้นนี้ขัดแย้งกับผลที่ G. Yang et al. (1993) และ H. Kubota et al. (1993) ได้นำเสนอใน [23] และ [22] ตามลำดับ ซึ่งความผิดพลาดของการวิเคราะห์ในบทความทั้งสองได้แสดงให้เห็นโดยละเอียดในภาคผนวก ค

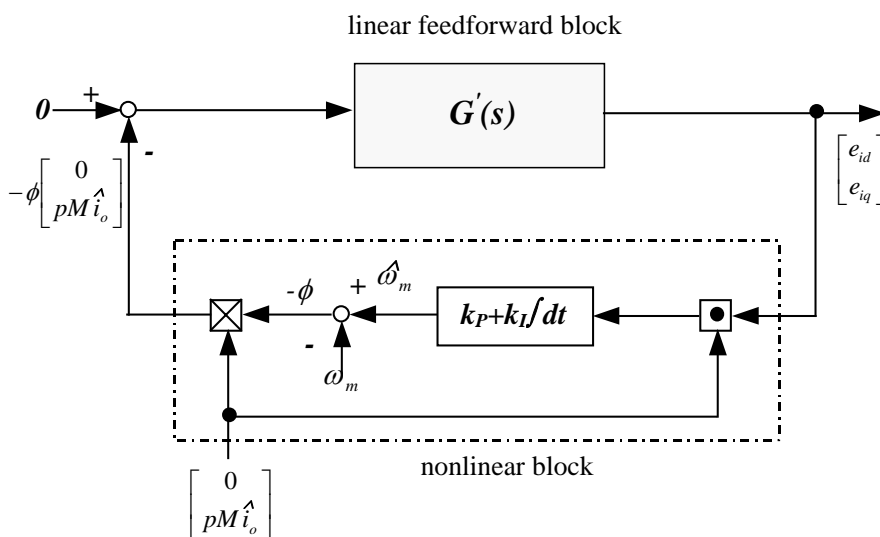
#### 4.4 การวิเคราะห์เสถียรภาพบนแกนอ้างอิงโรเตอร์พลาซด้วยวิธีเชิงพารามิเตอร์

จากข้อจำกัดของทฤษฎี Hyperstability ในหัวข้อที่แล้ว เราจึงพัฒนาหาวิธีการอื่นในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วดังต่อไปนี้

##### 4.4.1 บล็อกไดอะแกรมของค่าผิดพลาดบนแกนอ้างอิงหมุนของโรเตอร์พลาซ

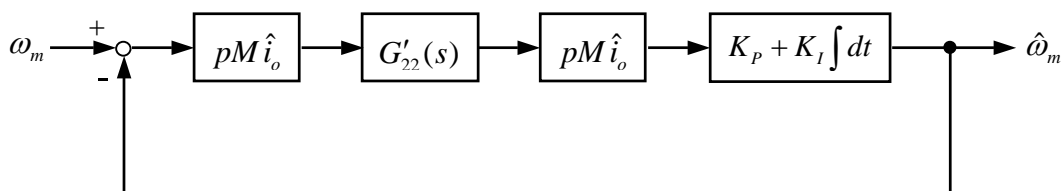
ในเบื้องต้นเราจะทำการแปลงระบบวงรอบปิดของค่าผิดพลาดในระบบประมาณค่าความเร็วในรูปที่ 4.1 ซึ่งแสดงอยู่บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ไปแสดงบนแกนอ้างอิงหมุนของโรเตอร์พลาซดังแสดงในรูปที่ 4.2 โดย  $\begin{bmatrix} e_{id} & e_{iq} \end{bmatrix}^T$  และ  $G'(s)$  ในรูปที่ 4.2 และในสมการ (4.34) หมายถึงค่าผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์และฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  ที่แสดงบนแกนอ้างอิงของโรเตอร์พลาซตามลำดับ สำหรับการคำนวณหา  $G'(s)$  ได้แสดงไว้ในภาคผนวก ง

$$\begin{bmatrix} e_{id} \\ e_{iq} \end{bmatrix} = G'(s) \begin{bmatrix} 0 \\ pM\hat{i}_o \end{bmatrix} (\omega_m - \hat{\omega}_m); \quad G'(s) = \begin{bmatrix} G'_{11}(s) & G'_{12}(s) \\ G'_{21}(s) & G'_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (4.34)$$



รูปที่ 4.2 บล็อกไดอะแกรมของค่าผิดพลาดในระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์

เนื่องจากเวกเตอร์โรเตอร์ฟลักซ์  $M\hat{i}_o$  จะชี้ในแนวแกน d รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $JpM\hat{i}_o$  ที่แสดงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์จึงมีเฉพาะองค์ประกอบในแกน q เท่านั้น เวกเตอร์สัญญาณขาเข้าของฟังก์ชันโอนย้ายเชิงเส้นป้อนไปหน้า  $G'(s)$  ซึ่งมีค่าเป็น  $JpM\hat{i}_o(\omega_m - \hat{\omega}_m)$  ก็จะมีองค์ประกอบเฉพาะในแกน q เช่นเดียวกันและฟังก์ชันโอนย้ายที่ตอบสนองกับสัญญาณขาเข้านี้คือ  $G'_{12}(s)$  และ  $G'_{22}(s)$  ซึ่งทำให้เกิดค่าผิดพลาดของกระแสเดเตอร์ในแกน d และ แกน q ตามลำดับ นอกจากนี้เนื่องจากผลคูณสเกลาร์ที่ใช้ในการประมาณค่าความเร็วมอเตอร์ตามสมการ (3.12) มีค่าเท่ากับ  $pM\hat{i}_o e_{iq}$  ซึ่งคำนวณมาจากค่าผิดพลาดของกระแสในแกน q เท่านั้น ดังนั้นสัญญาณขาเข้าของส่วนไม่เชิงเส้นป้อนกลับจึงมีเพียงแค่สัญญาณในแกน q เท่านั้น จากที่กล่าวมาทั้งหมดทำให้เราสามารถสรุปได้ว่าวงรอบป้อนกลับของค่าผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเกิดจากสัญญาณในแกน q เท่านั้น นั่นหมายความว่าฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  เท่านั้นที่เกี่ยวข้องในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบวงรอบปิด ดังนั้นเราสามารถลดรูปและจัดระบบวงรอบปิดของค่าผิดพลาดได้ใหม่ดังแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 วงรอบปิดของระบบประมาณค่าความเร็วแบบสัญญาณเข้าออกเดี่ยว (SISO) บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์

ฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  สามารถคำนวณจากสมการ (4.5) ได้เป็น (ดูภาคผนวก ง)

$$G'_{22}(s) = \frac{s^3 + xs^2 + (\omega_o^2 + m)s + \omega_o^2 x + \omega_o n - (\omega_o + y)\langle s\omega_o \rangle + \langle sm \rangle}{\varepsilon[(s^2 + xs - \omega_o^2 - \omega_o y + m)^2 + ((2\omega_o + y)s + \omega_o x + n + \langle s\omega_o \rangle + \langle sy \rangle)^2]} \quad (4.35)$$

โดยที่เทอม  $\langle s\omega_o \rangle$ ,  $\langle sm \rangle$  และ  $\langle sy \rangle$  หมายถึงค่าอนุพันธ์  $(d\omega_o/dt)$ ,  $(dm/dt)$  และ  $(dy/dt)$  ตามลำดับ ในกรณีทั่วไปเราสามารถละเลยเทอมต่างๆเหล่านี้ได้ และฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  จะถูกประมาณได้ด้วยสมการ (4.36) (ภาคผนวก ง)

$$G'_{22}(s) \cong \frac{s^3 + xs^2 + (\omega_o^2 + m)s + \omega_o^2 x + \omega_o n}{\varepsilon[(s^2 + xs - \omega_o^2 - \omega_o y + m)^2 + ((2\omega_o + y)s + \omega_o x + n)^2]} \quad (4.36)$$

#### 4.4.2 เสถียรภาพและเงื่อนไขศูนย์ที่มีเสถียรภาพ

ระบบประมาณในรูปที่ 4.3 มีลักษณะที่ง่ายต่อการวิเคราะห์ที่ทั้งนี้เนื่องจากเป็นระบบแบบสัญญาณเข้า-ออกเดียว (single-input-single-output; SISO) โดยมีสัญญาณขาเข้าเป็นความเร็วจริงและสัญญาณขาออกคือค่าความเร็วประมาณ ในการวิเคราะห์เสถียรภาพเราจะพิจารณาค่าแห่งของขั้วและศูนย์ของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  โดยส่วนจริงของขั้วของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  นั้นจะเป็นค่าเดียวกันกับส่วนจริงของขั้วของตัวสังเกต โดยเราสามารถหาเงื่อนไขสำหรับความมีเสถียรภาพของขั้วของตัวสังเกตโดยการประยุกต์ใช้ Routh-like scheme [41] กับฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  และได้เงื่อนไขดังแสดงในสมการ (4.37) และ (4.38) (ภาคผนวก จ)

เงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอสำหรับขั้วของตัวสังเกตที่มีเสถียรภาพ:

$$x > 0 \quad (4.37)$$

$$mx + ny - \frac{n^2}{x} > 0 \quad (4.38)$$

เราสามารถตรวจสอบได้โดยง่ายว่าในกรณีที่ไม่มีการป้อนกลับที่ตัวสังเกต ( $H'_1 = H'_2 = 0$ ) ขั้วของตัวสังเกตจะเป็นขั้วค่าเดียวกับขั้วของมอเตอร์ที่มีเสถียรภาพซึ่งจะสอดคล้องกับเงื่อนไข (4.37) และ (4.38) อยู่แล้ว (ภาคผนวก จ) สำหรับในกรณีที่เราจะใช้ค่าอัตราขยายป้อนกลับ ( $H'_1, H'_2$ ) เพื่อปรับปรุงลักษณะสมบัติของตัวสังเกตนั้น ค่าอัตราขยายป้อนกลับที่ออกแบบจะต้องสอดคล้องกับเงื่อนไข (4.37) และ (4.38) เพื่อให้ขั้วของตัวสังเกตมีเสถียรภาพ ดังนั้นขั้วของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  จึงมีตำแหน่งอยู่ทางด้านซ้ายของระนาบเชิงซ้อน S เสมอ

สำหรับตำแหน่งของศูนย์ของ  $G'_{22}(s)$  นั้น เนื่องจากว่าโดยปกติเรานิยมใช้อัตราขยายการปรับตัวที่มีค่าสูง เพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่ดีของการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ ดังนั้นตำแหน่งของศูนย์ทั้งหมดของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  จะต้องอยู่ทางด้านซ้ายของระนาบเชิงซ้อน S เพื่อไม่ให้ระบบขาดเสถียรภาพจากการที่ขั้ววิ่งเข้าหาศูนย์ โดยการประยุกต์ใช้ Routh-Hurwitz Criterion เราได้เงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอที่รากทั้งหมดของพหุนามตัวตั้ง (Numerator) ของ  $G'_{22}(s)$  จะอยู่ทางด้านซ้ายของระนาบเชิงซ้อน S (ศูนย์ที่มีเสถียรภาพ (stable zeros)) ดังนี้

เงื่อนไขศูนย์ที่มีเสถียรภาพ:

$$\omega_o(\omega_o x + n) > 0 \quad (4.39)$$

$$x > 0 \quad (4.40)$$

$$\omega_o n < mx \quad (4.41)$$

โดยที่  $m$ ,  $n$  และ  $x$  จะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์และค่าอัตราขยายป้อนกลับดังที่ได้แสดงในสมการ (4.6) รายละเอียดของแต่ละเงื่อนไขสามารถพิจารณาได้ดังต่อไปนี้

1) เงื่อนไข (4.39):  $\omega_o(\omega_o x + n) > 0$

ในที่นี้เราจะนิยามความถี่วิกฤต  $\omega_c$  ตามสมการ (4.42)

$$\omega_c \square -\frac{n}{x} = \frac{\frac{R_r}{L_r}(h'_2 + \frac{h'_4}{\varepsilon}) - p\omega_m(h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{h'_3}{\varepsilon})}{h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}} \quad (4.42)$$

และหากเราพิจารณาในกรณีที่  $\omega_o > 0$  เราสามารถเขียนเงื่อนไข (4.39) ได้ใหม่เป็น

$$\omega_o > \omega_c \quad \text{เมื่อ} \quad \omega_o > 0 \quad (4.43)$$

ถ้าเงื่อนไข (4.43) ไม่สอดคล้องโดยความถี่ทำงาน  $\omega_o$  อยู่ต่ำกว่าความถี่วิกฤต ( $\omega_o < \omega_c$ ) ก็จะทำให้เกิดศูนย์ของ  $G'_{22}(s)$  หนึ่งตัวบนแกนจริงทางด้านขวาของระนาบจำนวนเชิงซ้อน  $S$  ซึ่งจะเป็นเหตุให้ขั้วของอัตราขยายการปรับตัว PI ที่จุดกำเนิดเคลื่อนที่ไปหาศูนย์ตัวนี้ และทำให้ระบบประมาณขนาดเสถียรภาพไม่ว่าค่าอัตราขยายปรับตัว  $K_p$ ,  $K_I$  จะมีค่ามากหรือน้อยก็ตาม

สำหรับตัวสังเกตแบบปรับตัวที่ไม่มีการป้อนกลับ ( $H'_1 = H'_2 = 0$ ) เราสามารถคำนวณได้ว่า

$$\begin{aligned} \omega_c &= p\omega_m \frac{\frac{R_s}{\sigma L_s}}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}} \\ &< p\omega_m \end{aligned} \quad (4.44)$$

เนื่องจาก  $\omega_o = p\omega_m + \omega_s$  ดังนั้น  $\omega_o$  จะมีค่าน้อยกว่า  $\omega_c$  ได้ก็ต่อเมื่อความถี่สลิป  $\omega_s < 0$  ซึ่งแสดงให้เห็นว่าจุดทำงานที่ไม่สอดคล้องตามเงื่อนไข (4.43) จะอยู่ในย่านการทำงานแบบคืนพลังงาน (Regenerative region)

2) เงื่อนไข (4.40):  $x > 0$

เงื่อนไขที่สองนี้แสดงถึงข้อจำกัดในการออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับของสัญญาณขาออกผิดพลาดเพื่อปรับปรุงตัวสังเกตเพิ่มเติมอันดับหรือเพื่อปรับปรุงคุณสมบัติของการประมาณค่าความเร็ว ซึ่งจะได้กล่าวถึงในบทถัดไป ในกรณีที่ไม่มี การป้อนกลับที่ตัวสังเกตเราจะได้  $x = R_s/(\sigma L_s) + R_r/(\sigma L_r) > 0$  ระบบประมาณค่าความเร็วจึงทำงานสอดคล้องกับเงื่อนไขนี้เสมอ

### 3) เงื่อนไข (4.41): $\omega_o n < mx$

เมื่อจุดทำงานของมอเตอร์ไม่สอดคล้องกับเงื่อนไขนี้ จะปรากฏคู่สังยุคของศูนย์บนฝั่งขวาของระนาบจำนวนเชิงซ้อน S ยังผลให้คู่สังยุคของขั้วเด่นของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  ที่อยู่ทางฝั่งซ้ายของระนาบจำนวนเชิงซ้อน S วิ่งเข้าไปหาศูนย์นี้ นั่นหมายความว่าถ้าเราออกแบบให้อัตราขยายปรับตัวในระบบประมาณค่าความเร็วมีค่าสูงเพื่อผลตอบแทนที่ดี ระบบจะขาดเสถียรภาพได้

ในกรณีที่ไม่มี การป้อนกลับที่ตัวสังเกต ( $H'_1 = H'_2 = 0$ ) เราสามารถเขียนเงื่อนไข (4.41) ได้ใหม่เป็น

$$-\omega_o \cdot p\omega_m < \frac{R_r}{L_r} \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) \quad (4.45)$$

จุดทำงานที่ไม่สอดคล้องตามเงื่อนไขนี้จะอยู่ในย่านของการทำงานแบบปลั๊กกิ้ง  $\omega_o \cdot p\omega_m < 0$  ซึ่งความถี่สลิปจะมีค่ามากกว่าทั้ง  $\omega_o$  และ  $p\omega_m$  อย่างไรก็ดีเนื่องจากค่าความถี่สลิปจะมีค่าประมาณ 3-5% ของค่าความถี่พิกัด ดังนั้นพจน์ทางซ้ายมือของเงื่อนไข (4.45) จะมีค่าอยู่ในหลัก  $10^2$  ในขณะที่ค่าของพจน์ทางขวามือจะอยู่ในหลัก  $10^3$  โอกาสที่จะเกิดคู่สังยุคของศูนย์ที่ไม่มีเสถียรภาพในกรณีนี้จึงเป็นไปได้ยากในทางปฏิบัติ

จากการพิจารณาเงื่อนไขทั้งสามดังกล่าวเราได้ข้อสรุปดังนี้คือ เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วจะขึ้นอยู่กับตำแหน่งของศูนย์บนระนาบจำนวนเชิงซ้อน S ของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  ซึ่งจะขึ้นอยู่กับสภาวะการทำงานของมอเตอร์ โดยเราสามารถอธิบายในแต่ละย่านการทำงานต่างๆได้ดังนี้คือ

- (1) เมื่อมอเตอร์ทำงานเป็นมอเตอร์ (Motoring region,  $0 < \text{slip} < 1$ ) ระบบประมาณค่าความเร็วจะมีเสถียรภาพเสมอ
- (2) ในย่านการทำงานแบบคืนพลังงาน (Regenerative region,  $\text{slip} < 0$ ) เมื่อความถี่ทำงานของมอเตอร์อยู่ต่ำกว่าความถี่วิกฤต ( $\omega_o < \omega_c$ ) จะปรากฏศูนย์หนึ่งตัวบนแกนจริงทางด้านขวาของระนาบจำนวนเชิงซ้อน S เป็นเหตุให้ขั้วของส่วนอัตราขยายปรับตัวแบบ PI ที่อยู่จุดศูนย์ตัวเคลื่อนที่ไปทางขวามือเข้าหาศูนย์ตัวนี้ ยังผลให้ระบบประมาณขาดเสถียรภาพไม่ว่าค่าอัตราขยายการปรับตัวจะมีค่าเท่าไรก็ตาม อย่างไรก็ตามเราสามารถออกแบบอัตราขยายป้อนกลับที่ตัวสังเกตด้วยค่าที่เหมาะสม เพื่อให้ความถี่วิกฤตมีค่าน้อยลงและขยายย่านการทำงานที่มีเสถียรภาพให้กว้างขึ้นได้
- (3) จุดทำงานในย่านการทำงานแบบปลั๊กกิ้ง (Plugging region,  $\text{slip} > 1$ ) ที่ไม่สอดคล้องกับเงื่อนไข  $\omega_o n < mx$  จะทำให้เกิดคู่สังยุคของศูนย์ทางด้านขวาของระนาบจำนวนเชิงซ้อน และระบบประมาณขาดเสถียรภาพได้ในกรณีที่อัตราขยายปรับตัวมีค่าสูงเพียงพอที่ทำให้ขั้วเด่นที่อยู่ทางด้านซ้ายของระนาบจำนวนเชิงซ้อน S วิ่งข้ามแกนจินตภาพเข้าหาศูนย์นี้ อย่างไรก็ตามจากการพิจารณาค่าตัวเลขในทางปฏิบัติเราพบว่าปรากฏการณ์นี้เกิดขึ้นได้ยาก

จากการวิเคราะห์ข้างต้นเราสามารถสรุปได้ว่าเงื่อนไขที่สำคัญสำหรับเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วก็คือเงื่อนไข (4.43) ที่ชี้ให้เห็นว่าระบบจะมีเสถียรภาพถ้าความถี่ทำงานอยู่สูงกว่าความถี่วิกฤต ( $\omega_o > \omega_c$ ) โดยตัวอย่างสถานะการทำงานที่ไม่มีเสถียรภาพในกรณีที่ไม่มีการป้อนกลับ ( $H'_1 = H'_2 = 0$ ) แสดงได้ดังต่อไปนี้

เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ในภาคผนวก ก ลงในสมการ (4.44) จะได้ค่าความถี่วิกฤตเป็น

$$\omega_c = 0.62 p \omega_m \quad (4.46)$$

กำหนดให้ระบบทำงานโดยควบคุมให้ความเร็วมอเตอร์ ( $\omega_m$ ) อยู่ที่ 10.47 rad/s (100 rpm) และกระแสกระตุ้น  $i_o$  มีค่าเท่ากับ 5.2 A และมอเตอร์กำลังขับโหลด ( $T_L$ ) ขนาด -8.5 Nm อยู่ เราสามารถคำนวณความถี่สลิปได้เท่ากับ

$$\omega_s = \frac{R_r}{pM^2 i_o^2} T_L = -8.31 \text{ rad/s} \quad (4.47)$$

และเราจะได้จุดทำงานของระบบ  $\omega_o$  เท่ากับ 12.63 rad/s ซึ่งอยู่ต่ำกว่าความถี่วิกฤต  $\omega_c$  (=12.98 rad/s) ยังผลให้เกิดศูนย์หนึ่งตัวบนแกนจริงทางด้านขวาของระนาบจำนวนเชิงซ้อน S ดังแสดงในรูปที่ 4.4 ซึ่งเป็นเหตุให้หัวของตัวควบคุม PI ที่จุดกำเนิดเคลื่อนที่ไปหาศูนย์ที่ขาดเสถียรภาพนี้ และทำให้ระบบประมาณขนาดเสถียรภาพได้ (ดูรูปผลการจำลองการทำงานที่ 4.6 ประกอบ)

#### 4.4.3 ขอบเขตความถี่เสถียรภาพบนระนาบความเร็วและแรงบิด

ระบบจะทำงานอยู่บนขอบเขตของเสถียรภาพถ้า  $\omega_o = \omega_c$  ซึ่งเราสามารถแสดงขอบเขตของเสถียรภาพนี้ด้วยความสัมพันธ์เชิงเส้นบนระนาบของแรงบิดและความเร็วได้ดังสมการ (4.48)

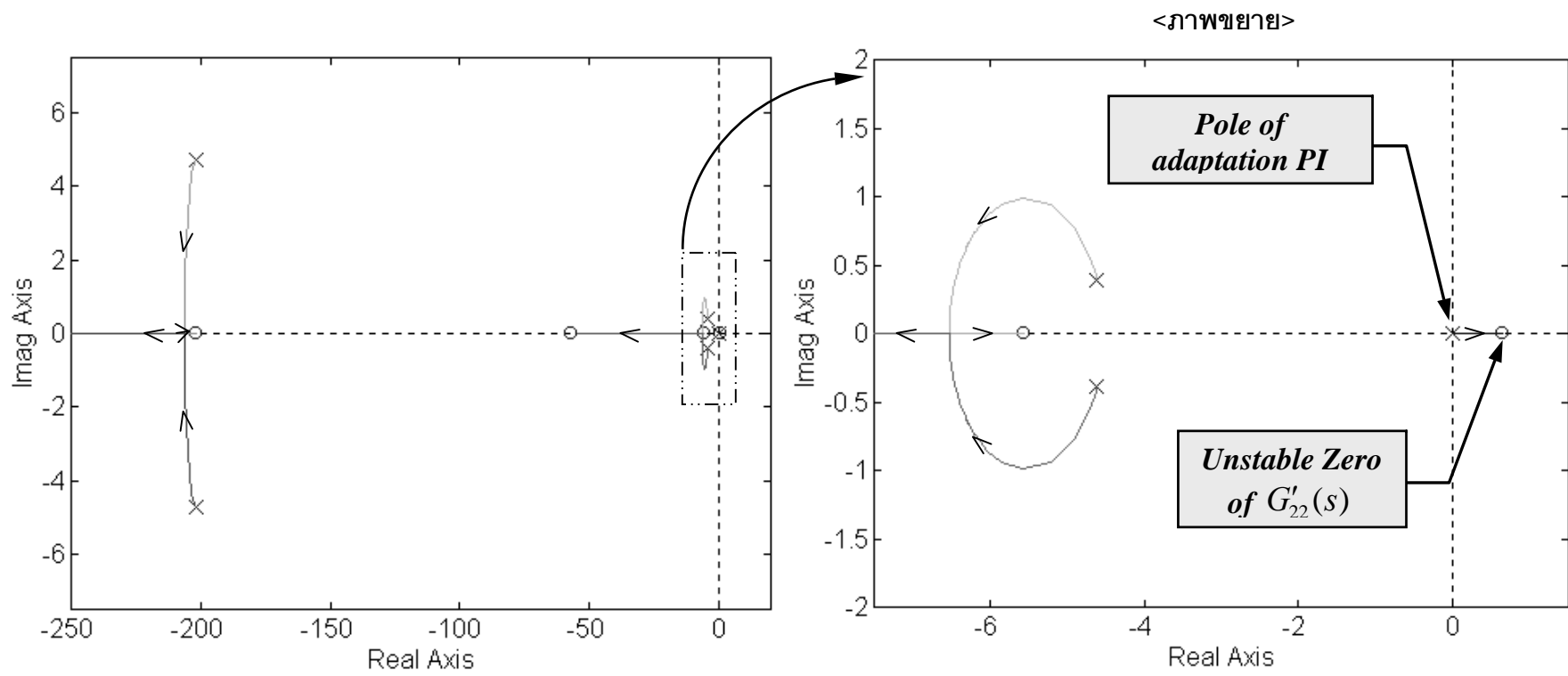
$$T_m = -a p \omega_m + b \quad (4.48)$$

โดยที่

$$a = \frac{-h'_3 + \frac{R_r}{\sigma L_r}}{h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}} \cdot \frac{(pM i_o)^2}{R_r}, \quad b = \frac{\frac{R_r}{L_r} (h'_2 + \frac{h'_4}{\varepsilon})}{h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}} \cdot \frac{(pM i_o)^2}{R_r}$$

(4.49)

สมการ (4.48) เป็นสมการที่สำคัญมาก เพราะเราสามารถระบุหรือคาดการณ์ล่วงหน้าได้ว่าระบบประมาณค่าความเร็วจะขาดเสถียรภาพเมื่อใดได้อย่างชัดเจน ซึ่งแตกต่างจากงานวิจัยในอดีตที่การวิเคราะห์เสถียรภาพมักจะคำนวณเป็นเชิงตัวเลขไม่ได้แสดงเป็นสมการอย่างชัดเจนเหมือนในงานวิจัยนี้ นอกจากนี้เรายังสามารถใช้สมการ (4.48)-(4.49) หรือ (4.42)



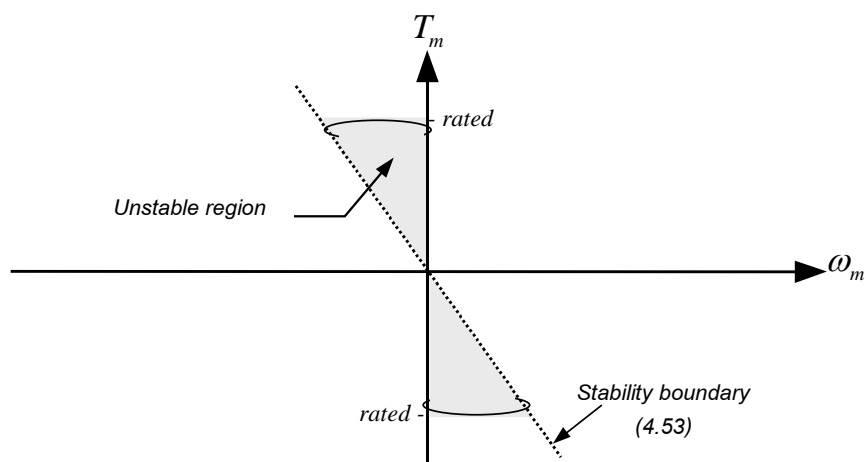
รูปที่ 4.4 ตำแหน่งของขั้วและศูนย์ของระบบประมาณค่าความเร็วที่การทำงานในย่านคี่พลังงาน ( $\omega_m = 100$  rpm,  $T_m = -8.5$  Nm)



เป็นแนวทางในการออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับ  $H'_1$ ,  $H'_2$  เพื่อปรับปรุงเสถียรภาพของระบบประมาณได้ดังที่จะได้นำเสนอพบถัดไป

สมการ (4.50) แสดงถึงขอบเขตของเสถียรภาพในกรณีนี้ที่  $H'_1 = H'_2 = 0$  และรูปที่ 4.5 คือระนาบของความถี่และแรงบิดที่แสดงถึงบริเวณของจุดทำงานในย่านค้ำพลังงานที่ไม่มีเสถียรภาพ

$$T_m = -\frac{\frac{R_r}{\sigma L_r}}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}} \cdot \frac{(pMi_o)^2}{R_r} \omega_m \quad (4.50)$$



รูปที่ 4.5 บริเวณของจุดทำงานในย่านค้ำพลังงานที่ไม่มีเสถียรภาพบนระนาบของความถี่และแรงบิด

#### 4.4.4 ผลจำลองการทำงานและผลการทดลอง

ในหัวข้อนี้เราจะยืนยันถึงข้อสรุปทางทฤษฎีที่เกี่ยวกับเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วด้วยการผลจำลองการทำงานและผลการทดสอบจริงในทางปฏิบัติ ในเบื้องต้นเราจะทดสอบในกรณีที่ระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วทำการขับเคลื่อนมอเตอร์ให้ทำงานที่ความเร็ว 100 rpm และไม่มีการป้อนกลับที่ตัวส่งเกต จากค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ในภาคผนวก ก เราสามารถคำนวณจากสมการ (4.50) ได้ว่าค่าแรงบิดที่ขอบเขตของเสถียรภาพจะมีค่าเท่ากับ  $-8.2$  Nm และระบบจะขาดเสถียรภาพเมื่อขนาดแรงบิดของมอเตอร์มีค่ามากกว่า  $8.2$  Nm ในทิศลบ

เพื่อทดสอบว่าสมการ (4.50) มีความถูกต้องเพียงใดในการคาดการณ์เสถียรภาพ เราได้จำลองการทำงานดังแสดงผลในรูปที่ 4.6 เพื่อแสดงให้เห็นถึงการขาดเสถียรภาพของระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว เมื่อมอเตอร์ถูกควบคุมให้ทำงานที่ 100 rpm โดยมีโหลดแบบขั้นขนาด  $-8.5$  Nm ซึ่งจุดทำงานดังกล่าวนี้แสดงได้ด้วยสัญลักษณ์ '●' ซึ่งอยู่ในการทำงานที่ขาดเสถียรภาพบนระนาบความเร็ว-แรงบิดในรูปที่ 4.10 พฤติกรรมการขาดเสถียรภาพสามารถสังเกตเห็นได้อย่างชัดเจนจากการลู่ออกของค่าความเร็วจริงและความเร็วประมาณ รวมไปถึงสัญญาณของกระแสและแรงบิดในรูปที่ 4.6 ผลการทดลองจริงในรูปที่ 4.7 ณ เงื่อนไขการทำงานเดียวกันนี้ก็ให้ผลที่เป็นไปในแนวทางเดียวกัน

รูปที่ 4.8 แสดงถึงผลการจำลองการทำงานที่ 100 rpm ที่มีการแปรค่าโหลดอย่างต่อเนื่อง เพื่อทดสอบการทำงานทั้งในย่านมอเตอร์และย่านค้ำพลังงาน จะเห็นได้ว่าระบบสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องในย่านมอเตอร์ ในขณะที่ในย่าน

คืบพลังงานระบบจะขาดเสถียรภาพที่ค่าโหลดประมาณ  $-8.2 \text{ Nm}$  ซึ่งตรงกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎี ผลการทดลองในรูปที่ 4.9 มีความสอดคล้องกันกับผลจำลองการทำงานในรูปที่ 4.8 เช่นกัน

ผลจำลองการทำงานในรูปที่ 4.10 แสดงภาพลักษณะสมบัติของความเร็วและแรงบิดของระบบขับเคลื่อน เมื่อมีการแปรค่าโหลดอย่างช้าจาก  $100\%$  ไปจนถึง  $-100\%$  ของค่าพิกัดที่ค่าความเร็วต่างๆตั้งแต่การทำงานที่ความเร็วต่ำไปยังความเร็วสูง จะเห็นได้ว่าระบบสามารถควบคุมความเร็วและแรงบิดได้อย่างถูกต้องในช่วงความเร็ว ( $150-1450 \text{ rpm}$ ) ทั้งในย่านการทำงานแบบมอเตอร์และเจนเนอเรเตอร์ แต่ระบบจะขาดเสถียรภาพในช่วงความเร็วต่ำ ( $15-120 \text{ rpm}$ ) ในย่านคืบพลังงาน เส้นปะในรูป 4.10 (ก) แสดงถึงของเขตของเสถียรภาพที่คำนวณตามสมการ (4.50) โดยระบบจะขาดเสถียรภาพเมื่อจุดทำงานเลื่อนผ่านขอบเขตนี้ข้ามไปในย่านที่ขาดเสถียรภาพดังกล่าว ผลการทดลองในรูปที่ 4.11 มีความสอดคล้องกับผลจำลองการทำงานในรูปที่ 4.10 นี้เช่นกัน

รูปที่ 4.12 แสดงถึงตำแหน่งของศูนย์ของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  บนระนาบ S เมื่อมอเตอร์หมุนด้วยความเร็วคงที่ที่  $100 \text{ rpm}$  โดยมีค่าโหลดค่าต่างๆ จะสังเกตเห็นได้ว่าที่จุดทำงานวิกฤต ( $\omega_o = \omega_c$ ) จะมีศูนย์เด่นอยู่ที่จุดกำเนิด ซึ่งจะทำให้เกิดค่าผิดพลาดของการประมาณที่สถานะอยู่ตัวได้ และเมื่อโหลดมีขนาดเพิ่มขึ้น ( $< -8.2 \text{ Nm}$ ) ศูนย์ตัวนี้ก็กลายเป็นศูนย์ที่ไม่มีเสถียรภาพอยู่ทางด้านขวาของระนาบ S และทำให้ระบบขาดเสถียรภาพในที่สุด

#### 4.4.5 ความหมายทางกายภาพของจุดทำงานวิกฤตอธิบายจากวงจรมูล

ผลจำลองการทำงานและผลการทดลองในหัวข้อที่แล้วได้แสดงให้เห็นว่าขอบเขตของเสถียรภาพในสมการ (4.50) สามารถคาดการณ์เสถียรภาพของระบบประมาณได้อย่างถูกต้อง โดยในย่านการทำงานที่มีเสถียรภาพระบบประมาณสามารถปรับค่าความเร็วประมาณไปในทิศทางที่ถูกต้องได้ และค่าความเร็วที่ประมาณจะลู่ออกและเท่ากับค่าความเร็วจริงในที่สุด ในทางตรงกันข้ามเมื่อระบบทำงานในย่านที่ขาดเสถียรภาพ ระบบประมาณจะปรับค่าความเร็วประมาณไปในทิศทางที่ผิดและลู่ออกไปจากค่าความเร็วจริงจนกระทั่งขาดเสถียรภาพในที่สุด สำหรับในกรณีจุดทำงานอยู่ที่ขอบเขตของความถี่เสถียรภาพนั้น ( $\omega_o = \omega_c$ ) ระบบประมาณค่าความเร็วจะหยุดปรับค่าความเร็วประมาณแม้ว่ายังคงมีความผิดพลาดของความเร็วที่ประมาณได้อยู่ก็ตาม (ศูนย์ของ  $G'_{22}(s)$  จะอยู่ที่จุดกำเนิดและหักล้างกับขั้วของอัตราขยายการปรับตัว PI ดังที่ได้อธิบายในหัวข้อ 4.44) ซึ่งในหัวข้อนี้เราจะศึกษาและทำความเข้าใจในพฤติกรรมของระบบประมาณค่าความเร็ว ณ จุดทำงานที่อยู่บนขอบเขตของเสถียรภาพดังนี้

ในการทำความเข้าใจถึงพฤติกรรมของระบบที่ขอบเขตของเสถียรภาพตามสมการ (4.50) นั้น เราจะพิจารณาให้แบบจำลองในตัวสังเกตเป็นเสมือนมอเตอร์อีกตัวหนึ่ง (มอเตอร์ B) ดังแสดงในรูปที่ 4.13 ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆค่าเดียวกันกับพารามิเตอร์ของมอเตอร์จริง (มอเตอร์ A) โดยมอเตอร์ทั้งสองนี้จะถูกป้อนด้วยแรงดันค่าเดียวกัน ( $\vec{v}_s$ ) เราจะสมมติว่ามอเตอร์จริงทำงานอยู่ที่จุดทำงานวิกฤต  $\omega_o = \omega_c$  ( $< p\omega_m$ ) ซึ่งอยู่ในย่านการทำงานแบบคืบพลังงาน และเพื่อให้ง่ายต่อการทำความเข้าใจ เราจะสมมติให้มอเตอร์ที่เป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในตัวสังเกต (มอเตอร์ B) ทำงานอยู่ที่สภาวะไร้โหลดที่ค่าความถี่ทำงานค่าเดียวกันกับมอเตอร์ A คือ  $\omega_o = p\hat{\omega}_m$  ( $< p\omega_m$ ) รูปที่ 4.14 แสดงถึงเวกเตอร์ไดอะแกรมสำหรับสัญญาณต่างๆของมอเตอร์ทั้งสอง ดังจะเห็นได้ว่าเวกเตอร์ของกระแสเตเตอร์ของมอเตอร์ทั้งสองจะแตกต่างกันเนื่องจากค่าความเร็วโรเตอร์ที่ไม่เท่ากัน จากเวกเตอร์ไดอะแกรมในรูปที่ 4.14(ก) เราพบว่าเมื่อมอเตอร์จริงทำงาน ณ ความถี่วิกฤตเราสามารถคำนวณได้ว่าค่าอิมพีแดนซ์ของมอเตอร์

$$Z_A = [R_s + j\omega_c L_s] \cdot \left[ \frac{1 + \sigma(\omega_c L_s / R_s)^2}{1 + (\omega_c L_s / R_s)^2} \right] \quad (4.51)$$

กระแสเตเตอร์ ( $\vec{i}_s$ ) จะล้าหลังแรงดันสเตรเตอร์ด้วยมุมเฟส  $\tan^{-1}(\omega_c L_s / R_s)$  และโรเตอร์ฟลักซ์ ( $M\vec{i}_o$ ) จะล้าหลังกระแสเตเตอร์ ( $\vec{i}_s$ ) ด้วยมุมสลิป  $\beta$  ซึ่งคำนวณได้จากสมการ (4.52)

$$\text{มุมสลิป } \beta = \tan^{-1}\left(\frac{s\omega_c L_r}{R_r}\right) = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega_c L_s}{R_s}\right) \quad (4.52)$$

ดังนั้นเราจะได้ว่าโรเตอร์ฟลักซ์ ( $M\vec{i}_o$ ) จะมีเฟสตรงกันกับแรงดันสเตรเตอร์ ( $\vec{v}_s$ ) และกระแสเตเตอร์ ( $\vec{i}_s$ ) จะล้าหลังแรงดันสเตรเตอร์และโรเตอร์ฟลักซ์ด้วยมุมเฟส  $-\beta = \tan^{-1}(\omega_c L_s / R_s)$  ในขณะที่มอเตอร์ B ที่ทำงานอยู่ในสภาวะไร้โหลด ด้วยค่าความเร็วโรเตอร์ประมาณที่ผิด จะมีค่าอิมพีแดนซ์  $Z_B = [R_s + j\omega_c L_s]$  และทั้งโรเตอร์ฟลักซ์ประมาณ ( $M\hat{i}_o$ ) และกระแสเตเตอร์ประมาณ ( $\hat{i}_s$ ) ซึ่งชี้ในแนวเดียวกันในสภาวะไร้โหลดจะล้าหลังแรงดันสเตรเตอร์ด้วยมุมเฟส  $\tan^{-1}(\omega_c L_s / R_s) = -\beta$  ดังแสดงในรูปที่ 4.14(ข) เนื่องจากแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์  $q$  ที่ใช้ในระบบคือแกนในแนวตั้งฉากกับเวกเตอร์ของโรเตอร์ฟลักซ์ประมาณ  $M\hat{i}_o$  ผลที่ได้ก็คือกระแสในแกน  $q$  ของมอเตอร์ทั้งสองจะมีขนาดเท่ากัน (เท่ากับศูนย์) และเนื่องจากค่าความเร็วประมาณจะถูกปรับตามความแตกต่างระหว่างค่าจริงของกระแสในแกน  $q$  ( $i_{sq}$ ) กับค่าประมาณ ( $\hat{i}_{sq}$ ) ดังนั้นระบบประมาณจึงหยุดปรับค่าความเร็วโรเตอร์และคิดว่าค่าประมาณตรงกับค่าจริงแล้ว แม้ว่าจะยังมีค่าผิดพลาดของกระแสในแกน  $d$  อยู่ก็ตาม (รูปที่ 4.14(ค))

เราสามารถสรุปได้ว่าขอบเขตของความมีเสถียรภาพเป็นจุดทำงานที่อยู่ในสภาวะที่เราไม่สามารถแยกแยะความแตกต่างระหว่างมอเตอร์สองตัวที่หมุนด้วยค่าความเร็วโรเตอร์ที่แตกต่างกัน โดยมองแต่เฉพาะค่ากระแสเตเตอร์ในแกน  $q$  ซึ่งผลของความไม่มีเสถียรภาพนี้เป็นคุณสมบัติที่เนื่องมาจากลักษณะสมบัติของตัวมอเตอร์เองและวิธีการใช้ค่าความผิดพลาด  $\hat{i}_{sq} - i_{sq}$  ในการประมาณค่าความเร็ว

จากความเข้าใจถึงพฤติกรรมของการทำงานที่ขอบเขตของความมีเสถียรภาพข้างต้น เราสามารถที่จะแก้ไขปัญหเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วได้ ถ้าเรามีการปรับเปลี่ยนลักษณะสมบัติของตัวสังเกตแบบปรับตัว เพื่อให้ระบบประมาณค่าความเร็วสามารถสังเกตเห็นค่าผิดพลาดของกระแสเตเตอร์ที่สอดคล้องกับค่าผิดพลาดของความเร็วโรเตอร์ในทุกย่านการทำงาน โดยวิธีการแก้ไขปัญหานี้มีอยู่ด้วยกันสองวิธีคือ 1) การปรับเปลี่ยนทิศทางในการโปรเจกต์เวกเตอร์ค่าผิดพลาดของกระแสเตเตอร์ 2) การเปลี่ยนลักษณะสมบัติทางพลวัตของมอเตอร์โดยอาศัยอัตราขยายป้อนกลับที่ตัวสังเกต ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้เราจะเลือกใช้การป้อนกลับที่ตัวสังเกตในการปรับปรุงเสถียรภาพดังจะนำเสนอในตอนถัดไป

#### 4.5 เปรียบเทียบผลการวิเคราะห์เสถียรภาพที่นำเสนอกับการวิเคราะห์ด้วยวิธีอื่น ๆ

ในหัวข้อนี้เราจะเปรียบเทียบให้เห็นว่าผลการวิเคราะห์เสถียรภาพที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่แล้วมีความสอดคล้องและครอบคลุมผลที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยวิธีอื่นที่มีการนำเสนอในอดีตอย่างไร

## 1) ทฤษฎี Hyperstability

จากหัวข้อที่ 4.2 แม้ว่าทฤษฎี Hyperstability จะไม่สามารถสรุปเสถียรภาพของระบบประมาณได้ แต่มีข้อสังเกตบางอย่างจากผลการทดสอบเงื่อนไข SPR ของส่วนเชิงเส้นป้อนไปหน้า จะเห็นได้ว่าเงื่อนไข SPR ในสมการ (4.30) และ (4.31) จะเป็นเงื่อนไขเดียวกันกับเงื่อนไขเสถียรภาพของระบบประมาณที่วิเคราะห์โดยวิธีที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ดังแสดงในสมการ (4.39) และ (4.40) ตามลำดับ ความสอดคล้องดังกล่าวนี้สะท้อนให้เห็นว่าเงื่อนไข SPR เป็นเงื่อนไขที่สำคัญมากสำหรับความมีเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว

## 2) การวิเคราะห์แบบเฉลี่ย (Averaging Analysis)

S. Sangwongwanich (1995) [35] ได้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วด้วยวิธีการวิเคราะห์แบบเฉลี่ย วิธีการวิเคราะห์นี้จะประยุกต์ใช้วิธีการวิเคราะห์แบบเฉลี่ยกับสมการค่าผิดพลาด (4.4) และสมการประมาณค่า (3.7) ภายใต้สมมติฐานที่ว่าอัตราขยายปรับตัวมีค่าต่ำ ข้อสรุปที่ได้ก็คือเงื่อนไขที่เพียงพอสำหรับความมีเสถียรภาพของระบบคือ ระบบประมาณค่าความเร็วจะต้องทำงานอยู่ที่ความถี่ที่มีค่าสูงกว่าค่าความถี่วิกฤต ซึ่งก็คือเงื่อนไข (4.39) ของงานวิทยานิพนธ์นี้ ถึงแม้ว่าวิธีนี้จะให้ข้อสรุปที่ชัดเจน แต่ก็ไม่สามารถใช้ได้ในกรณีที่ค่าอัตราขยายปรับตัวมีค่าสูง ซึ่งต่างไปจากผลที่เราได้ในเงื่อนไข (4.39)-(4.41) ที่ไม่มีข้อจำกัดดังกล่าว

## 3) วิธีการประมาณระบบให้เป็นเชิงเส้น (Linearization Method)

วิธีการประมาณระบบให้เป็นเชิงเส้นถือเป็นวิธีที่ง่ายในการวิเคราะห์ H. Sugimoto (2000) [24] และ H. Kubota et al. (2001) [36] ได้ประยุกต์ใช้วิธีการดังกล่าวในการวิเคราะห์เสถียรภาพ โดยการประมาณสมการค่าผิดพลาด (4.1)-(4.2) และสมการประมาณค่าความเร็วใน (3.7) ให้เป็นเชิงเส้นรอบๆจุดทำงานหนึ่ง และศึกษาเสถียรภาพของระบบจากการลักษณะสมบัติ (Characteristic equation) แม้ว่าบทความข้างต้นนี้จะได้กล่าวถึงการขาดเสถียรภาพของระบบประมาณในย่านการทำงานแบบคั่นพลังงาน แต่ก็ไม่ได้แสดงให้เห็นว่าการขาดเสถียรภาพดังกล่าวนี้จะเกิดขึ้นเมื่อใดและเกิดขึ้นได้อย่างไร นอกจากนี้การวิเคราะห์ด้วยวิธีนี้มีข้อจำกัดอยู่ที่สามารถใช้อธิบายได้กับการทำงานของสัญญาณในช่วงแคบเท่านั้น ไม่สามารถอธิบายเสถียรภาพของระบบที่ทำงานในช่วงกว้างได้

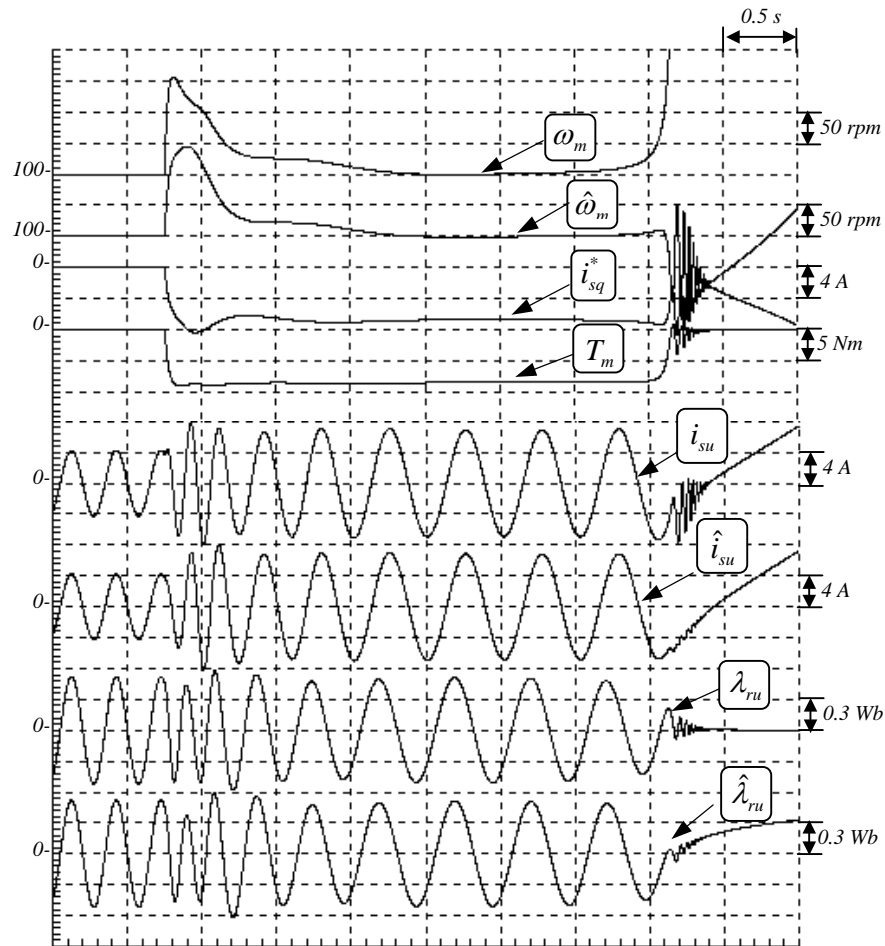
C. Schauder (1992) [6] ได้ใช้การประมาณระบบประมาณค่าความเร็วให้เป็นเชิงเส้นรอบๆจุดทำงานหนึ่งเช่นกัน และพิจารณาถึงเสถียรภาพของระบบประมาณจากตำแหน่งของศูนย์ของระบบที่ได้จากการประมาณ โดยมีข้อสรุปว่าระบบประมาณค่าความเร็วจะมีศูนย์ที่ไม่มีเสถียรภาพ ณ การทำงานที่ความถี่ต่ำในย่านการทำงานแบบมอเตอร์และทำให้ระบบจะมีปัญหาในเรื่องเสถียรภาพได้ แม้ว่าระบบที่นำเสนอโดย C. Schauder (1992) [6] ได้ใช้วิธีการประมาณค่าความเร็วด้วยวิธี MRAS ไม่ใช่ตัวสังเกตเติมอันดับแบบปรับตัวดังที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ แต่ผลการวิเคราะห์ที่ได้นี้ค่อนข้างขัดแย้งกับประสบการณ์จริงในทางปฏิบัติที่พบว่าระบบจะเกิดปัญหาเสถียรภาพในย่านการทำงานแบบคั่นพลังงานเท่านั้น ดังนั้นเราอาจจะพอสรุปได้ว่าวิธีการประมาณระบบให้เป็นเชิงเส้นนั้นนอกจากจะไม่สามารถอธิบายเสถียรภาพของระบบที่ทำงานในช่วงกว้างได้แล้ว ยังอาจทำให้ได้ผลที่ผิดพลาดได้ในบางกรณีเช่นกรณีของ C. Schauder (1992) [6] เป็นต้น

## 4) ทฤษฎี Singular Perturbation

H. Hofmann et al. (1998) [29] ได้ประยุกต์ใช้ทฤษฎี Singular Perturbation ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วด้วยตัวสังเกตเติมอันดับแบบปรับตัว โดยมีสมมติฐานที่ว่าสัญญาณผิดพลาดของตัวแปร

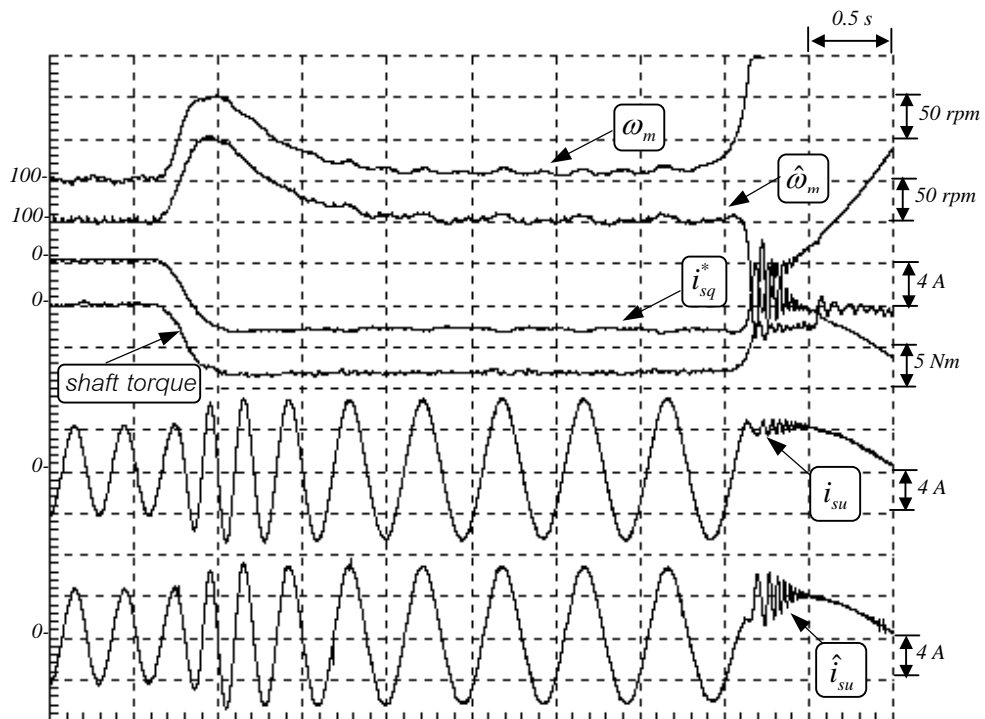
สถานะทางไฟฟ้า ( $\bar{e}_i, \bar{e}_\lambda$ ) มีผลตอบสนองที่ไวกว่าผลตอบสนองของสัญญาณผิดพลาดของค่าความเร็วโรเตอร์ ( $\Delta\omega_m$ ) และได้พิจารณาลักษณะทางพลวัตของค่าผิดพลาดของความเร็วโรเตอร์ โดยสมมติให้สัญญาณผิดพลาดทางไฟฟ้าต่างๆ ( $\bar{e}_i, \bar{e}_\lambda$ ) ได้เข้าสู่สถานะเกือบอยู่ตัว (quasi-steady state) แล้ว ผลการวิเคราะห์ด้วยวิธีนี้ได้ข้อสรุปว่า ระบบประมาณด้วยตัวสังเกตนี้จะขาดเสถียรภาพในย่านการทำงานแบบคั่นพลังงานเช่นกัน อย่างไรก็ตามข้อสรุปที่ได้ก็มิได้แสดงถึงเงื่อนไขของการขาดเสถียรภาพด้วยความสัมพันธ์ที่ชัดเจน

จากที่กล่าวมาทั้งหมดจะเห็นได้ว่าผลการวิเคราะห์เสถียรภาพบนแกนอ้างอิงโรเตอร์พลาซมาที่ได้นำเสนอในงานวิทยานิพนธ์นี้ค่อนข้างจะสอดคล้องและครอบคลุมผลจากการวิเคราะห์ด้วยวิธีการอื่นๆ และมีข้อจำกัดของการวิเคราะห์ที่น้อยกว่าวิธีการอื่นๆ นอกจากนี้เรายังได้เงื่อนไขเสถียรภาพที่ชัดเจน (สมการ (4.39)-(4.41)) ซึ่งทำให้เราสามารถคาดการณ์ล่วงหน้าได้ถึงพฤติกรรมของการขาดเสถียรภาพที่จะเกิดขึ้นได้



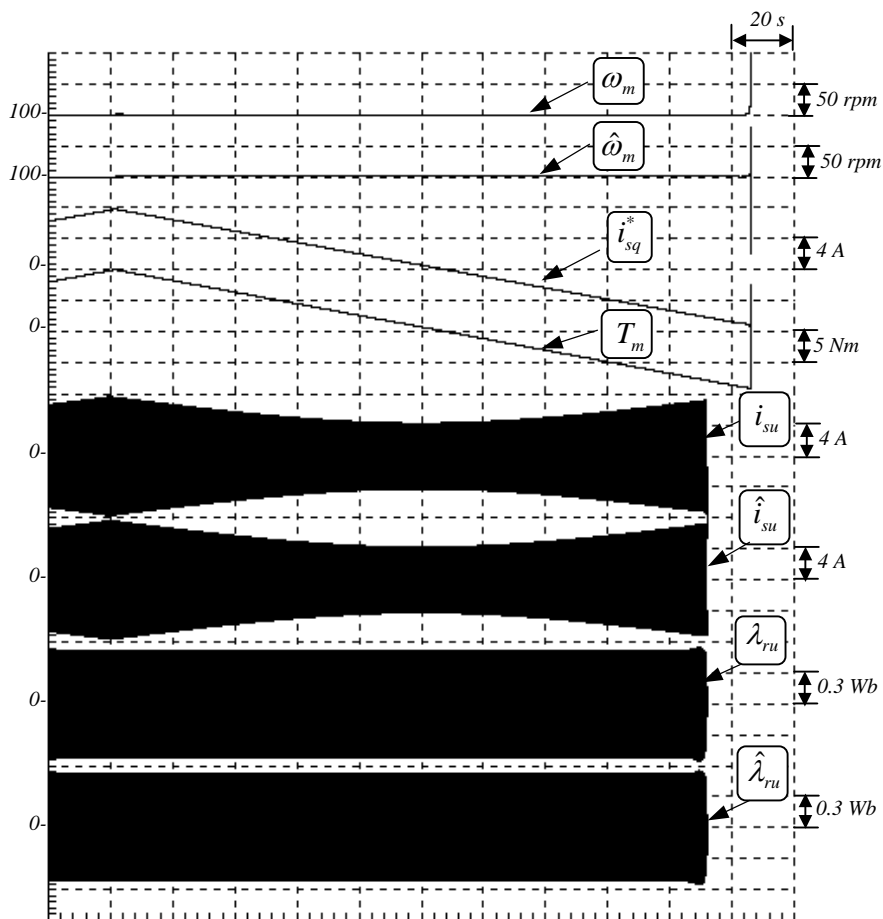
รูปที่ 4.6 ผลจำลองการทำงานในย่านคืนพลังงานของระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว

$$\text{ที่ } \omega_m^* = 100 \text{ rpm } T_L = -8.5 \text{ Nm } (H'_1 = H'_2 = 0)$$

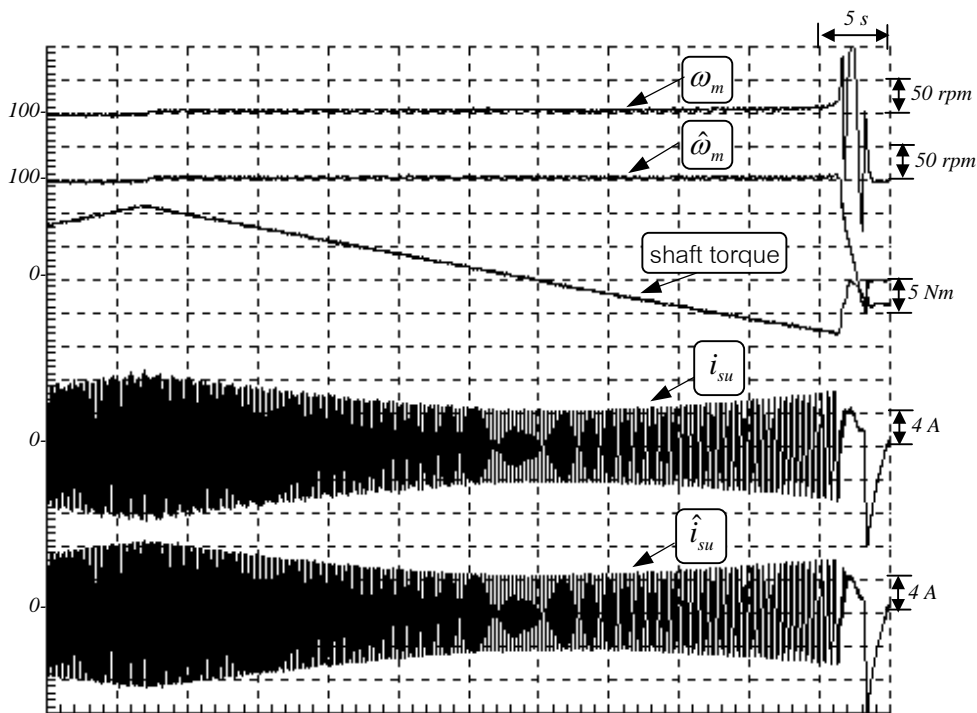


รูปที่ 4.7 ผลการทดลองในย่านคืนพลังงานของระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว

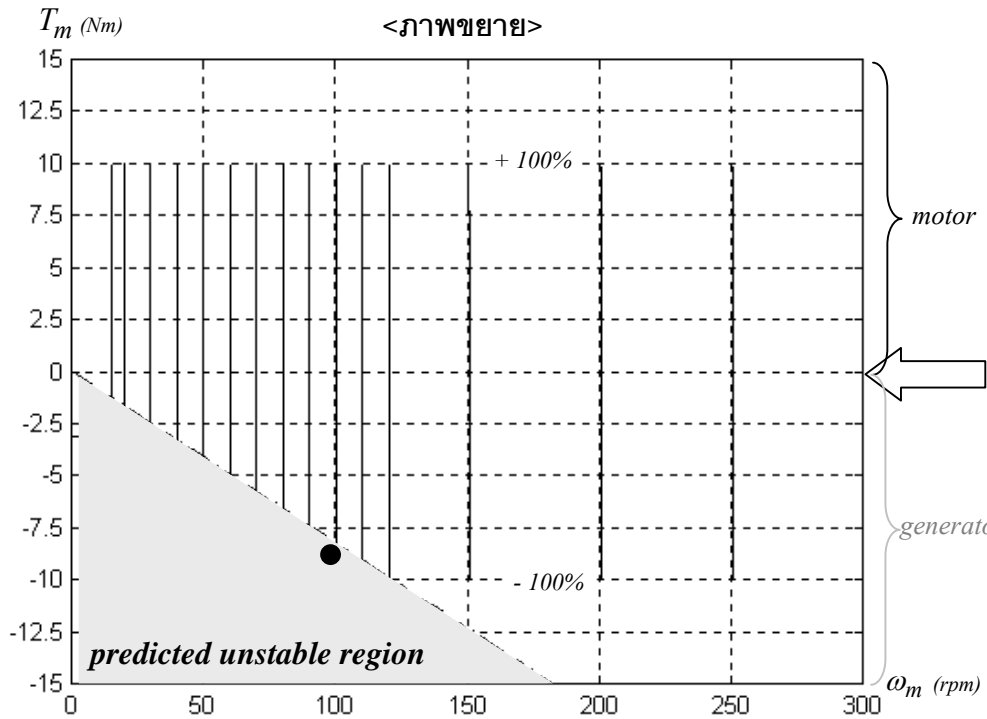
$$\text{ที่ } \omega_m^* = 100 \text{ rpm } T_L = -8.5 \text{ Nm } (H'_1 = H'_2 = 0)$$



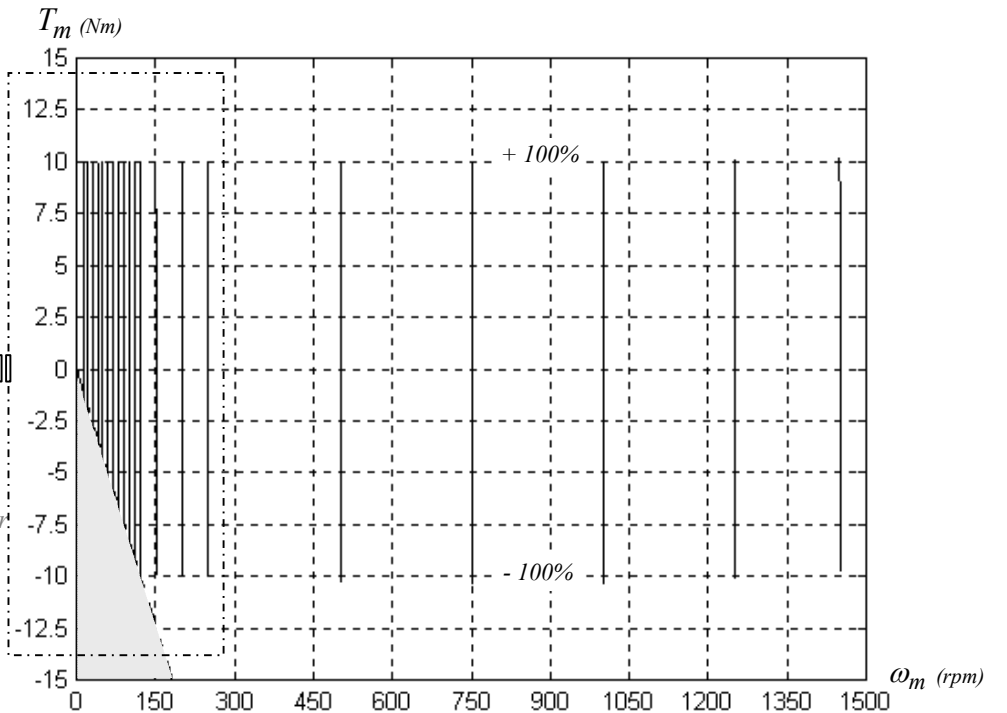
รูปที่ 4.8 ผลจำลองการทำงานของระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่  $\omega_m^* = 100$  rpm  
 และมีการแปรค่าโหลด  $T_L$  จาก +100% ถึง -100% ( $H_1' = H_2' = 0$ )



รูปที่ 4.9 ผลการทดลองของระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่  $\omega_m^* = 100$  rpm  
 และมีการแปรค่าโหลด  $T_L$  จาก +100% ถึง -100% ( $H_1' = H_2' = 0$ )



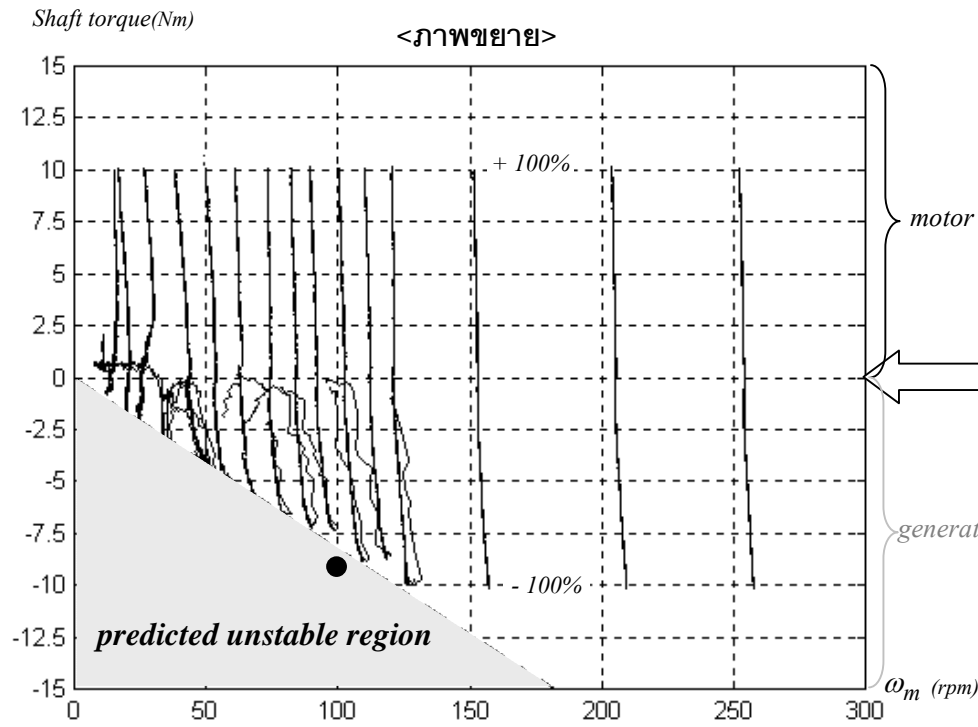
(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ



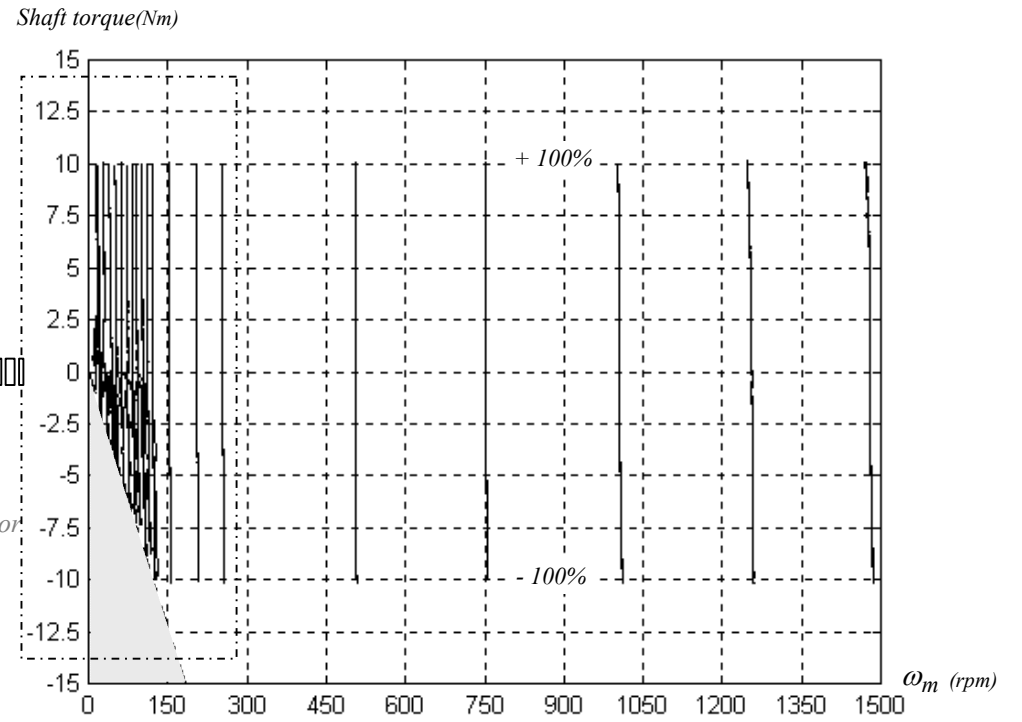
(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

รูปที่ 4.10 ลักษณะสมบัติของความเร็วและแรงบิดของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ได้จากการจำลองการทำงาน ( $H'_1 = H'_2 = 0$ )



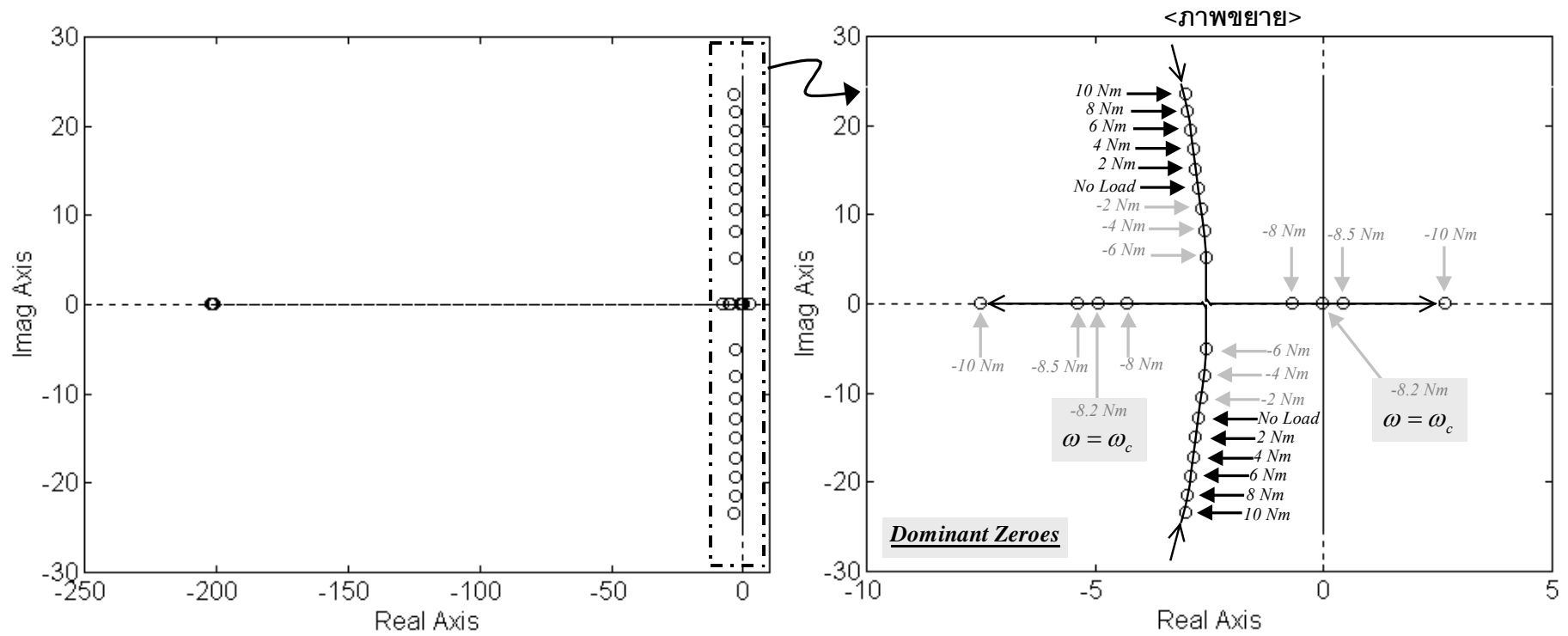


(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

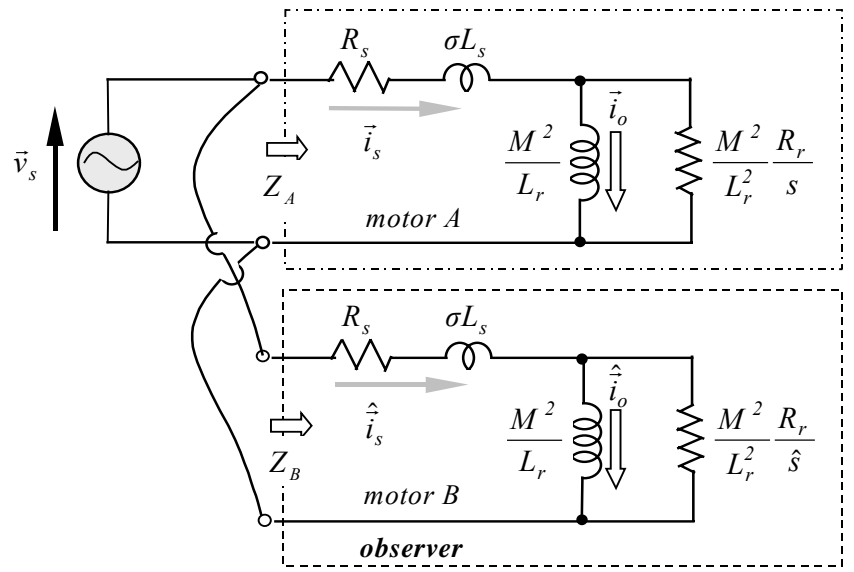


(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

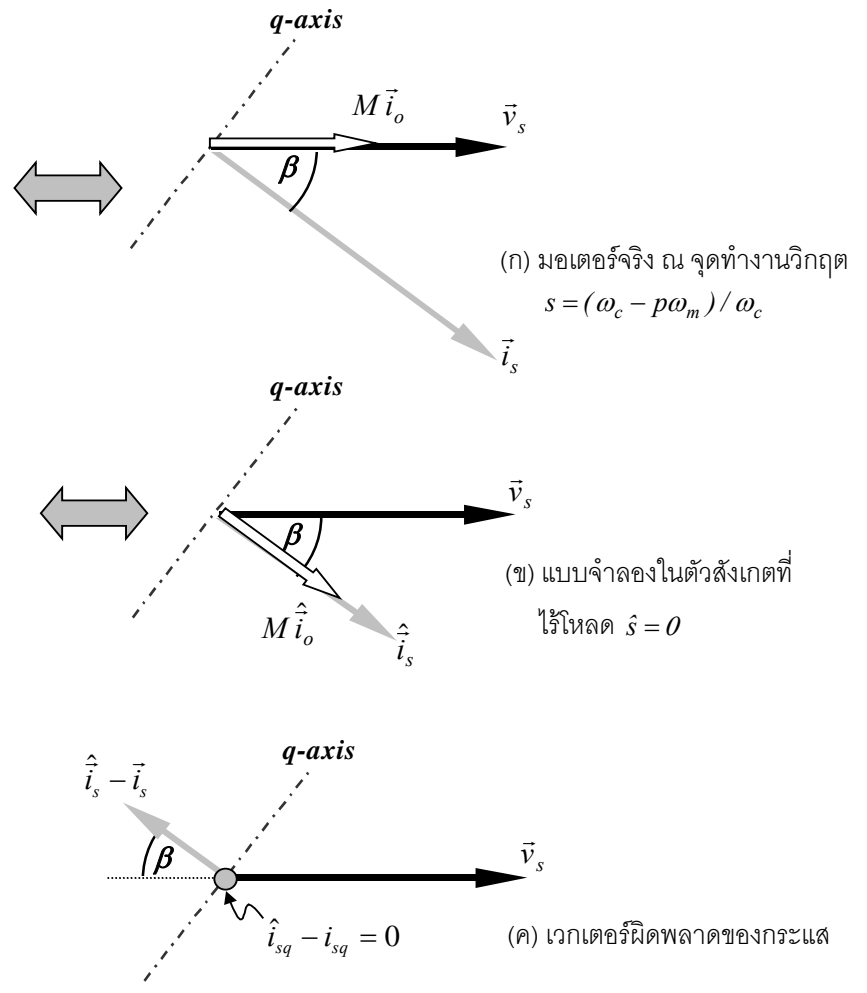
รูปที่ 4.11 ลักษณะสมบัติของความเร็วและแรงบิดของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ได้จากผลการทดลอง ( $H'_1 = H'_2 = 0$ )



รูปที่ 4.12 ตำแหน่งของศูนย์ของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  ที่ความเร็ว 100 rpm ที่ค่าโหลดต่างๆทั้งในย่านการทำงานแบบมอเตอร์และเจนเนอเรเตอร์ ( $H'_1 = H'_2 = 0$ )



รูปที่ 4.13 วงจรสมมูลของมอเตอร์จริงและของแบบจำลองอ้างอิงในตัวสังเกต



รูปที่ 4.14 เวกเตอร์ไดอะแกรมที่จุดทำงานวิกฤต ( $\omega = \omega_c$ )

## การออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับสำหรับตัวสังเกตแบบปรับตัว

การออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตแบบปรับตัวสำหรับระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วนี้ โดยส่วนใหญ่ผู้วิจัยยังคงยึดถือวิธีการออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตที่ประยุกต์ใช้ในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้เซนเซอร์วัดความเร็ว ซึ่งเราสามารถจำแนกคร่าวๆ ออกเป็นสองแนวทาง แนวทางแรกจะออกแบบค่าอัตราขยายโดยอาศัยหลักการที่จะวางตัวของตัวสังเกตให้อยู่ไกลออกไปทางด้านซ้ายมือของระนาบเชิงซ้อน เพื่อเพิ่มอัตราการลู่เข้าของการประมาณให้เร็วยิ่งขึ้น ดังเช่น H. Kobayashi et al. (1988) [39] ได้นำเสนอการพัฒนาาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ประยุกต์ใช้ตัวสังเกตแบบเต็มอันดับในการประมาณค่ากระแสและฟลักซ์ โดยได้ใช้อัตราขยายที่ทำให้ส่วนของตัวสังเกตมีค่าเป็นจำนวนเท่าของส่วนของมอเตอร์เดิม H. Kubota et al. (1993) [22] และ G. Yang et al. (1993) [23] ได้อาศัยวิธีการนี้เช่นกันในการออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวสำหรับระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว ในขณะที่ J. Maes et al. (2000) [28] ได้ดัดแปลงแนวคิดดังกล่าวนี้ โดยได้กำหนดค่าอัตราขยายป้อนกลับเพื่อให้ส่วนจริงของส่วนของตัวสังเกตมีค่าเป็นจำนวนเท่าของส่วนจริงของส่วนของมอเตอร์ โดยที่ส่วนจินตภาพยังคงเดิม G. C. Verghese et al. (1988) [30] นำเสนอการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับสำหรับตัวสังเกตเต็มอันดับที่ประยุกต์ใช้ในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้เซนเซอร์ความเร็ว โดยจะออกแบบอัตราขยายเพื่อให้ส่วนของตัวสังเกตมีค่าเป็นจำนวนเท่าของค่าเจาะจงของสมการทางด้านโรเตอร์ นอกจากวิธีการข้างต้นแล้ว เรายังมีแนวทางการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับอีกวิธีหนึ่งโดยคำนึงถึงคุณสมบัติความคงทน (Robustness) ของตัวสังเกต ยกตัวอย่างเช่น P. L. Jansen et al. (1994) [40] ได้เสนอแนวคิดในการออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับสำหรับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ เพื่อลดทอนความไวของตัวสังเกตต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ โดยค่าอัตราขยายป้อนกลับที่ใช้จะแปรเปลี่ยนไปตามความถี่ของจุดทำงาน และ L. Harnfors (1998) [31] ได้อาศัยแนวคิดดังกล่าวกับในการออกแบบตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวสำหรับระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

แม้ว่าแนวคิดในการออกแบบค่าอัตราขยายข้างต้นจะสามารถปรับปรุงลักษณะสมบัติของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ให้ดีขึ้นได้ แต่ก็ไม่มีผู้วิจัยใดพิจารณาการออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับจากมุมมองด้านเสถียรภาพของการประมาณค่าความเร็วด้วยตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว จากผลการวิเคราะห์ที่ได้นำเสนอในบทที่ 4 ที่เราพบว่างานการทำงานที่ขาดเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วจะมีความสัมพันธ์กับค่าอัตราขยายป้อนกลับ ดังนั้นในการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับสำหรับตัวสังเกตแบบปรับตัวสำหรับระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว นั้น สิ่งที่จะต้องคำนึงถึงเป็นอันดับแรกก็คือเสถียรภาพในการประมาณ ไม่ใช่ความเร็วในการตอบสนองหรือความคงทนของตัวสังเกตดังที่งานวิจัยในอดีตเน้น คุณสมบัตินี้ควรจะพิจารณาในลำดับถัดมา หลังจากที่เราตรวจสอบความมีเสถียรภาพของระบบเป็นที่เรียบร้อยแล้ว

ถึงแม้ว่า H. Sugimoto (2000) [24] จะได้นำเสนอถึงการใช้อัตราขยายป้อนกลับเพื่อปรับปรุงเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว แต่เนื่องจากว่าผลการวิเคราะห์เสถียรภาพใน [24] มิได้แสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างขอบเขตการทำงานที่ขาดเสถียรภาพกับอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตในเชิงสมการอย่างชัดเจน เป็นเหตุให้ค่าอัตราขยายถูกออกแบบโดยการลองผิดลองถูก ยังผลให้ค่าอัตราขยายที่ได้ค่อนข้างซับซ้อนและยุ่งยากในการนำไปประยุกต์ใช้จริงในทางปฏิบัติ

ในบทนี้เราจะนำเสนอการออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับ โดยจะนำเงื่อนไขของควมมีเสถียรภาพที่ได้นำเสนอในสมการ (4.39)-(4.41) มาใช้เป็นแนวทางในการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกต เพื่อให้ระบบประมาณมีเสถียรภาพตลอดทั้งย่านการทำงาน และเราจะพิสูจน์ถึงควมมีเสถียรภาพของระบบประมาณที่ใช้อัตราขยายป้อนกลับที่นำเสนอดโดยอาศัยวิธีของ Lyapunov และในลำดับสุดท้ายจะเปรียบเทียบกับวิธีการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับในงานวิจัยอื่นๆ

## 5.1 วิธีการออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับ

การใช้อัตราขยายป้อนกลับ  $H'_1, H'_2$  ของตัวสังเกตที่ไม่เท่ากับศูนย์จะเปรียบเสมือนการปรับเปลี่ยนลักษณะสมบัติทางพลวัตของแบบจำลองมอเตอร์ที่ใช้ ซึ่งทำให้เสถียรภาพของระบบประมาณเปลี่ยนแปลงไป ในที่นี้เราจะใช้เงื่อนไขเสถียรภาพของระบบประมาณ (สมการ (4.39)-(4.41)) เป็นแนวทางในการออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับ เพื่อปรับปรุงเสถียรภาพของระบบประมาณให้ดีขึ้น

### 5.1.1 อัตราขยายป้อนกลับกับเสถียรภาพของระบบประมาณ

เนื่องจากตำแหน่งของขั้วของตัวสังเกตนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าอัตราขยายป้อนกลับด้วยเช่นกัน ดังนั้นในการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับเพื่อปรับปรุงเสถียรภาพของระบบประมาณ เราจำเป็นต้องตรวจสอบว่าอัตราขยายป้อนกลับนี้สอดคล้องกับเงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอสำหรับขั้วที่มีเสถียรภาพของตัวสังเกต (สมการ (4.37)-(4.38)) หรือไม่

เราสามารถออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับแบบใหม่ได้ดังแสดงในสมการ (5.1)-(5.2) โดยอัตราขยายนี้จะสอดคล้องทั้งเงื่อนไขควมมีเสถียรภาพของขั้วของตัวสังเกต (สมการ (4.37)-(4.38)) และเงื่อนไขควมมีเสถียรภาพของระบบประมาณ (สมการ (4.33)-(4.35))

$$H'_1 = - \left[ \frac{R_s}{\sigma L_s} + (1 - \sigma) \frac{R_r}{\sigma L_r} \right] \cdot I + k \left[ \frac{R_r}{L_r} \cdot I + p \omega_m \cdot J \right] \quad (5.1)$$

$$H'_2 = M \frac{R_r}{L_r} \cdot I \quad ; \quad k > 0 \quad (5.2)$$

อัตราขยายข้างต้นนี้ได้มาจากการดัดแปลงค่าอัตราขยายป้อนกลับสำหรับตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวที่ใช้กับระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วชนิดควบคุมกระแสที่นำเสนอโดย C. Nitayotan et al. 2001 [42]

### 5.1.2 การพิสูจน์เสถียรภาพของระบบประมาณด้วยวิธีของ Lyapunov

สำหรับในหัวข้อนี้เราจะพิสูจน์ควมมีเสถียรภาพของระบบประมาณที่ใช้อัตราขยายป้อนกลับในสมการ (5.1) และ (5.2) โดยอาศัยวิธีของ Lyapunov เราไม่สามารถใช้ทฤษฎี Hyperstability ยืนยันถึงควมมีเสถียรภาพในกรณีนี้ได้ ด้วยเหตุผลที่แสดงในภาคผนวก จ

โดยการแทนอัตราขยายป้อนกลับจากสมการ (5.1) และ (5.2) ลงในสมการ (4.1) และ (4.2) เราสามารถเขียนสมการค่าผิดพลาดในการประมาณได้ใหม่ดังนี้

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{e}_i \\ \bar{e}_\lambda \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -k(R_r/L_r \cdot I + p\omega_m \cdot J) & -1/\varepsilon(-R_r/L_r \cdot I + p\omega_m \cdot J) \\ 0 & -R_r/L_r \cdot I + p\omega_m \cdot J \end{bmatrix}}_{A_H} \begin{bmatrix} \bar{e}_i \\ \bar{e}_\lambda \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\Delta\omega_m pM/\varepsilon \cdot J \\ 0 & \Delta\omega_m p \cdot J \end{bmatrix}}_{\Delta A} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{i}_o \end{bmatrix}$$

$$\frac{d\bar{e}}{dt} = A_H \bar{e} + \Delta A \hat{x} \quad (5.3)$$

ในกรณีที่เรากำลังพิจารณาให้ความเร็วจริงของโรเตอร์มีค่าคงที่ ( $d\omega_m/dt = 0$ ) เราสามารถเขียนระบบประมาณค่าความเร็วในสมการ (3.7) ได้ใหม่เป็น

$$\frac{d\Delta\omega_m}{dt} = \frac{d\hat{\omega}_m}{dt} = K_I (JpM \hat{i}_o)^T \bar{e}_i + \frac{d}{dt} \left[ K_P (JpM \hat{i}_o)^T \bar{e}_i \right] ; \quad K_P, K_I > 0 \quad (5.4)$$

เราจะให้ฟังก์ชัน Lyapunov ( $V$ ) มีค่าเป็น

$$V = \bar{e}^T P \bar{e} + \frac{1}{K_I} \xi^2 \quad (5.5)$$

โดยที่

$$\xi = \Delta\omega_m - K_P (JpM \hat{i}_o)^T \bar{e}_i \quad (5.6)$$

และจากภาคผนวก ข เราเลือกให้

$$P = \frac{1}{k} \begin{bmatrix} (k+1)\varepsilon \cdot I & I \\ I & \frac{1}{\varepsilon} \cdot I \end{bmatrix} > 0 \quad (5.7)$$

เราสามารถหาอนุพันธ์ของฟังก์ชัน Lyapunov ( $V$ ) ในสมการ (5.5) ได้เป็น

$$\frac{dV}{dt} = \bar{e}^T (A_H^T P + P A_H) \bar{e} + \hat{x}^T \Delta A^T P \bar{e} + \bar{e}^T P \Delta A \hat{x} + \frac{2}{K_I} \xi \frac{d\xi}{dt} \quad (5.8)$$

จากสมการ (5.3) เราจะได้ว่า

$$\hat{x}^T \Delta A^T P \bar{e} + \bar{e}^T P \Delta A \hat{x} = -2\Delta\omega_m (JpM \hat{i}_o)^T \bar{e}_i \quad (5.9)$$

และจากสมการ (5.4) และ (5.6) เราจะได้

$$\frac{d\zeta}{dt} = K_I (JpM\hat{i}_o)^T \bar{e}_i \quad (5.10)$$

จากสมการ (5.9) และ (5.10) เราสามารถเขียนสมการ (5.8) ได้ใหม่เป็น

$$\frac{dV}{dt} = \bar{e}^T (A_H^T P + PA_H) \bar{e} - 2K_p \left[ (JpM\hat{i}_o)^T \bar{e}_i \right]^2 \quad (5.11)$$

จากสมการ (5.11) ระบบประมาณจะมีเสถียรภาพแบบลู่เข้า (asymptotically stable) ถ้าเมตริกซ์  $A_H^T P + PA_H$  มีคุณสมบัติ Negative Definite แต่เนื่องจาก

$$A_H^T P + PA_H = \begin{bmatrix} -2\frac{R_r}{L_r} \varepsilon(k+1) \cdot I & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \leq 0 \quad (5.12)$$

ดังนั้นจากสมการ (5.12) เมตริกซ์  $A_H^T P + PA_H$  มีคุณสมบัติเป็นเพียง Semi-Negative Definite ซึ่งเราจะได้ว่า

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \bar{e}^T (A_H^T P + PA_H) \bar{e} - 2K_p \left[ (JpM\hat{i}_o)^T \bar{e}_i \right]^2 \\ &= -2\frac{R_r}{L_r} \varepsilon(k+1) \|\bar{e}_i\|^2 - 2K_p \left[ (JpM\hat{i}_o)^T \bar{e}_i \right]^2 \leq 0 \end{aligned} \quad (5.13)$$

ถึงแม้ว่าผลที่ได้ในสมการ (5.15) จะแสดงให้เห็นว่าระบบจะมีเสถียรภาพเพราะ  $dV/dt \leq 0$  แต่เราไม่สามารถยืนยันได้ว่า  $V \rightarrow 0$  กล่าวคือเราบอกไม่ได้ว่าได้ว่าระบบประมาณจะมีเสถียรภาพแบบลู่เข้า ( $\Delta\omega_m \rightarrow 0$ ,  $\bar{e}_i \rightarrow 0$  และ  $\bar{e}_\lambda \rightarrow 0$ )

อย่างไรก็ดี เราสามารถประยุกต์ใช้ทฤษฎีบทของ Lyapunov ที่จะกล่าวถัดไป เพื่อพิสูจน์ให้เห็นว่าตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวที่มีการป้อนกลับด้วยค่าอัตราขยายในสมการ (5.1)-(5.2) มีเสถียรภาพแบบลู่เข้า ยกเว้นที่ความถี่ของจุดทำงานเท่ากับศูนย์ ( $\omega_o = 0$ )

**ทฤษฎีบทของ Lyapunov [43] :**

กำหนดให้ฟังก์ชัน  $V(x)$  มีคุณสมบัติ Positive Definite และ  $dV/dt < 0$  สำหรับตัวแปรสถานะ  $x \notin N$  และ  $dV/dt \leq 0$  สำหรับ  $x \in N$  ถ้าไม่มีเส้นโคจร (entire trajectories) ใดๆของตัวแปรสถานะ  $x$  ยกเว้นจุดกำเนิด  $O$  รวมอยู่ในเซต  $N$  แล้ว จุดกำเนิด  $O$  จะมีเสถียรภาพแบบลู่เข้า

จุดกำเนิด  $O$  ในกรณีนี้ก็คือจุดที่  $\Delta\omega_m = 0$ ,  $\bar{e}_i = 0$  และ  $\bar{e}_\lambda = 0$  เมื่อพิจารณาสมการ (5.12)-(5.13) เราจะเห็นได้ว่า  $dV/dt = 0$  ก็ต่อเมื่อ  $\bar{e}_i = 0$  หรือ

$$\vec{e} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vec{e}_\lambda \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

ดังนั้นเราสามารถนิยามเซต  $N$  ได้ดังสมการ (5.15)

$$N \square \{\vec{e}/\vec{e}_\lambda = 0\} \quad (5.15)$$

จากสมการค่าผิดพลาด (5.3) เมื่อ  $\vec{e} \in N$  จะได้  $\vec{e}_i = 0$  และ  $d\vec{e}_i/dt = 0$  ซึ่งเมื่อแทนลงในสมการค่าผิดพลาดของกระแสเตเตอร์ (สมการ (5.3)) จะได้ว่า

$$0 = -1/\varepsilon (-R_r/L_r \cdot I + p\omega_m \cdot J)\vec{e}_\lambda - \Delta\omega_m p/\varepsilon \hat{J}i_o \quad (5.16)$$

แทนความสัมพันธ์ในสมการ (5.16) ลงในสมการค่าผิดพลาดของกระแสกระตุ้นในสมการ (5.3) ทำให้เราได้

$$\frac{d\vec{e}_\lambda}{dt} = (-R_r/L_r \cdot I + p\omega_m \cdot J)\vec{e}_\lambda + \Delta\omega_m p \hat{J}i_o = 0 \quad (5.17)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการ (5.17) เราจึงสรุปได้ว่าในกรณีที่  $\vec{e} \in N$  เราจะได้  $d\vec{e}_\lambda/dt = 0$  ซึ่งหมายความว่า  $\vec{e}_\lambda$  จะเป็นเวกเตอร์ที่มีค่าคงที่ (ทั้งขนาดและทิศทาง)

ในกรณีที่ความถี่ทำงาน  $\omega_o \neq 0$  เวกเตอร์กระแสกระตุ้นประมาณ  $\hat{i}_o$  จะเป็นเวกเตอร์ที่หมุนไปด้วยความเร็ว  $\omega_o$  ดังนั้นสมการที่ (5.17) จะเป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อ  $\vec{e}_\lambda = 0$  และ  $\Delta\omega_m = 0$  เท่านั้น และเราจะได้ว่าเส้นโคจรของตัวแปรสถานะที่รวมอยู่ในเซต  $N$  คือ  $\{(\vec{e}_i, \vec{e}_\lambda, \Delta\omega_m) = (0, 0, 0)\}$  เท่านั้น ดังนั้นจากทฤษฎีบทของ Lyapunov ข้างต้น เราจึงสรุปได้ว่าระบบประมาณจะมีเสถียรภาพแบบลู่อเข้าที่ความถี่ทำงาน  $\omega_o \neq 0$  สำหรับในกรณีที่ความถี่ทำงาน  $\omega_o = 0$  (DC Excitation) เวกเตอร์ประมาณ  $\hat{i}_o$  ก็จะเป็นเวกเตอร์ที่มีค่าคงที่ ทำให้สมการ (5.17) เป็นจริงได้ แม้ว่า  $\vec{e}_\lambda \neq 0$  และ  $\Delta\omega_m \neq 0$  ดังนั้นเราจึงไม่สามารถยืนยันได้ว่าระบบจะมีเสถียรภาพแบบลู่อเข้าที่ความถี่ทำงานเท่ากับศูนย์ อย่างไรก็ตามที่จุดทำงานนี้ระบบก็ไม่สอดคล้องตามเงื่อนไข PE ด้วยดังแสดงในหัวข้อ 4.3

กล่าวโดยสรุปแล้ว เราสามารถยืนยันถึงความมีเสถียรภาพแบบลู่อเข้าของระบบประมาณที่ใช้อัตราขยายในสมการ (5.1)-(5.2) ได้ด้วยวิธีของ Lyapunov ยกเว้นที่จุดทำงานที่ความถี่เท่ากับศูนย์ ( $\omega_o = 0$ ) เท่านั้น

### 5.1.3 อัตราขยายป้อนกลับกับลักษณะสมบัติของตัวสังเกต

รูปที่ 5.1 แสดงถึงตำแหน่งของศูนย์ของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  ที่ความเร็ว 100 rpm ทั้งในย่านการทำงานแบบมอเตอร์และคีนพลังงาน ในกรณีที่มีการใช้อัตราขยายป้อนกลับตามสมการ (5.1)-(5.2) โดยการเปรียบเทียบกับรูปที่ 4.11 จะเห็นได้ว่ากรณีที่ใช้อัตราขยายป้อนกลับตามสมการ (5.1)-(5.2) ในรูป 5.1 จะไม่มีศูนย์ที่ไม่เสถียรตลอดทั้งในย่านการทำงานแบบมอเตอร์และคีนพลังงาน ซึ่งยืนยันให้เห็นถึงความถูกต้องของค่าอัตราขยายในสมการ (5.1)-(5.2)



จากการแทนค่าอัตราขยาย  $H'_2$  ในสมการ (5.2) ลงในสมการโรเตอร์ของตัวสังเกดเต็มอันดับบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ (สมการ (3.5)) เราสามารถเขียนสมการโรเตอร์ใหม่เป็น

สมการโรเตอร์ของตัวสังเกดบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วย  $H'_2$ :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{o\alpha} \\ \hat{i}_{o\beta} \end{bmatrix} = \left( -\frac{R_r}{L_r} I + p\omega_m J \right) \begin{bmatrix} \hat{i}_{o\alpha} \\ \hat{i}_{o\beta} \end{bmatrix} + \frac{R_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

ในทำนองเดียวกันสมการโรเตอร์ของตัวสังเกดเต็มอันดับบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ (สมการ (3.10)-(3.11)) ก็เขียนใหม่ได้ดังสมการ (5.19)-(5.20)

สมการโรเตอร์ของตัวสังเกดบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วย  $H'_2$ :

$$\frac{d\hat{i}_o}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \hat{i}_o + \frac{R_r}{L_r} i_{sd} \quad (5.19)$$

$$\frac{d\hat{\theta}_o}{dt} = \omega_o = p\hat{\omega}_m + \hat{\omega}_s = p\hat{\omega}_m + \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{i_o} \quad (5.20)$$

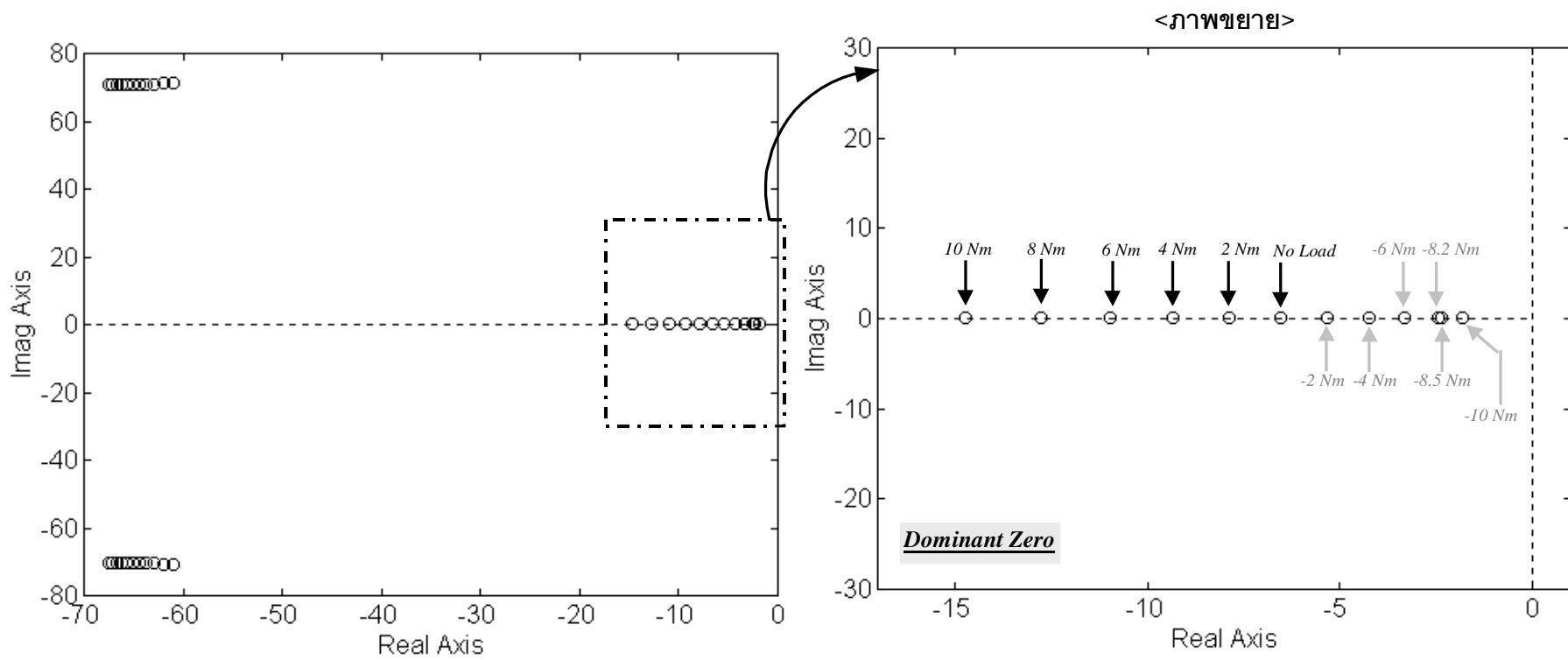
สมการ (5.18)-(5.20) แสดงให้เห็นว่าพฤติกรรมของตัวสังเกดเมื่อมีการป้อนกลับด้วย  $H'_2$  ในสมการ (5.2) จะเปลี่ยนจากเดิมที่ใช้กระแสประมาณ ( $\hat{i}_s$ ) มาเป็นการใช้กระแสจริงของมอเตอร์ ( $\vec{i}_s$ ) ในการประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์ ( $M\hat{i}_o$ )

การใช้อัตราขยายป้อนกลับจะทำให้ขั้วของตัวสังเกดเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม ซึ่งเราสามารถคำนวณตำแหน่งของขั้วของตัวสังเกดในกรณีที่ใช้อัตราขยายป้อนกลับได้โดยการแทนอัตราขยายป้อนกลับในสมการ (5.1)-(5.2) ลงในฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  ในสมการ (4.5) เราจะได้ว่า

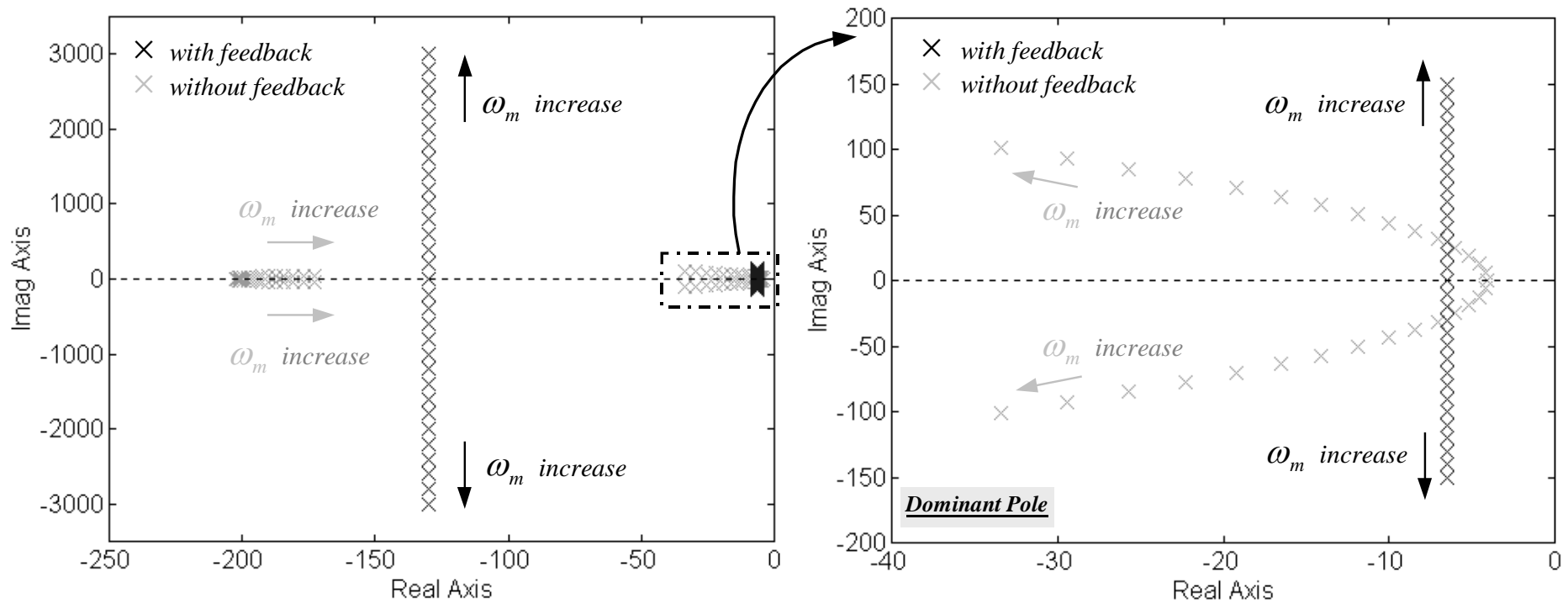
$$G(s) = \frac{s}{\mathcal{E}} [(s + R_r/L_r)I - p\omega_m J]^{-1} [(s + kR_r/L_r)I + k p\omega_m J]^{-1} \quad (5.21)$$

ตำแหน่งของขั้วของตัวสังเกดในกรณีที่มีการป้อนกลับนี้จะอยู่ที่  $-(R_r/L_r \mp j p\omega_m)$  และ  $-k(R_r/L_r \pm j p\omega_m)$  รูปที่ 5.2 แสดงถึงตำแหน่งขั้วเด่นของตัวสังเกดที่ค่าความเร็วต่างๆ โดยเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่มีและไม่มีป้อนกลับ จะเห็นได้ว่าในกรณีที่มีการป้อนกลับส่วนจริงของขั้วเด่นจะคงค่าอยู่ที่  $-R_r/L_r$  ในขณะที่ส่วนจินตภาพของขั้วจะแปรค่าตามความเร็ว  $p\omega_m$  สำหรับในกรณีที่ไม่มีการป้อนกลับ ทางเดินรากของคู่สังยุคของขั้วเด่นจะเคลื่อนที่ไปทางซ้ายตามความเร็วที่เพิ่มขึ้น ซึ่งหมายความว่าอัตราการลู่เข้าของกรณีที่ไม่มีการป้อนกลับนี้จะสูงขึ้นตามค่าความเร็วที่เพิ่มขึ้น

อย่างไรก็ตามค่าอัตราขยายป้อนกลับในสมการ (5.1) จะมีปัญหาในการใช้งานจริงในทางปฏิบัติ เพราะว่าเราต้องทราบข้อมูลของค่าความเร็วจริงของโรเตอร์  $\omega_m$  แต่เนื่องจากโดยทั่วไปค่าความเร็วโรเตอร์ประมาณ  $\hat{\omega}_m$  สามารถที่จะติดตามค่าความเร็วจริง  $\omega_m$  ได้อย่างใกล้เคียงกันแม้ในสภาวะเร่งหรือลดความเร็ว ดังนั้นในทางปฏิบัติเราสามารถประมาณสมการ (5.1) ด้วยสมการ (5.22)



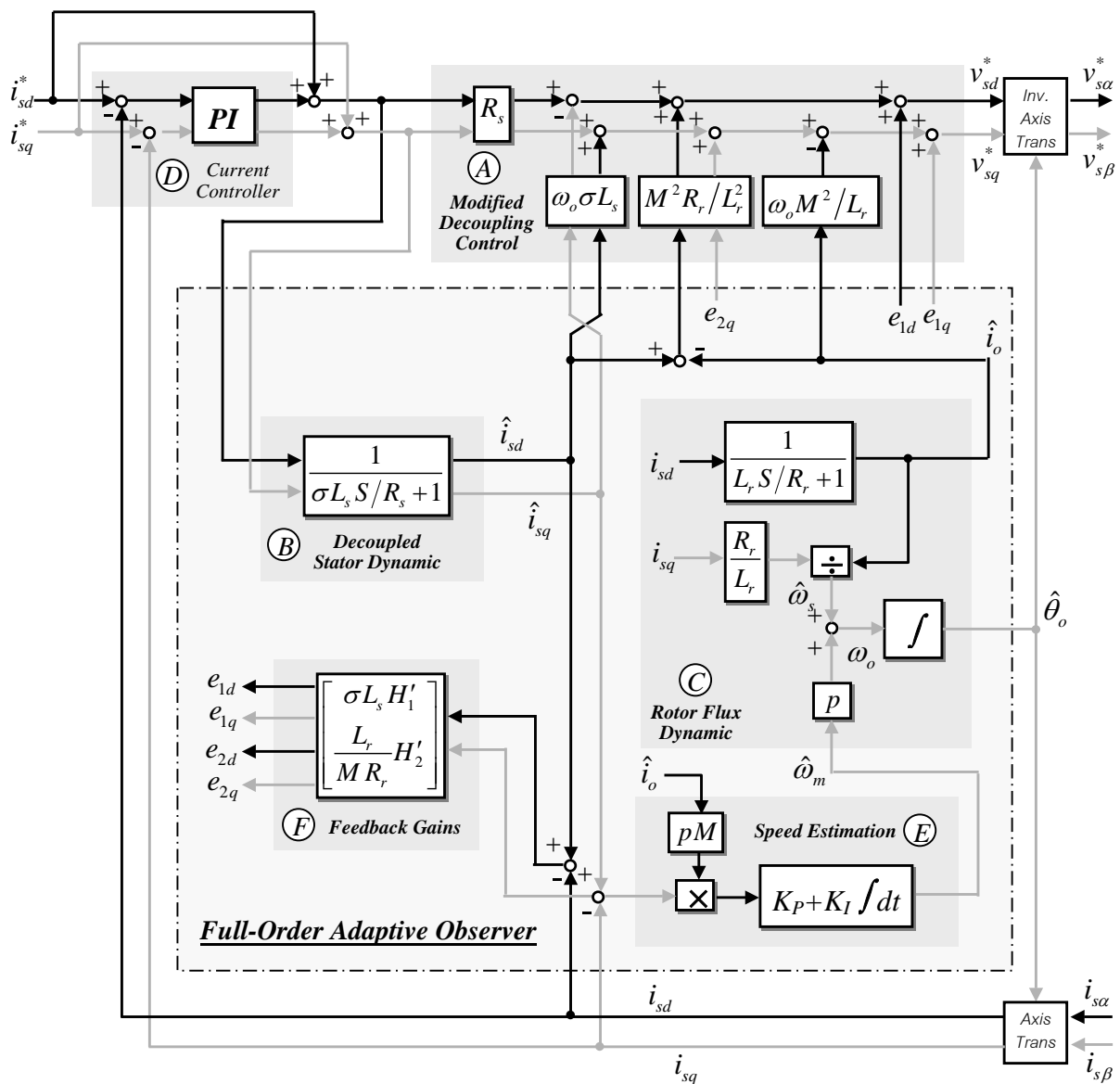
รูปที่ 5.1 ตำแหน่งของศูนย์ของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  ที่ความเร็ว 100 rpm ทั้งในย่านการทำงานแบบมอเตอร์และคืนพลังงานในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วย  $H'_1, H'_2$



รูปที่ 5.2 ทางเดินรากของขั้วเด่นของตัวสังเกตที่ค่าความเร็วต่างๆ

$$H'_1 = - \left[ \frac{R_s}{\sigma L_s} + (1-\sigma) \frac{R_r}{\sigma L_r} \right] \cdot I + k \left[ \frac{R_r}{L_r} \cdot I + p \hat{\omega}_m \cdot J \right] \quad (5.22)$$

รูปที่ 5.3 แสดงถึงโครงสร้างของตัวควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วในกรณีที่เรานำค่าอัตราขยายป้อนกลับในสมการ (5.2) และ (5.22) จะเห็นได้ว่าโครงสร้างหลักของตัวควบคุมยังคงเหมือนกับในรูป 3.9 จะแตกต่างกันแต่เพียงในบริเวณ C (สมการพลวัตของโรเตอร์ฟลักซ์) ที่เรานำค่ากระแสจริงของมอเตอร์ ( $i_{sd}, i_{sq}$ ) ในการประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์ ซึ่งเป็นผลมาจากการนำค่าอัตราขยายป้อนกลับ  $H'_2$  ในสมการ (5.2)



รูปที่ 5.3 ระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่มีการนำอัตราขยายป้อนกลับ ( $H'_1, H'_2$ ) ที่ได้ออกแบบ

### 5.1.4 ผลจำลองการทำงานและผลการทดลอง

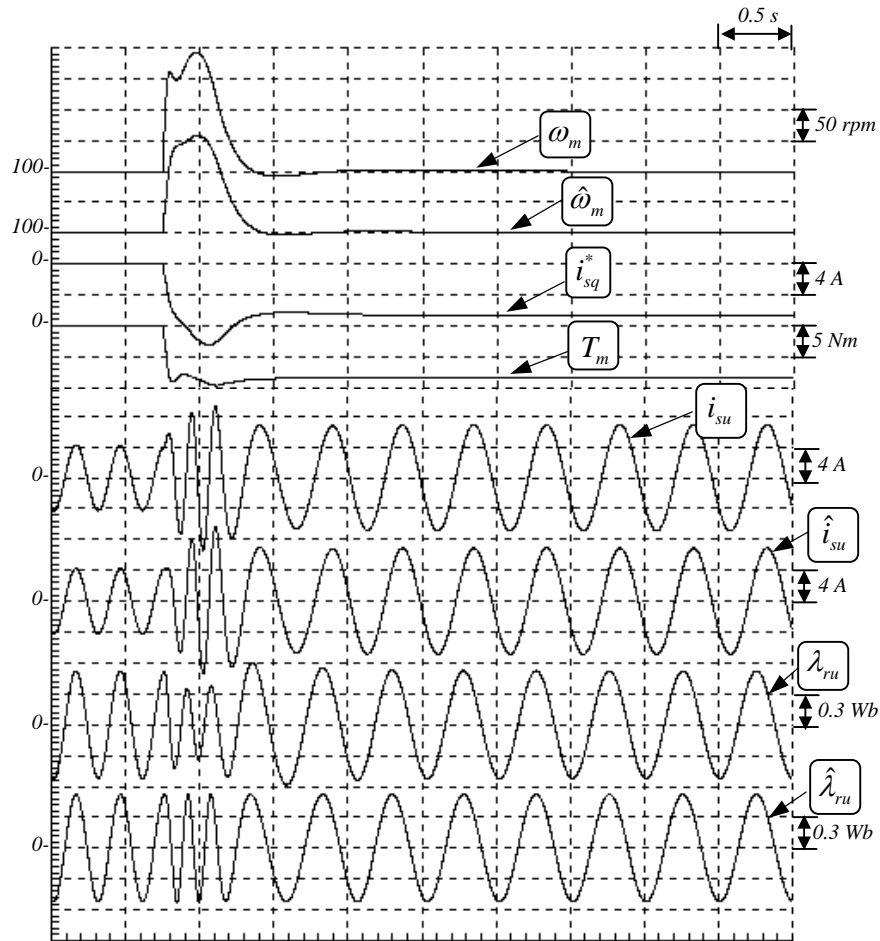
ผลจำลองการทำงานและผลการทดลองในย่านคื่นพลังงานที่แสดงในรูปที่ 5.4 และ 5.5 แสดงให้เห็นถึงผลการปรับปรุงเสถียรภาพด้วยอัตราขยายป้อนกลับ โดยมีเงื่อนไขในการทำงานเดียวกันกับผลการทำงานในรูปที่ 4.5 และ 4.6 ซึ่งเป็นกรณีที่ไมมีการป้อนกลับ จะเห็นได้จากรูปที่ 5.4 และ 5.5 ว่าระบบจะทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพโดยสามารถประมาณค่าความเร็วและโรเตอร์พลาซที่ได้อย่างถูกต้อง ในทำนองเดียวกัน รูปที่ 5.6 และ 5.7 แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของการใช้อัตราขยายป้อนกลับที่นำเสนอเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ย่านความเร็วต่ำ 100 rpm และมีการแปรค่าโหลดอย่างต่อเนื่องทั้งในทิศทางบวกและลบ โดยการเปรียบเทียบกับรูปที่ 4.7 และ 4.8 ซึ่งเป็นกรณีที่ไมมีการป้อนกลับ จะเห็นได้จากรูปที่ 5.6 และ 5.7 ว่าระบบสามารถประมาณค่าความเร็วโรเตอร์และกระแสเตเตอร์ได้อย่างถูกต้องและมีเสถียรภาพทั้งในย่านการทำงานแบบมอเตอร์และคื่นพลังงาน โดยความเร็วมอเตอร์จะถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ที่ 100 rpm ตามค่าคำสั่งที่ 100 rpm ได้โดยตลอด

รูปที่ 5.8 แสดงถึงลักษณะสมบัติของแรงบิดและความเร็วที่ได้จากการจำลองการทำงานที่ค่าความเร็วต่างๆ จะเห็นได้ว่าอัตราขยายป้อนกลับที่นำเสนอสามารถปรับปรุงเสถียรภาพของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วได้เป็นอย่างดี โดยระบบยังคงทำงานได้ดีในช่วงความเร็วสูง และช่วยให้ระบบกลับมาเสถียรภาพในย่านความเร็วต่ำในย่านการทำงานแบบคื่นพลังงาน รูปที่ 5.9 แสดงถึงลักษณะสมบัติของแรงบิดและความเร็วที่ได้จากผลการทดลอง จะสังเกตเห็นได้ว่าผลตอบสนองที่ได้สอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 5.8 ทั้งในย่านการทำงานที่ความเร็วสูงและความเร็วต่ำ ถึงแม้ว่าในช่วงความเร็วต่ำมาก (15-40 rpm) ระบบจะไม่สามารถทำงานได้จนถึง -100% ของค่าพิกัด แต่ย่านการทำงานที่มีเสถียรภาพก็ยังคงกว้างกว่าเมื่อเทียบกับในกรณีที่ไมมีการป้อนกลับในรูปที่ 4.10 ปัญหาในช่วงความเร็วต่ำมากในรูปที่ 5.8 นี้เกิดจากความผิดพลาดของค่าอัตราขยายป้อนกลับในสมการ (5.1)-(5.2) ซึ่งต้องการข้อมูลของพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ถูกต้อง แต่ในทางปฏิบัติเราหลีกเลี่ยงค่าความผิดพลาดของพารามิเตอร์ได้ยาก แม้จะได้มีการปรับค่าพารามิเตอร์อย่างละเอียดแล้วก็ตาม ค่าพารามิเตอร์ที่ผิดพลาดยังส่งผลทำให้ส่วนประมาณค่าความเร็วผิดพลาดและส่งผลกระทบต่อเนื่องทำให้ระบบควบคุมขาดเสถียรภาพได้ในที่สุด

หมายเหตุ เนื่องจากค่า  $k$  ในอัตราขยายป้อนกลับ  $H_1'$  จะเกี่ยวข้องโดยตรงกับขนาดของอัตราขยาย  $H_1'$  ซึ่งจากการทดสอบเราพบว่ามีผลทำให้การทำงานของระบบแตกต่างกันตามความเร็วของมอเตอร์ ทั้งนี้คาดว่าเนื่องมาจากอัตราขยายป้อนกลับ  $H_1'$  ที่ใช้จะมีขนาดขึ้นกับความเร็วมอเตอร์หากเราใช้ค่า  $k$  คงที่ตลอดย่านการทำงานก็จะทำให้เกิดการป้อนกลับด้วยอัตราขยายค่าสูงมากในย่านความเร็วสูง ซึ่งจะทำให้ระบบเกิดการแกว่งและขาดเสถียรภาพได้ แต่ในทางกลับกันถ้าเราใช้ค่า  $k$  ค่าต่ำตลอดย่านการทำงานก็จะเกิดปัญหาในย่านความเร็วต่ำเพราะอัตราขยายป้อนกลับจะมีค่าน้อยเกินไป ดังนั้นในที่นี้เราจึงแก้ปัญหานี้โดยปรับค่า  $k$  ของอัตราขยายป้อนกลับ  $H_1'$  ให้มีค่าเหมาะสมตามค่าความเร็วมอเตอร์ ค่าที่เลือกคือ  $k = 0.5, 5, 20, 20$  ที่ความเร็วมอเตอร์ 1500, 300, 50 และ 25 rpm ตามลำดับ

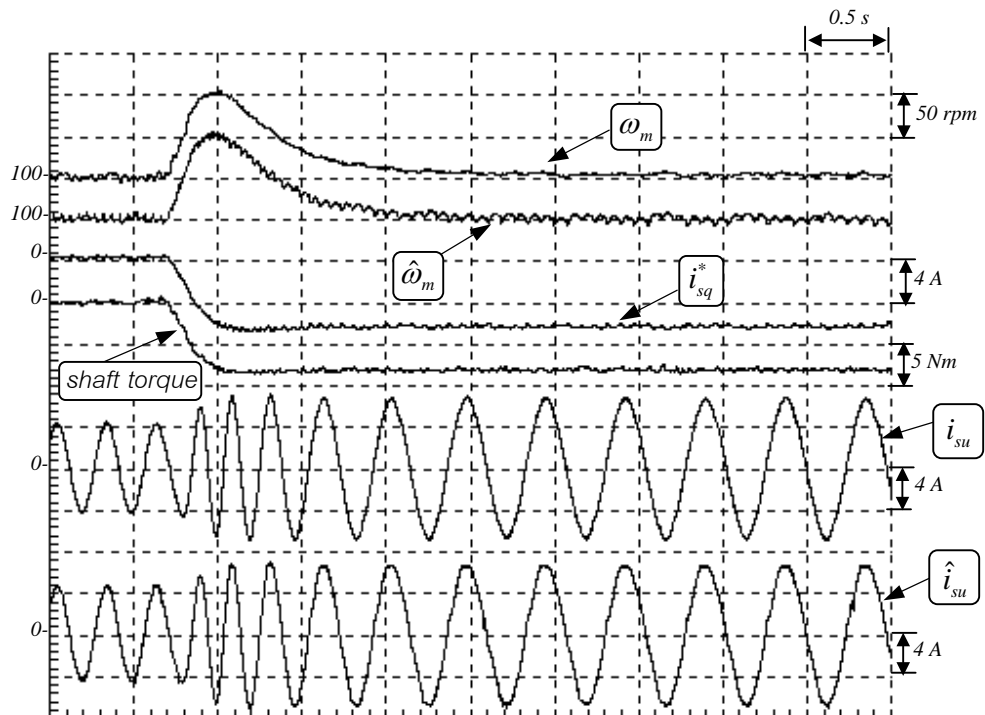
## 5.2 เปรียบเทียบการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับด้วยวิธีอื่นๆ

ในงานวิจัยที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอวิธีการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับสำหรับตัวสังเกตเพิ่มอันดับแบบปรับตัวอยู่ด้วยกันหลายแบบ ในหัวข้อนี้เราจะวิเคราะห์ให้เห็นว่าอัตราขยายที่ถูกออกแบบด้วยวิธีต่างๆมีผลอย่างไรต่อเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว



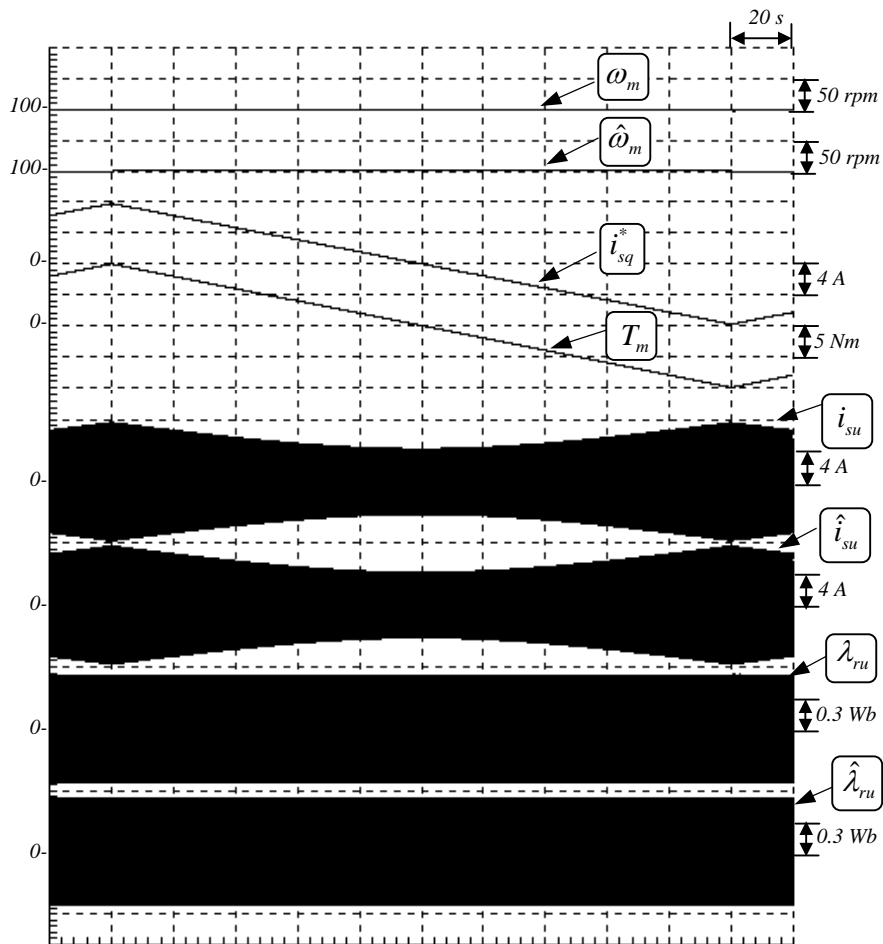
รูปที่ 5.4 ผลจำลองการทำงานในย่านคืนพลังงานของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

ที่  $\omega_m^* = 100 \text{ rpm}$   $T_L = -8.5 \text{ Nm}$  ในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วย  $H'_1, H'_2$

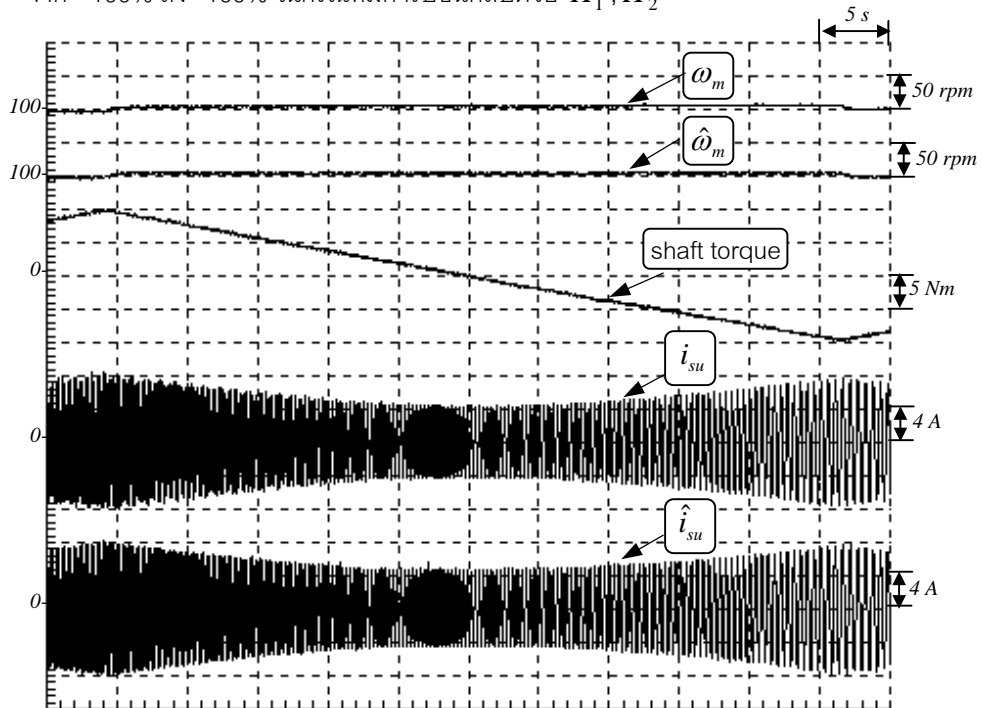


รูปที่ 5.5 ผลการทดลองในย่านคืนพลังงานของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

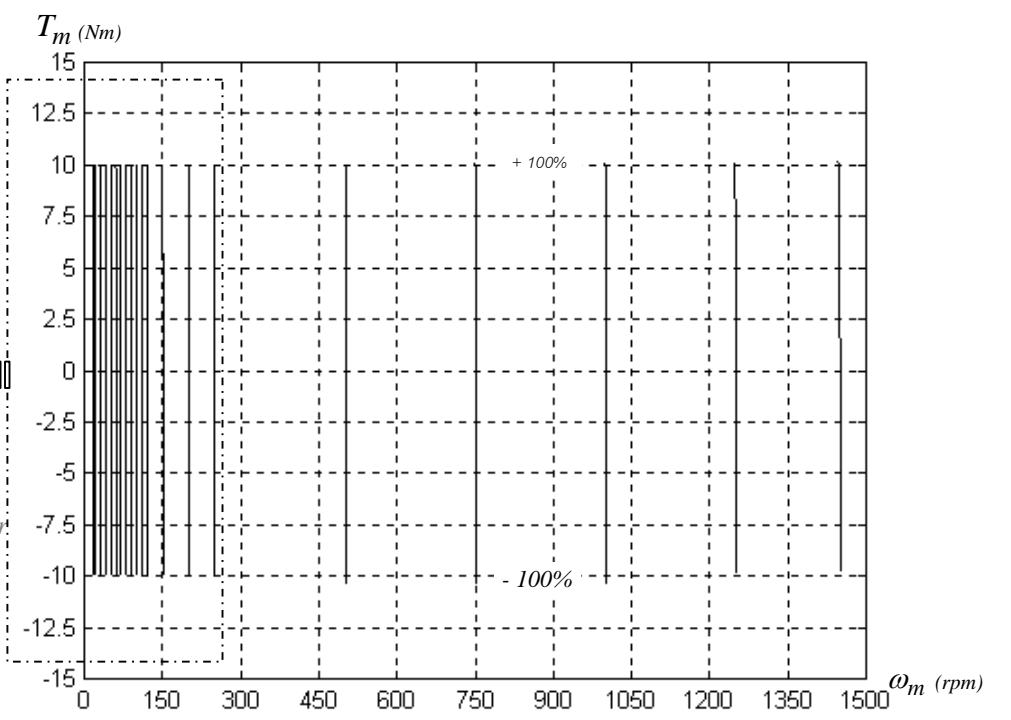
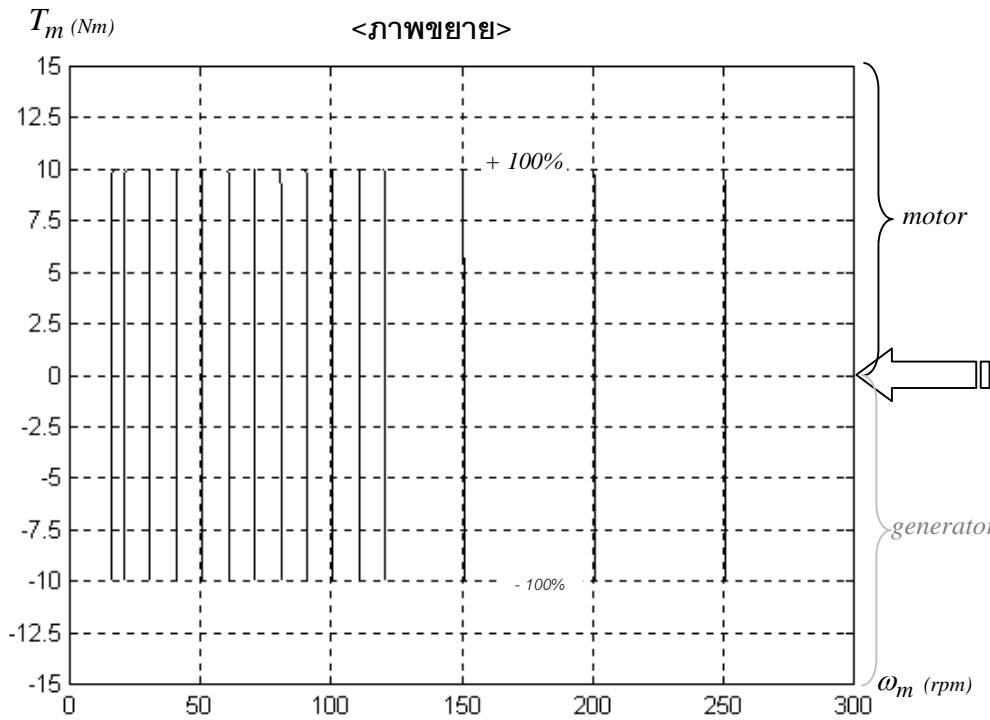
ที่  $\omega_m^* = 100 \text{ rpm}$   $T_L = -8.5 \text{ Nm}$  ในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วย  $H'_1, H'_2$



รูปที่ 5.6 ผลจำลองการทำงานของระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่  $\omega_m^* = 100$  rpm และมีการแปรค่าโหลด  $T_L$  จาก +100% ถึง -100% ในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วย  $H'_1, H'_2$

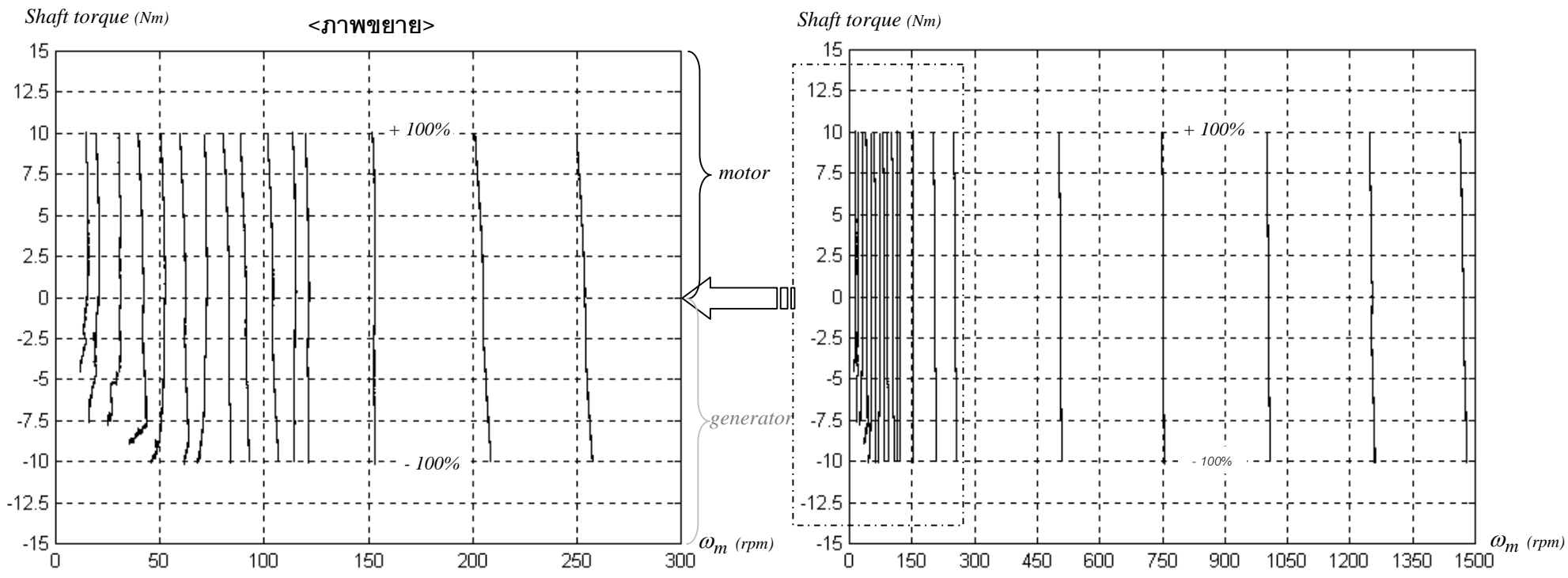


รูปที่ 5.7 ผลการทดลองของระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่  $\omega_m^* = 100$  rpm และมีการแปรค่าโหลด  $T_L$  จาก +100% ถึง -100% ในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วย  $H'_1, H'_2$



รูปที่ 5.8 ลักษณะสมบัติของความเร็วและแรงบิดของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ได้จากผลการจำลองการทำงานในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วย  $H'_1, H'_2$





(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

รูปที่ 5.9 ลักษณะสมบัติของความเร็วและแรงบิดของระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ได้จากผลการทดลองในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วย  $H'_1, H'_2$

### 5.2.1 วิธีของ H. Sugimoto

H. Sugimoto (2000) [24] ได้นำเสนอวิธีการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับเพื่อปรับปรุงเสถียรภาพของระบบ ประมาณ โดยแนวทางในการออกแบบได้มาจากการประมาณระบบประมาณค่าความเร็วให้เป็นเชิงเส้น และเลือกค่าอัตราขยายของตัวสังเกตเพื่อทำให้สมการลักษณะสมบัติของระบบมีเสถียรภาพทั้งในย่านการทำงานแบบคีนพลังงาน ทั้งนี้การเลือกค่าอัตราขยายได้มาจากการพิจารณาสมการลักษณะสมบัติของระบบประมาณ โดยเราสามารถนำอัตราขยายป้อนกลับที่นำเสนอโดย H. Sugimoto (2000) [24] มาเขียนได้สมการ (5.23)-(5.26)

$$H'_1 = \begin{bmatrix} h_{11} & \omega_o \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

$$H'_2 = \begin{bmatrix} M \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & M \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

โดยที่

$$h_{11}, h_{22} > -\frac{R_s}{\sigma L_s} - (1-\sigma) \frac{R_r}{\sigma L_r} \quad (5.25)$$

$$h_{21} = -\omega_o - \frac{\left\{ s + \frac{R_s}{\sigma L_s} + (1-\sigma) \frac{R_r}{\sigma L_r} + h_{11} \right\}}{s + \frac{R_r}{L_r}} \times \{1 - q \cdot \text{sgn}(\omega_o \hat{\omega}_s)\} \hat{\omega}_s; \quad 0 < q < 1 \quad (5.26)$$

จะเห็นได้ว่าองค์ประกอบ  $h_{11}, h_{22}$  ของอัตราขยาย  $H'_1$  จะค่อนข้างคล้ายกันกับค่าอัตราขยายที่เสนอในสมการ (5.1) ในขณะที่  $h_{21}$  จะเป็นองค์ประกอบเชิงพลวัตที่มีฟังก์ชันอินทรีย์อยู่ในรูปที่ค่อนข้างซับซ้อน สำหรับอัตราขยาย  $H'_2$  นั้นจะมีค่าเท่ากับที่เราได้นำเสนอใน (5.2)

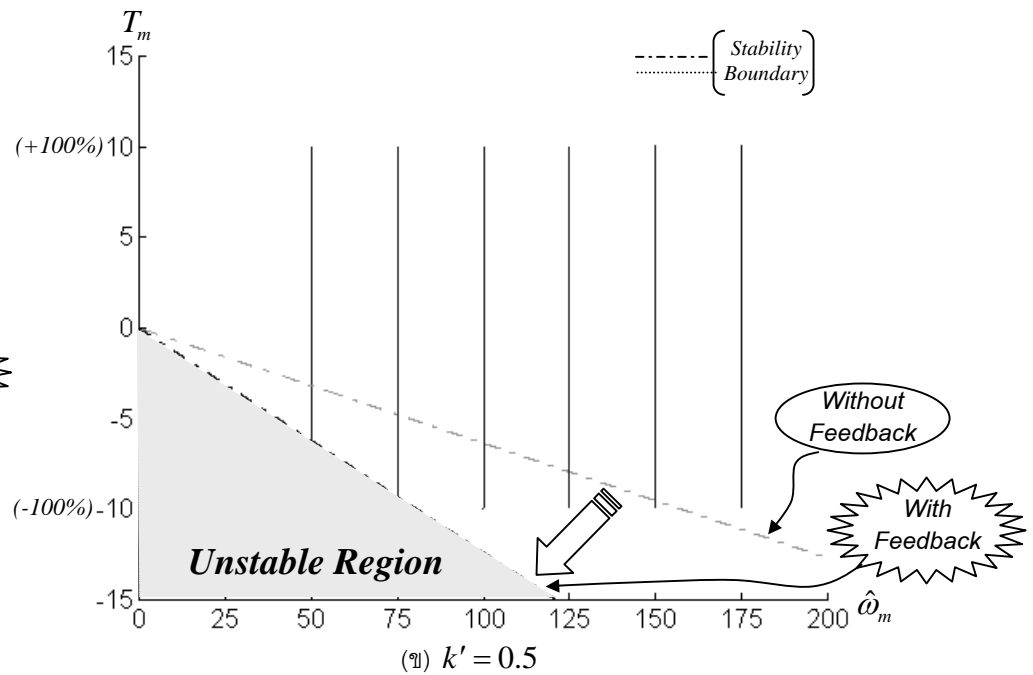
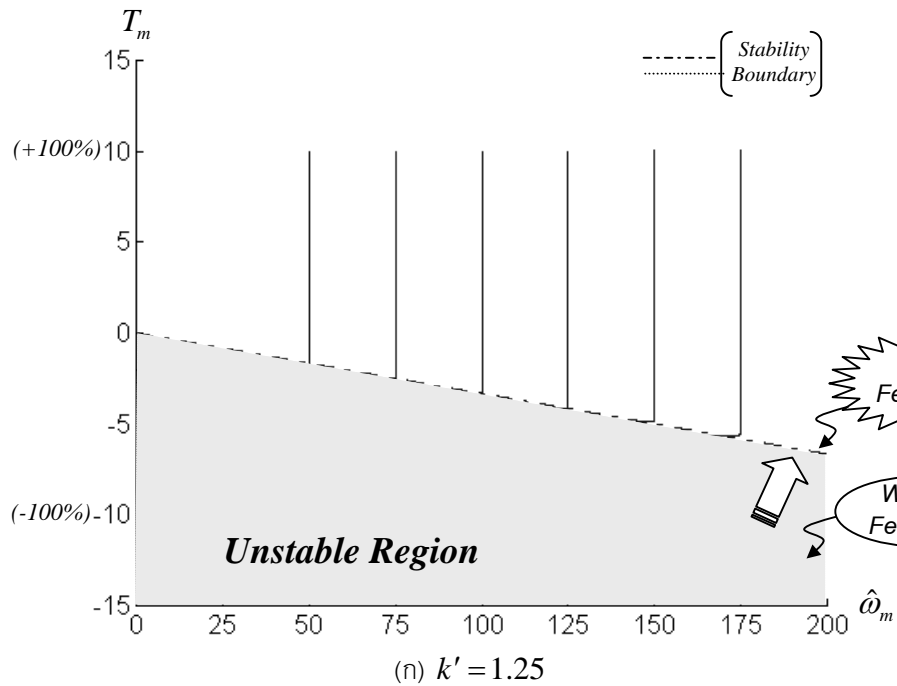
โดยสรุปแล้ว H. Sugimoto (2000) [24] ได้พิจารณาถึงเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วในการออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับและได้ค่าอัตราขยายที่ค่อนข้างใกล้เคียงกันกับที่ได้นำเสนอใน (5.1)-(5.2) แต่ยังคงมีรูปแบบที่ซับซ้อนต่อการนำไปประยุกต์ใช้ได้ในทางปฏิบัติ

### 5.2.2 วิธีของ H. Kubota

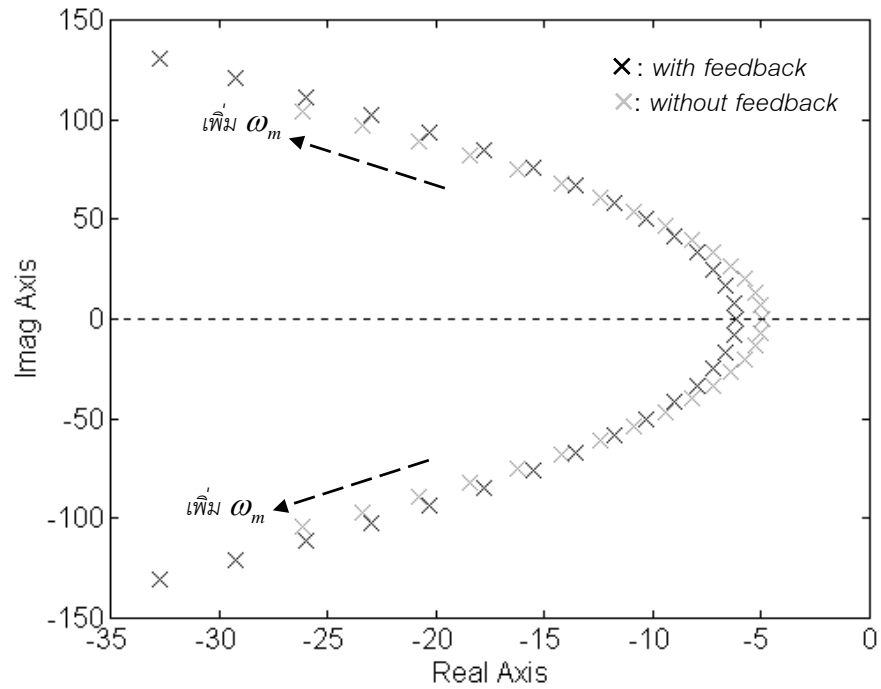
H. Kubota et al. (1993) [22] และ G. Yang et al. (1993) [23] ได้อาศัยแนวคิดในการออกแบบอัตราขยายเพื่อให้ข้อของตัวสังเกตมีค่าเป็นจำนวนเท่าของข้อของมอเตอร์ สมการที่ (5.27)-(5.28) แสดงถึงค่าอัตราขยายป้อนกลับ  $H'_1$ ,  $H'_2$  ที่ทำให้ข้อของตัวสังเกตมีค่าเป็น  $k'$  เท่าของข้อของมอเตอร์

$$H'_1 = -(k'-1) \left\{ - \left[ \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right] \cdot I + p\omega_m \cdot J \right\} \quad (5.27)$$

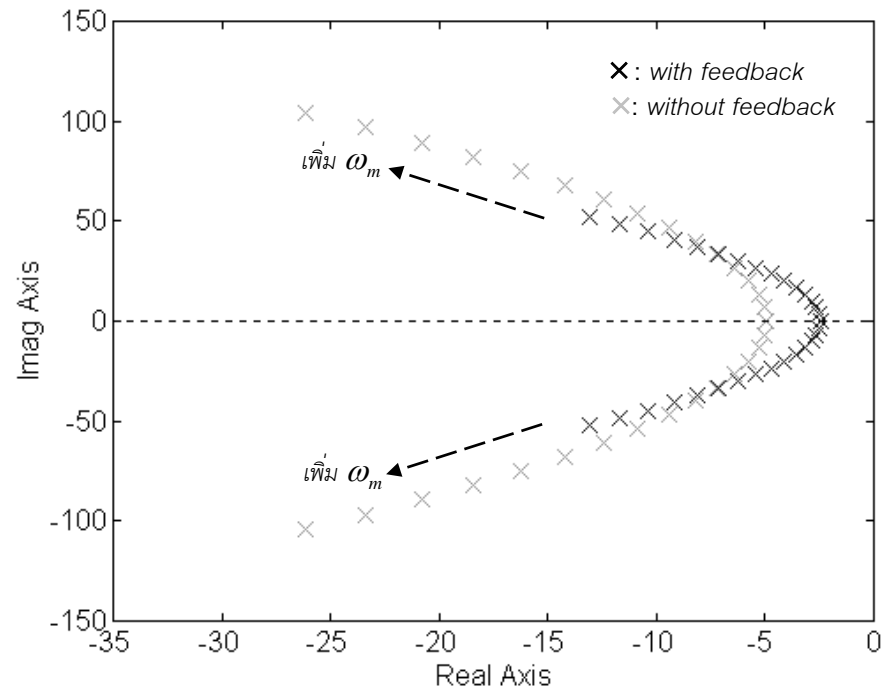
$$H'_2 = \varepsilon(k'-1) \left\{ \left[ k' \frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r}{\sigma L_r} \right] \cdot I + p\omega_m \cdot J \right\} \quad (5.28)$$



รูปที่ 5.10 ลักษณะสมบัติของความถี่และแรงบิดที่ค่าความเร็ว 50, 75, 100, 125, 150 และ 175 rpm ในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วยวิธีของ Kubota



(ก)  $k' = 1.5$



(ข)  $k' = 0.5$

รูปที่ 5.11 ทางเดินรากของขั้วเด่นของตัวสังเกตในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วยวิธีของ Kubota

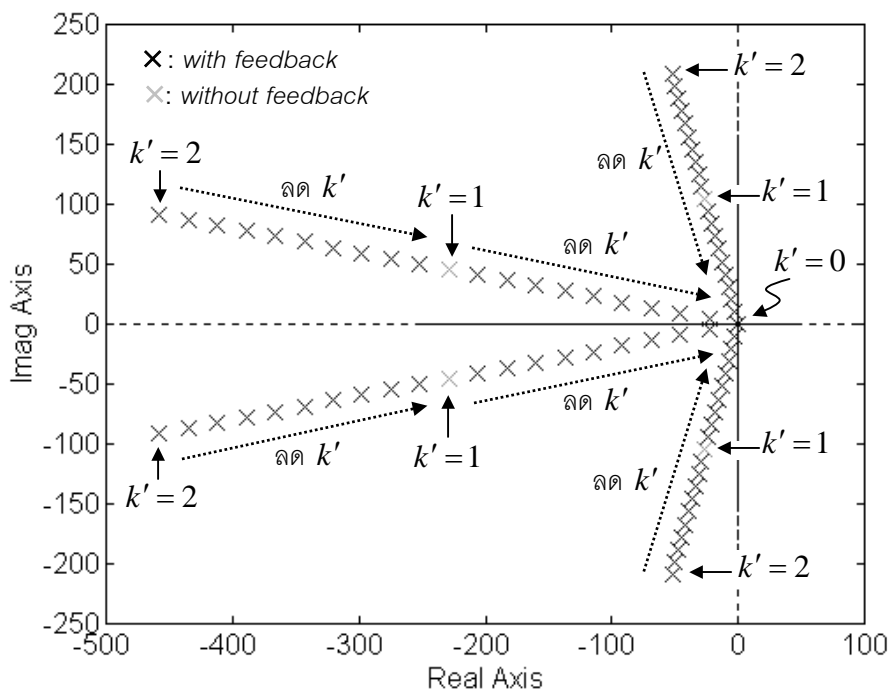
โดยที่  $k' > 0$  และ  $k' = 1$  หมายถึงกรณีที่ไม่มีการป้อนกลับ

จากอัตราขยายข้างต้นเราสามารถคำนวณขอบเขตของความถี่เสถียรภาพตามสมการ (4.51) ได้เป็น

$$T_m = \frac{(k' - 1) - \eta \cdot (pMi_o)^2}{1 + \eta} \omega_m \quad (5.29)$$

$$\text{โดยที่ } \eta = \frac{R_r L_s}{L_r R_s}$$

ผลจำลองการทำงานในรูปที่ 5.10(ก) และ 5.10(ข) แสดงถึงลักษณะสมบัติของระบบประมาณในระนาบความเร็วและแรงบิด โดยได้เปรียบเทียบขอบเขตของความถี่เสถียรภาพเดิม (ไม่มีการป้อนกลับ) กับขอบเขตอันใหม่ (สมการที่ (5.29)) จะสังเกตเห็นได้ว่าในกรณีที่เรวางตัวของตัวสังเกตทั้งหมดให้อยู่ห่างจากตำแหน่งของขั้วเดิมของมอเตอร์ไปทางซ้าย (รูปที่ 5.11(ก)) เพื่อเร่งอัตราการดูเข้าของตัวสังเกตให้เร็วขึ้นนั้นโดยใช้  $k' = 1.25$  จะทำให้ย่านการทำงานที่ขาดเสถียรภาพถูกขยายกว้างขึ้นเช่นกัน (รูปที่ 5.10(ก)) ในทางตรงกันข้ามในกรณีที่เรวางตัวของตัวสังเกตให้ห่างจากขั้วเดิมไปทางขวาเข้าใกล้แกนจินตภาพมากขึ้น ( $k' = 0.5$ , รูปที่ 5.11(ข)) นั้น กลับเป็นการขยายย่านการทำงานที่มีเสถียรภาพให้กว้างขึ้น (รูปที่ 5.10(ข)) ซึ่งผลการวิเคราะห์ที่ได้นี้สอดคล้องกับผลในบทความวิจัย [24] อย่างไรก็ตามการออกแบบด้วยวิธีนี้ก็ยังมีขีดจำกัด ทั้งนี้เนื่องจากถ้าเราต้องการให้ระบบประมาณมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานนั้น เราจะต้องกำหนดให้  $k' = 0$  ซึ่งทำให้ขั้วของตัวสังเกตทั้งหมดจะถูกวางอยู่ที่จุดกำเนิดดังแสดงในรูปที่ 5.12 และระบบจะขาดเสถียรภาพได้เนื่องจากสัญญาณออฟเซตในระบบ



รูปที่ 5.12 ทางเดินรากของขั้วตัวสังเกตในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วยวิธีของ Kubota ที่  $\omega_m = 716$  rpm

### 5.2.3 วิธีของ G.C. Verghese

G. C. Verghese et al. (1988) [30] ได้นำเสนอการออกแบบอัตรายายเพื่อให้ขั้วของตัวสังเกตในส่วนของสมการสเตเตอร์อยู่ในรูปแบบที่เป็นจำนวนเท่าของค่าเจาะจงของสมการทางด้านโรเตอร์ ตามความสัมพันธ์ดังแสดงในสมการที่ (5.30) และ (5.31)

$$h'_2 = - \left\{ h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + (1-\sigma) \frac{R_r}{\sigma L_r} \right\} \cdot \frac{L_r}{R_r} \cdot p\omega_m \quad (5.30)$$

$$h'_4 = \left\{ \frac{L_r}{R_r} \cdot h'_3 - M \right\} \cdot p\omega_m \quad (5.31)$$

ด้วยความสัมพันธ์ของอัตรายายในสมการที่ (5.30) และ (5.31) เราสามารถยกตัวอย่างการออกแบบให้ขั้วของตัวสังเกตในส่วนของสมการสเตเตอร์มีค่าเป็น  $k''$  เท่าของ  $-(R_r/L_r \pm j p\omega_m)$  ได้โดยให้

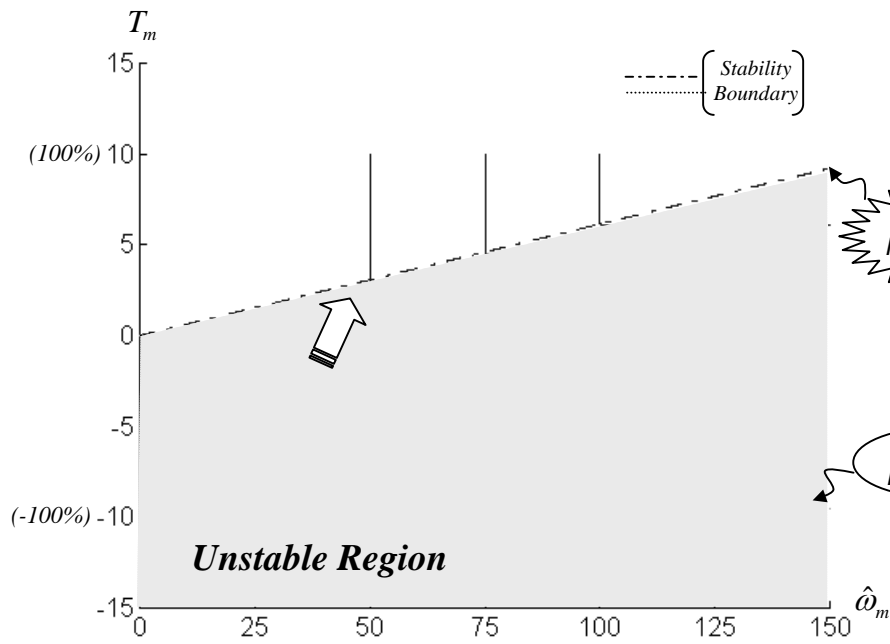
$$H'_1 = - \left[ \frac{R_s}{\sigma L_s} + (1-\sigma) \frac{R_r}{\sigma L_r} \right] \cdot I + k'' \left[ \frac{R_r}{L_r} \cdot I - p\omega_m \cdot J \right] \quad (5.32)$$

$$H'_2 = M \frac{R_r}{L_r} \cdot I \quad (5.33)$$

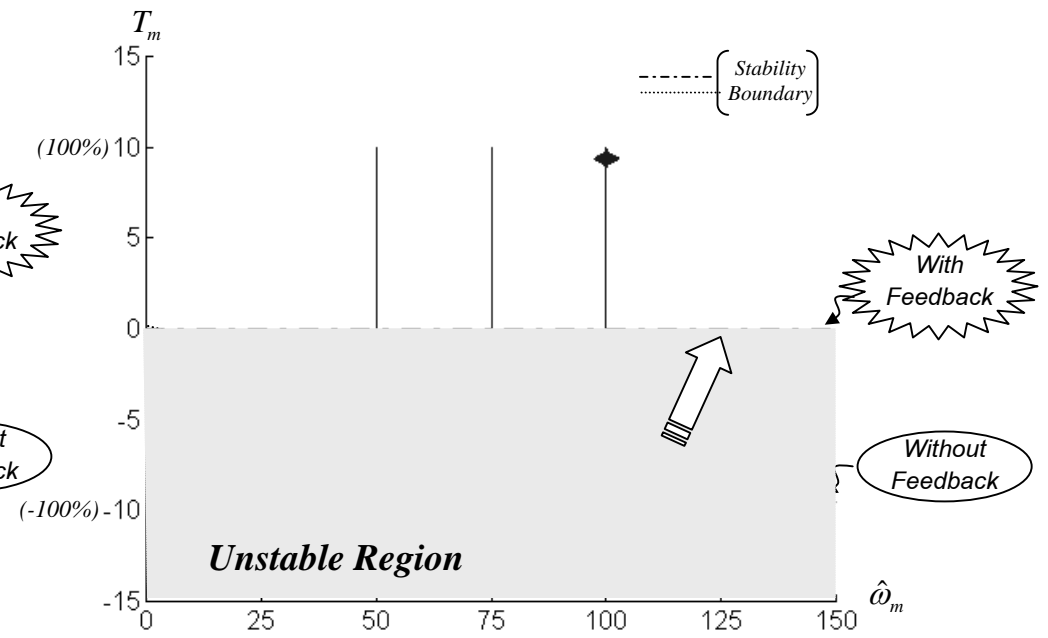
ขั้วของตัวสังเกตจะเท่ากับ  $-(R_r/L_r \pm j p\omega_m)$  และ  $-k''(R_r/L_r \pm j p\omega_m)$  และขอบเขตของความถี่เสถียรภาพจะคำนวณได้ดังสมการ (5.34)

$$T_m = \frac{k'' - 1}{k'' + 1} \cdot \frac{(pMi_o)^2}{R_r} \omega_m \quad (5.34)$$

ผลจำลองการทำงานในรูปที่ 5.13(ก) และ 5.13(ข) แสดงถึงลักษณะสมบัติของการประมาณ จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่างานการทำงานที่ขาดเสถียรภาพได้ถูกขยายให้กว้างมากขึ้น โดยเฉพาะในกรณีที่มี  $k'' = 2$  ซึ่งระบบประมาณจะขาดเสถียรภาพแม้แต่ในย่านการทำงานที่เป็นมอเตอร์ รูปที่ 5.14 แสดงถึงทางเดินรากในกรณีที่มี  $k'' = 2$

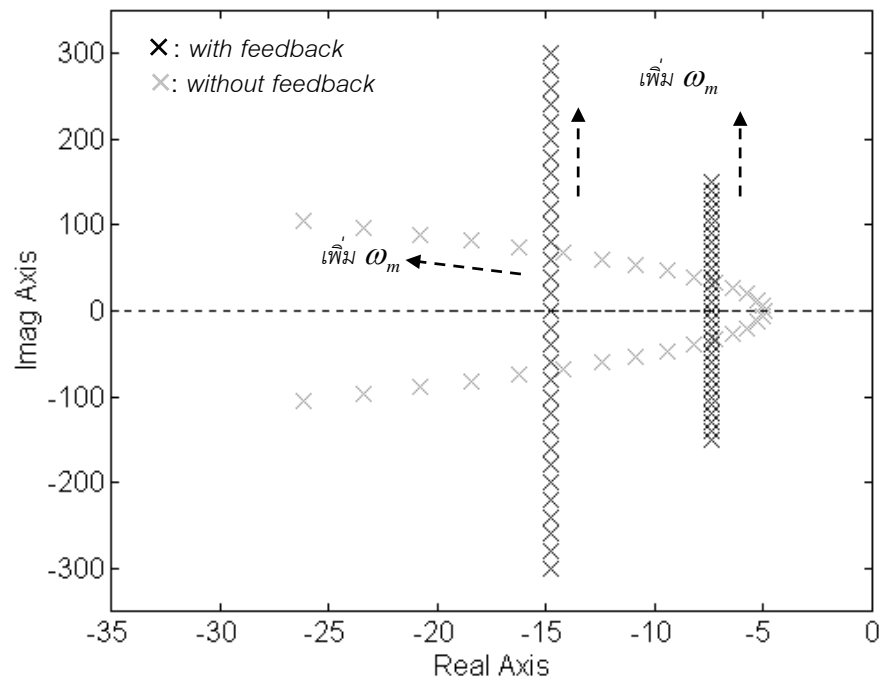


(ก)  $k'' = 2$



(ข)  $k'' = 1$

รูปที่ 5.13 ลักษณะสมบัติของความถี่และแรงบิดที่ค่าความเร็ว 50, 75 และ 100 rpm ในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วยวิธีของ Verghese



รูปที่ 5.14 ทางเดินรากของขั้วเด่นของตัวสังเกตในกรณีที่มีการป้อนกลับด้วยวิธีของ Verghese ที่  $k'' = 2$



## บทที่ 6

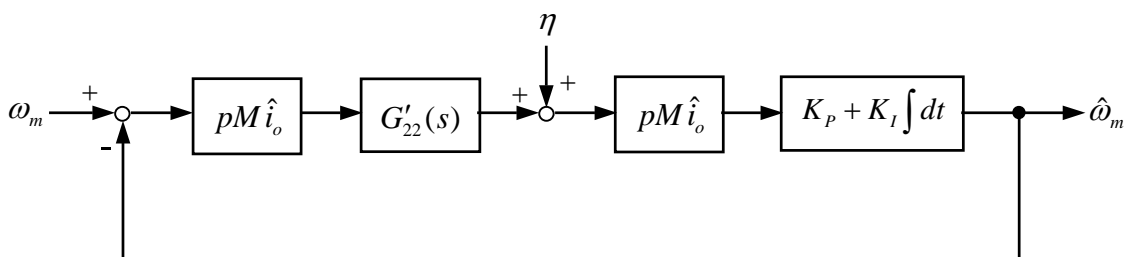
### การออกแบบอัตราขยายการปรับตัว

นอกเหนือไปจากอัตราขยายป้อนกลับที่ตัวสังเกตแบบปรับตัวแล้ว อัตราขยายการปรับตัว (Adaptation gains) ก็เป็นอีกพารามิเตอร์หนึ่งซึ่งจำเป็นที่จะต้องหาแนวทางในการออกแบบ เพราะมีส่วนสำคัญในการกำหนดคุณสมบัติการประมาณค่าความเร็วเช่นกัน แม้ว่าจะมีการประยุกต์ใช้ตัวสังเกตแบบปรับตัวในระบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วกันอย่างกว้างขวาง แต่ก็ยังไม่มีการนำเสนอถึงวิธีการออกแบบค่าอัตราขยายการปรับตัวที่เหมาะสมสำหรับระบบประมาณค่าความเร็ว H. Kubota et al. (1993) [22] ได้นำเสนอการเลือกค่าอัตราขยายการปรับตัวด้วยการลองผิดลองถูกโดยสังเกตจากผลตอบสนองแบบขั้น ในขณะที่ F. Z. Peng et al. (1994) [19] และ C. Schauder (1992) [6] ได้นำเสนอการออกแบบอัตราขยายการปรับตัวสำหรับระบบ MRAS โดยการประมาณระบบด้วยระบบเชิงเส้นรอบๆจุดทำงานหนึ่งๆและพิจารณาทางเดินรากของระบบประมาณ แต่ผลการวิเคราะห์ที่ได้ก็เพียงแค่สรุปว่าเราสามารถกำหนดค่าอัตราขยายการปรับตัวให้มีค่าสูงมากได้ โดยแบนด์วิดธ์ของระบบประมาณค่าความเร็วจะถูกจำกัดด้วยสัญญาณรบกวนเท่านั้น ซึ่งข้อสรุปดังกล่าวนี้ก็ยังคงขาดความชัดเจนสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในทางปฏิบัติ

ในบทนี้เราจะกล่าวถึงวิธีการออกแบบค่าอัตราขยายการปรับตัว โดยแนวทางที่นำเสนอจะพิจารณาคุณสมบัติของตัวประมาณค่าความเร็วในด้านความเร็วในการติดตามค่าความเร็วโรเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงในช่วงเร่งและลดความเร็ว และพิจารณาผลกระทบจากสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตรวจจับค่ากระแสประกอบด้วย

#### 6.1 การออกแบบค่าอัตราขยายการปรับตัว ( $K_p, K_I$ ) ของระบบประมาณค่าความเร็ว

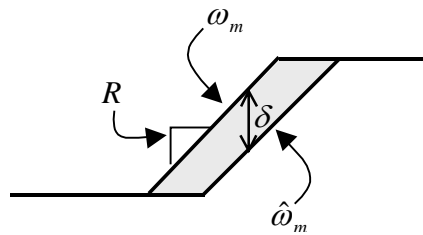
ในการหาเกณฑ์การออกแบบอัตราขยายการปรับตัวนี้เราจะใช้บล็อกไดอะแกรมดังแสดงในรูปที่ 6.1 ซึ่งระบบมีสัญญาณขาเข้าคือความเร็วจริงของมอเตอร์  $\omega_m$  และสัญญาณขาออกคือความเร็วที่ประมาณ  $\hat{\omega}_m$  เนื่องจากโดยทั่วไปเราจะควบคุมให้โรเตอร์ฟลักซ์หรือกระแสกระตุ้นมีขนาดคงที่ ดังนั้นผลตอบสนองในการประมาณค่าความเร็วและความไวต่อสัญญาณรบกวน  $\eta$  ที่ปะปนเข้ามาในค่าผิดพลาดกระแส  $e_q$  จึงขึ้นอยู่กับฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  และอัตราขยายการปรับตัว  $K_p, K_I$



รูปที่ 6.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบประมาณค่าความเร็วที่ใช้ในการพิจารณาค่าอัตราขยายการปรับตัว

##### 6.1.1 ความเร็วในการติดตามค่าความเร็วที่เปลี่ยนแปลง

ระบบควบคุมความเร็วโดยทั่วไปจะมีการจำกัดขนาดสัญญาณขาออกของตัวควบคุมความเร็ว (Speed regulator) ดังนั้นในกรณีที่เรทำการเร่งหรือลดความเร็วมอเตอร์ที่มีช่วงกว้างพอประมาณ แรงบิดคำสั่งจะมีค่าคงที่ในช่วงเร่งลดความเร็วและความเร็วของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นหรือลดลงเป็นเชิงเส้น โดยมีความชันเท่ากับ  $R \square d\omega_m/dt = T_m/J_s$  โดยที่  $T_m$  คือแรงบิดของมอเตอร์และ  $J_s$  ค่าความเฉื่อยของระบบ ด้วยเหตุนี้เราจึงเลือกที่จะศึกษาถึงผลตอบสนองของระบบประมาณค่าความเร็วต่อสัญญาณแรมป์ (Ramp Response) โดยในการวิเคราะห์ความเร็วในการตอบสนองของระบบนั้นเราจะพิจารณาจากค่าผิดพลาดในการประมาณค่าของความเร็ว ( $\delta$ ) ในช่วงเร่ง/ลดความเร็วดังแสดงในรูปที่ 6.2



รูปที่ 6.2 ผลตอบสนองแบบแรมป์ของการประมาณค่าความเร็ว

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 6.1 เราสามารถหาฟังก์ชันโอนย้ายระหว่างความเร็วจริงและสัญญาณผิดพลาดของความเร็วประมาณได้ดังนี้ คือ

$$\frac{\omega_m - \hat{\omega}_m}{\omega_m} = \frac{1}{1 + C^2 G'_{22}(s)(K_p + K_I/s)} \tag{6.1}$$

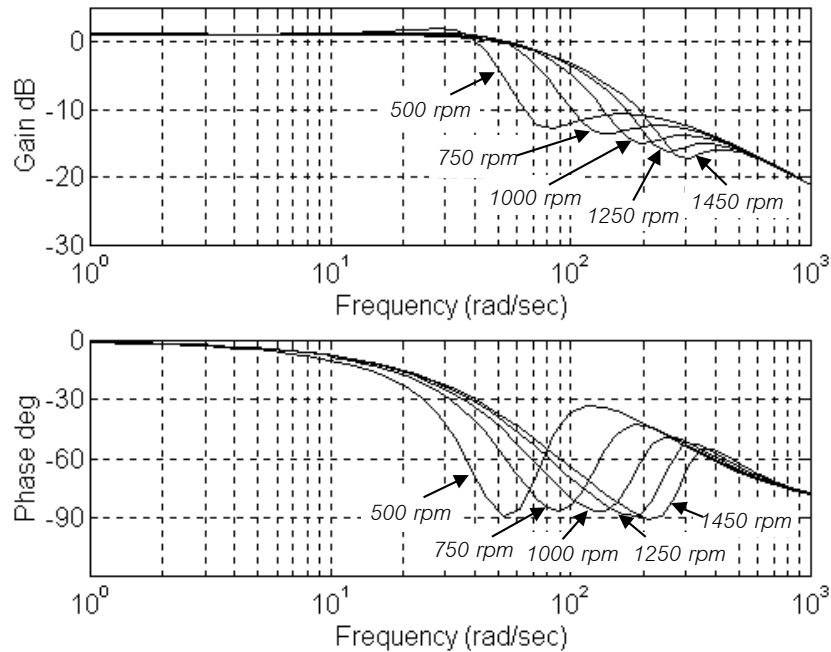
โดยที่  $C = pM\hat{i}_o = 1.28$  [Wb]

โดยใช้ทฤษฎีบทค่าสุดท้าย (Final Value Theorem) เราสามารถหาค่าผิดพลาดของความเร็วประมาณในช่วงแรมป์ ( $\delta$ ) ได้เป็น

$$\begin{aligned} \delta &= \lim_{s \rightarrow 0} s \times \frac{R}{s^2} \times \frac{1}{1 + C^2 G'_{22}(s)(K_p + K_I/s)} \\ &= \frac{R}{K_I C^2 G'_{22}(s)|_{s=0}} \end{aligned} \tag{6.2}$$

$$\therefore K_I = \frac{R}{\delta C^2 G'_{22}(s)|_{s=0}} \tag{6.3}$$

จากการศึกษาโบเดพล็อตจะพบว่า  $G'_{22}(s)$  ที่  $s=0$  มีค่าค่อนข้างคงที่ ( $\approx 1.2$ ) ดังนั้นจากสมการ (6.2) ถ้าเราใช้ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบอินทิเกรต  $K_I$  ที่มีค่าสูงก็จะทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วมีผลตอบสนองแบบแรมป์ที่ดีได้ ในการออกแบบเราจะกำหนดค่าความผิดพลาด  $\delta$  และใช้สมการ (6.3) ในการออกแบบค่า  $K_I$



รูปที่ 6.3 โบเดพล็อตของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  ณ จุดทำงานต่างๆ

### ผลจำลองการทำงานและผลการทดลองเกี่ยวกับความเร็วในการประมาณค่าความเร็ว

ผลจำลองการทำงานในรูปที่ 6.4 และ 6.5 เราสามารถเปรียบเทียบการทำงานของระบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ใช้ค่าอัตราขยายการปรับตัว  $K_I$  ที่แตกต่างกันได้ รูปที่ 6.4 เป็นกรณีที่ใช้ค่า  $K_I = 40$  ซึ่งเราจะสามารถสังเกตเห็นถึงค่าผิดพลาดระหว่างค่าความเร็วโรเตอร์ค่าจริงและค่าประมาณในช่วงเร่งและลดความเร็วได้อย่างชัดเจน โดยจะมีค่าผิดพลาดประมาณ 70 rpm ในช่วงเร่งความเร็วและ 50 rpm ในช่วงลดความเร็ว ทั้งนี้เราสามารถคำนวณค่าความเร็วผิดพลาดในช่วงเร่งความเร็วได้จากสมการ (6.2) โดยอาศัยข้อมูลจากรูปที่ 6.4 ซึ่งจะได้ว่า  $R \cong 608 \text{ rad} / \text{s}^2$  ดังนั้นจากสมการ (6.2) และค่า  $G'_{22}(s)|_{s=0}$  ในรูปที่ 6.3 เราจะได้ค่าผิดพลาดของความเร็วประมาณ  $\delta$  เท่ากับ

$$\delta = \frac{R}{K_I C^2 G'_{22}(s)|_{s=0}} = \frac{608}{40 \cdot (1.28)^2 \cdot 1.2} \cong 74 \text{ rpm} \quad (6.4)$$

ซึ่งค่าที่ได้นี้สอดคล้องกับผลจำลองการทำงานข้างต้น ทั้งนี้เราสามารถวิเคราะห์ผลในช่วงลดความเร็วได้ในทำนองเดียวกัน นอกจากนี้เราจะเห็นได้ว่าการประมาณค่าความเร็วที่ผิดพลาดไปในช่วงเร่งและลดความเร็วนี้ จะทำให้ตัวสังเกตประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์ ( $\hat{\lambda}_{ru}$ ) ผิดพลาดไปเช่นกันและยังผลให้ระบบไม่สามารถควบคุมขนาดของโรเตอร์ฟลักซ์ ( $\lambda_{ru}$ ) ให้คงที่ตามค่าคำสั่งได้ สำหรับในส่วนของกระแสเดเตอร์ ( $i_{su}$ ) นั้น ถึงแม้ว่าระบบจะสามารถควบคุมกระแสเดเตอร์ให้สอดคล้อง

คล้ายกับค่าคำสั่ง ( $i_{su}^*$ ) ได้อย่างถูกต้อง แต่ตัวสังเกตก็ประมาณค่ากระแสสเตเตอร์ ( $\hat{i}_{su}$ ) ผิดพลาดไปในช่วงเร่งและลดความเร็วในการทำงานเดียวกันกับการประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์ โดยสังเกตได้จากค่าผิดพลาดของกระแสในแกน d ( $\cup 3 A$ ) และแกน q ( $\cup 10 A$ )

ในทางตรงกันข้ามรูปที่ 6.5 แสดงถึงผลจำลองการทำงานที่เงื่อนไขเดียวกันกับรูปที่ 6.4 แต่ใช้ค่า  $K_I = 400$  จะเห็นว่าค่าความเร็วประมาณสามารถติดตามค่าความเร็วจริงได้อย่างถูกต้องทั้งในช่วงเร่งและลดความเร็ว จากผลการจำลองการทำงานเราจะได้ค่าผิดพลาดของความเร็วในช่วงเร่งความเร็วประมาณ 7 rpm (คิดจากค่าเฉลี่ย) ซึ่งสอดคล้องกับค่าทำค่านวนได้จากสมการ (6.2) ที่ได้ค่าผิดพลาดของความเร็วประมาณ  $\delta \approx 7.4 \text{ rpm}$  ( $\frac{1}{10}$  ของในกรณีที่  $K_I = 40$ ) นอกจากนี้จะเห็นได้ว่าตัวสังเกตสามารถประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์และกระแสสเตเตอร์ได้อย่างถูกต้องทั้งในช่วงเร่งและลดความเร็ว

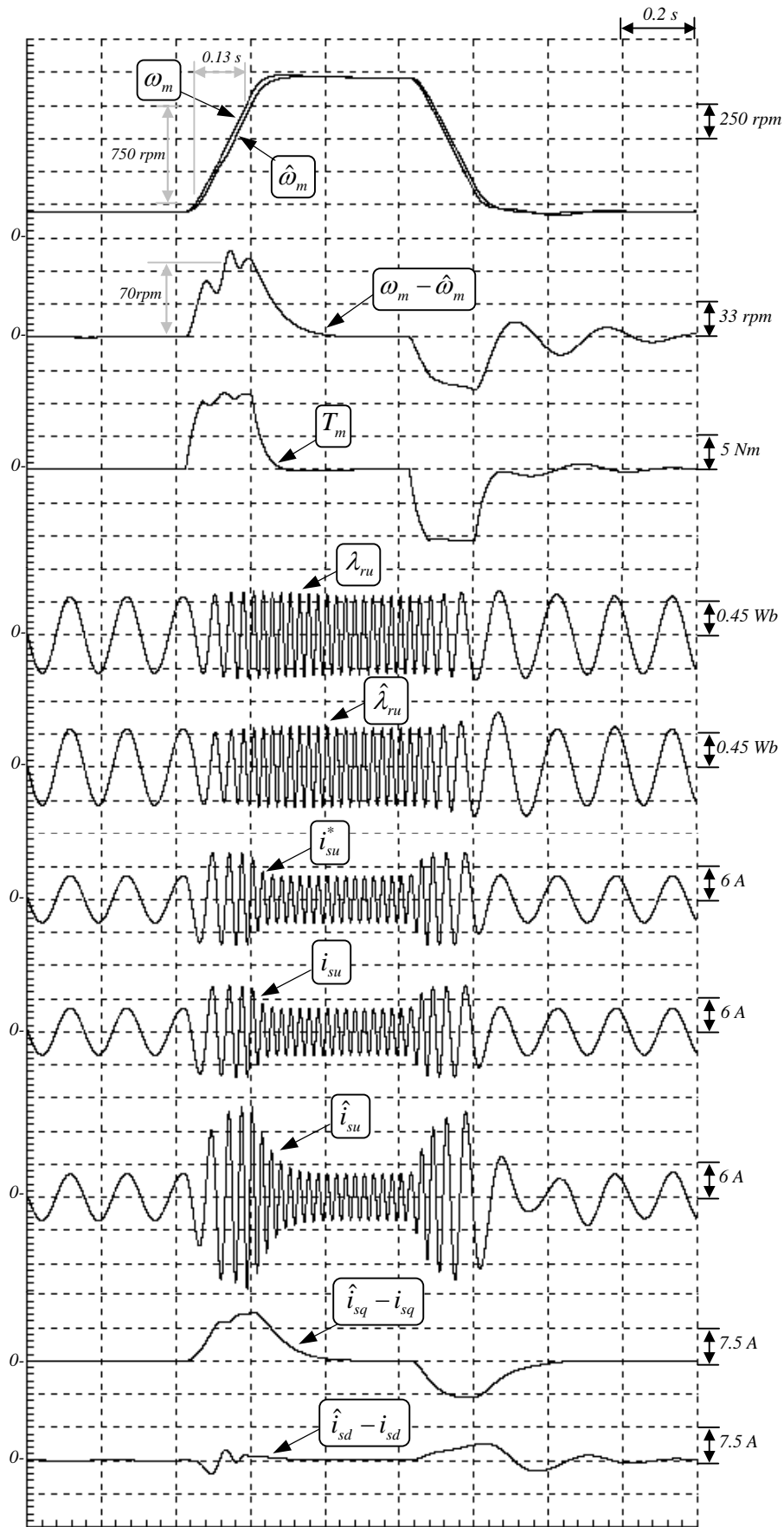
รูปที่ 6.6 และ 6.7 แสดงถึงผลการทดลองที่เงื่อนไขการทำงานและค่าอัตราขยายการปรับตัว  $K_I$  ค่าเดียวกันกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 6.4 และ 6.5 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองของระบบในทางปฏิบัติค่อนข้างสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองการทำงานทั้งในกรณีที่ใช้ค่าอัตราขยายการปรับตัว  $K_I = 40$  (รูปที่ 6.6) และในกรณีที่  $K_I = 400$  (รูปที่ 6.7) เราจึงสามารถสรุปได้ว่าแนวทางการออกแบบค่า  $K_I$  ตามสมการ (6.3) นั้นถูกต้องและเหมาะสมในการนำไปใช้ในทางปฏิบัติ ซึ่งเราจะพบการเปลี่ยนแปลงของความเร็วโรเตอร์ในลักษณะแรมปอยู่เป็นประจำ นอกจากนั้นแล้วค่าอัตราขยาย  $K_I$  ที่ออกแบบยังใช้ได้ดี แม้ในขณะที่เริ่มออกจากภาวะหยุดนิ่ง (start) และออกตัวซ้ำในขณะที่มอเตอร์หมุน (flying start) ดังแสดงในรูปที่ 6.8 และ 6.9 ตามลำดับ รูปที่ 6.8 แสดงถึงผลตอบสนองของระบบในขณะที่เริ่มต้นเดินเครื่องจากภาวะหยุดนิ่งโดยใช้ค่าอัตราขยาย  $K_I = 400$  จะเห็นได้ว่าระบบสามารถประมาณค่าความเร็วได้อย่างถูกต้องและออกตัวได้อย่างนุ่มนวล ในทำนองเดียวกันรูปที่ 6.9 แสดงถึงผลตอบสนองของการเริ่มต้นเดินเครื่องในขณะที่มอเตอร์หมุนด้วยความเร็ว  $\omega_m$  เท่ากับ -500 rpm ซึ่งระบบก็ยังสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องโดยปราศจากการหยุดทำงานเนื่องจากกระแสเกิน

## 6.1.2 ความไวต่อสัญญาณรบกวน

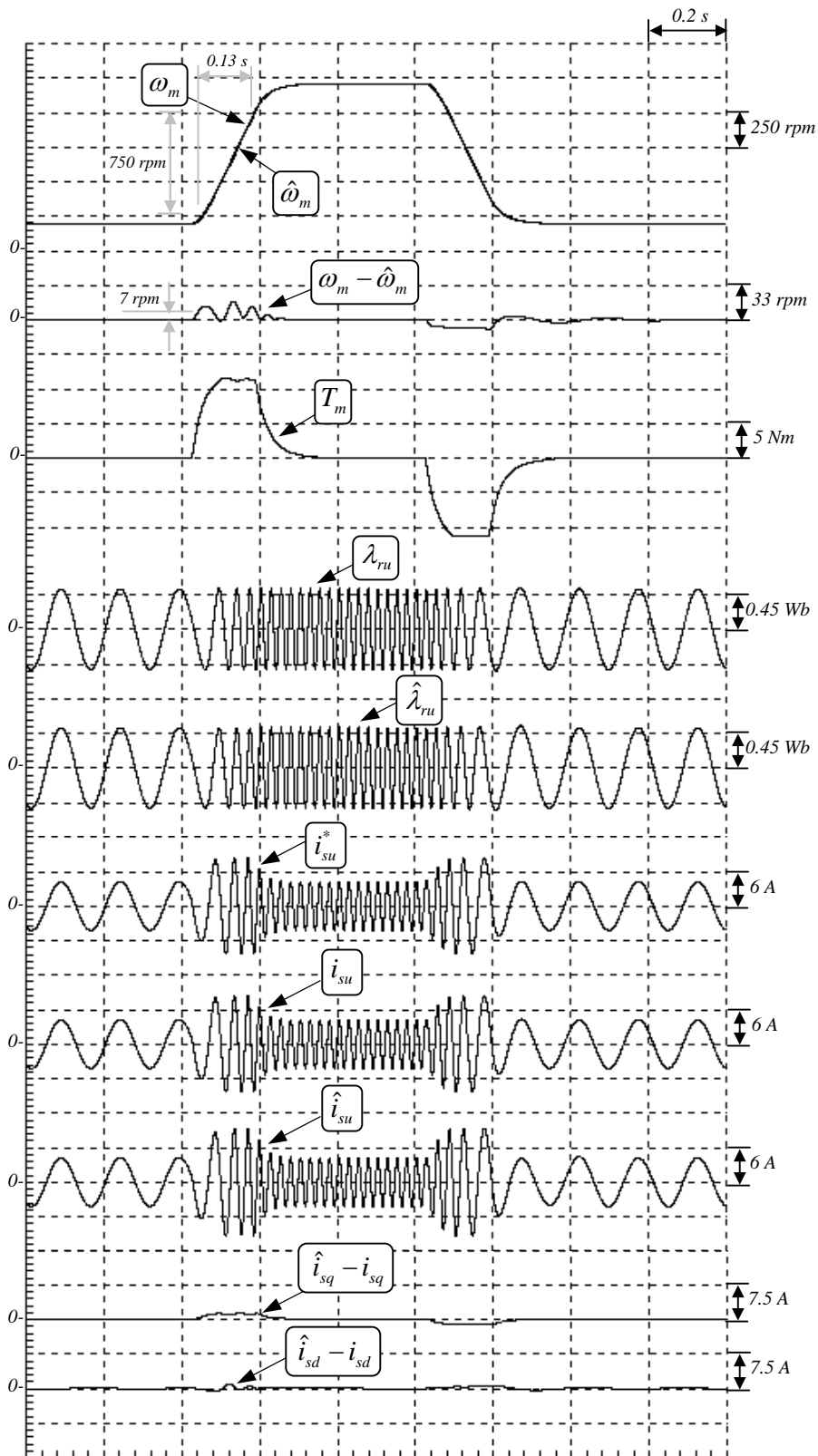
ในการออกแบบค่าอัตราขยาย  $K_p$  เราจะพิจารณาถึงผลของสัญญาณรบกวนโดยรวมทั้งหมด ทั้งที่มีจากการตรวจจับสัญญาณและจากความผิดพลาดของพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ซึ่งแทนได้ด้วยสัญญาณลักษณะ  $\eta$  ในบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 6.1 โดยเราจะออกแบบ  $K_p$  เพื่อให้อัตราขยายระหว่างสัญญาณรบกวนและความเร็วประมาณซึ่งคำนวณได้จากสมการ (6.5) มีค่าน้อยที่สุด

$$\frac{\hat{\omega}_m}{\eta} = \frac{C(K_p + K_I/s)}{1 + C^2 G'_{22}(s)(K_p + K_I/s)} \quad (6.5)$$

เราสามารถจำแนกลักษณะของสัญญาณรบกวน  $\eta$  ที่ปะปนเข้ามาที่ค่าผิดพลาดของกระแสในแกน q ( $e_{iq}$ ) ในระบบประมาณค่าความเร็วได้คร่าวๆดังนี้คือ 1) สัญญาณรบกวนที่เกิดจากออฟเซตของวงจรถ่วงจับกระแสซึ่งเป็นสัญญาณกระแสตรง (DC offset) 2) สัญญาณรบกวนที่ความถี่สูงซึ่งเกิดจากผลของความไม่อุดมคติของสวิทช์กำลัง (High-frequency noise) 3) สัญญาณรบกวนที่ความถี่ทำงาน  $\omega_o$  (ความถี่หลักมูล) ซึ่งอาจเกิดจากความผิดพลาดของค่าพารามิเตอร์



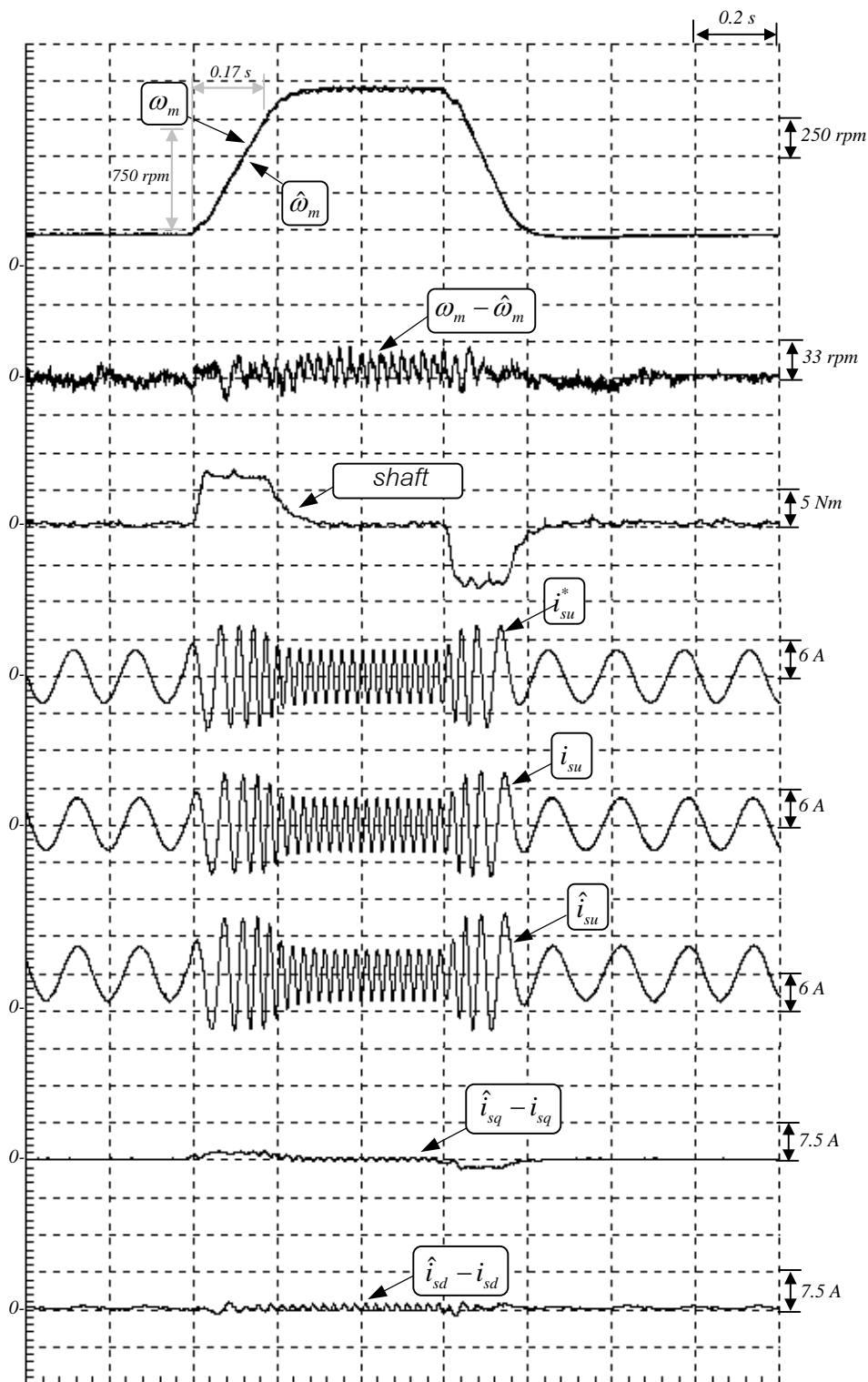
รูปที่ 6.4 ผลจำลองการเร่งลดความเร็วเพื่อดูผลตอบสนองของแบบแรมป์ของระบบประมาณค่าความเร็ว  
 ที่  $K_I = 40$ ,  $K_P = 2$



รูปที่ 6.5 ผลจำลองการเร่งลดความเร็วเพื่อดูผลตอบสนองแบบแรมป์ของระบบประมาณค่าความเร็ว  
 ที่  $K_I = 400$ ,  $K_P = 2$

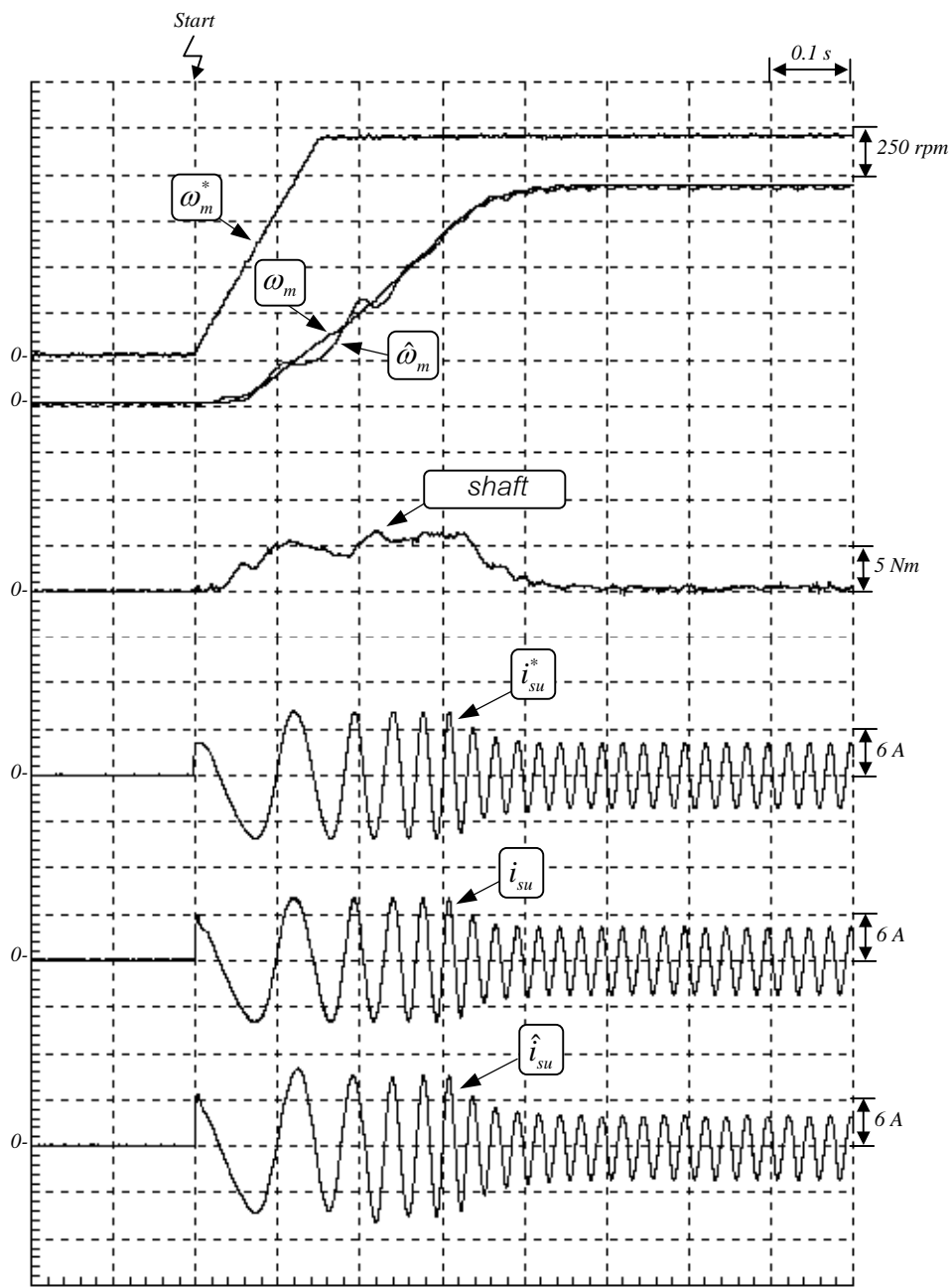


รูปที่ 6.6 ผลการทดลองการเร่งลดความเร็วเพื่อดูผลตอบสนองแบบแรมปีของระบบประมาณค่าความเร็ว  
ที่  $K_I = 40$ ,  $K_P = 2$

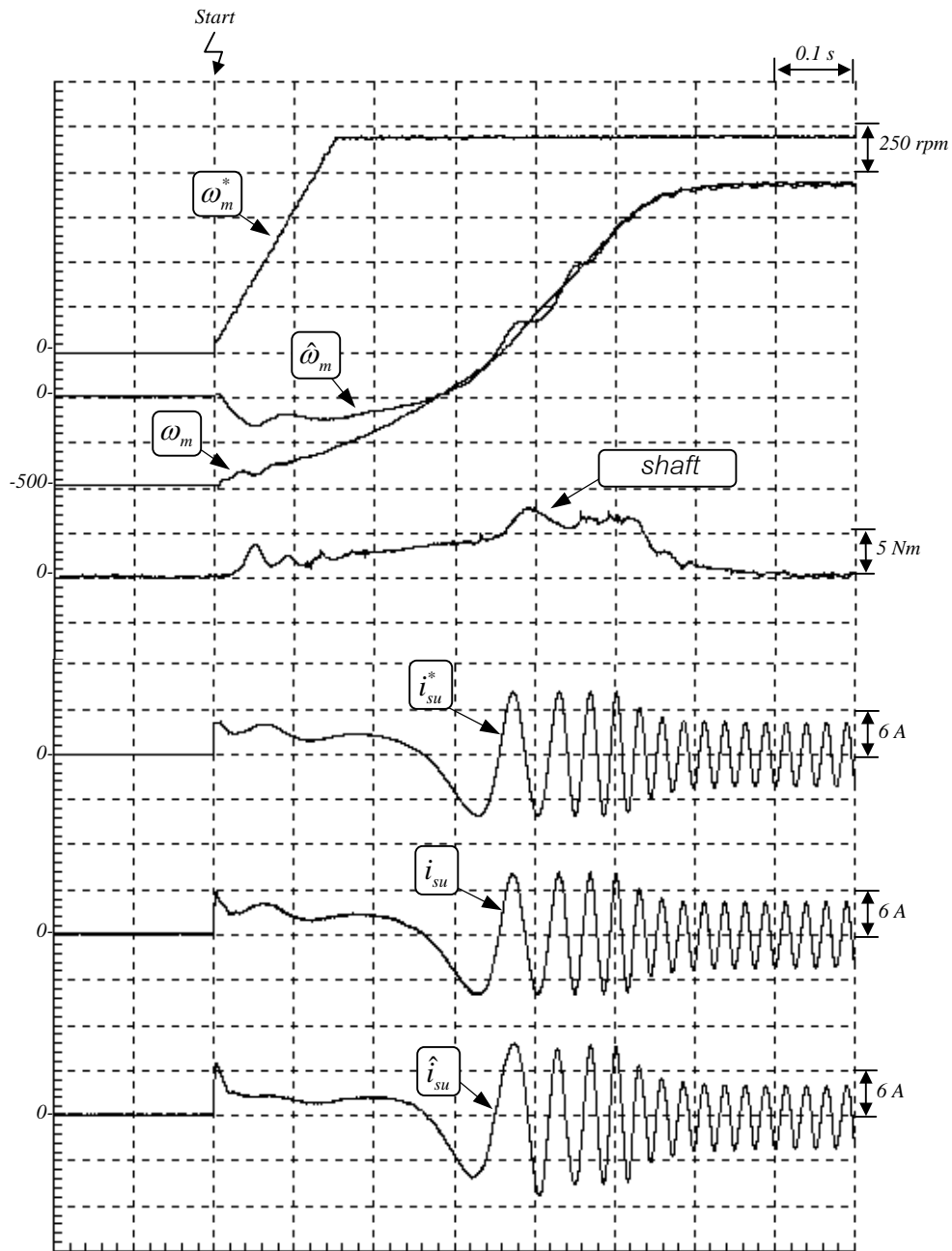


รูปที่ 6.7 ผลการทดลองการเร่งลดความเร็วเพื่อดูผลตอบสนองแบบแรมปีของระบบประมาณค่าความเร็ว  
 ที่  $K_I = 400$ ,  $K_P = 2$





รูปที่ 6.8 ผลการทดลองการเริ่มต้นเดินเครื่องของมอเตอร์หตุดนิ่ง ( $K_I = 400$ ,  $K_P = 2$ )



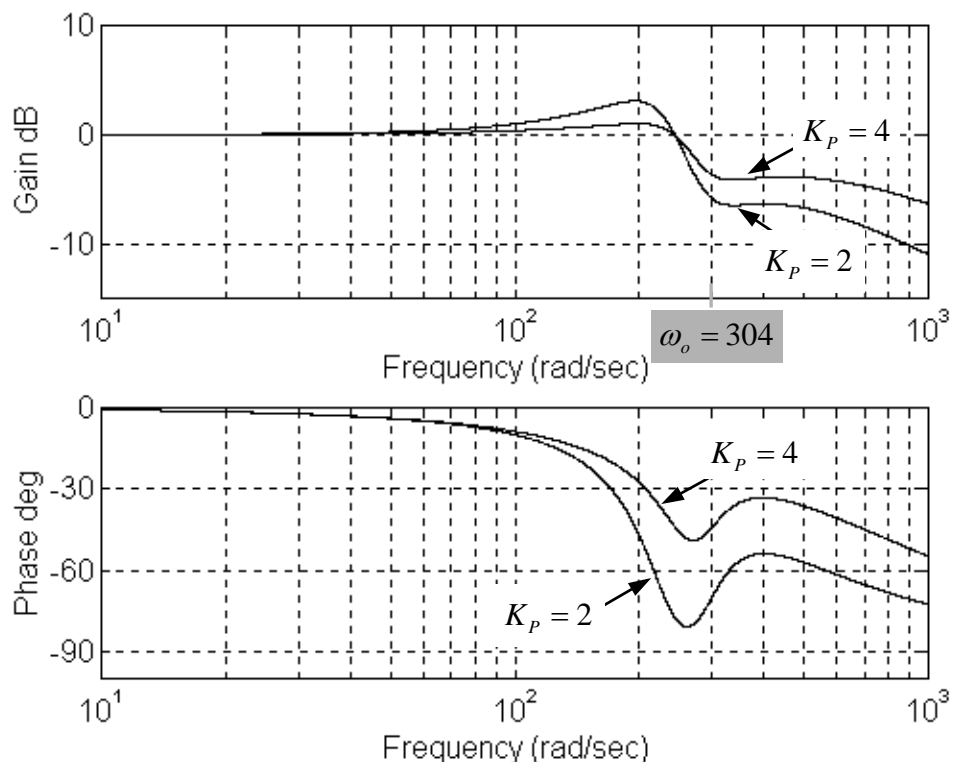
รูปที่ 6.9 ผลการทดลองการเริ่มต้นเดินเครื่องขณะที่มอเตอร์หมุนด้วยความเร็ว  $\omega_m = -500$  rpm  
 ( $K_I = 400$ ,  $K_P = 2$ )

มิเตอร์ของมอเตอร์หรือวงจรถรวจจับกระแส เนื่องจากเราใช้บล็อกไดอะแกรมอ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ในการวิเคราะห์ระบบประมาณ ดังนั้นสัญญาณรบกวนที่ความถี่  $\omega$  เมื่ออ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์จะกลายเป็นสัญญาณ  $\eta$  ในบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 6.2 ซึ่งมีความถี่เลื่อนไปเป็น  $\omega - \omega_o$  เพราะฉะนั้นในการหาอัตราขยายหรือมุมเฟสสำหรับสัญญาณรบกวนที่ความถี่  $\omega$  ต่างๆ เราต้องทำการพิจารณาอัตราขยายและมุมเฟสของฟังก์ชันโอนย้ายที่ความถี่  $\omega - \omega_o$  แทน รูปที่ 6.10 แสดงถึงโบเดพล็อตของฟังก์ชันโอนย้ายในสมการ (6.5) สำหรับค่าสัญญาณรบกวนแบบต่างๆ

ในกรณีของสัญญาณรบกวนที่อยู่ในย่านความถี่รอบๆความถี่หลักมูล ความถี่ของสัญญาณรบกวนเมื่อพิจารณาบนแกนอ้างอิงหมุนจะมีค่าประมาณศูนย์ ดังนั้นจากสมการ (6.5) เราจะได้ว่าอัตราขยายของสัญญาณรบกวนจะมีค่าดังสมการ (6.6)

$$\frac{\hat{\omega}_m}{\eta} \Big|_{s=0} = \frac{1}{CG'_{22}(s)} \Big|_{s=0} \quad (6.6)$$

จากสมการ(6.6) และรูปที่ 6.10 จะเห็นได้ว่าอัตราขยายสัญญาณรบกวนรอบๆความถี่หลักมูลจะถูกกำหนดโดย  $G'_{22}(s) \Big|_{s=0}$  ค่าอัตราขยายการปรับตัวจึงไม่มีผลในการออกแบบหรือเพิ่มความไวต่อสัญญาณรบกวนในย่านความถี่หลักมูล



รูปที่ 6.10 โบเดพล็อตของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปีระหว่างสัญญาณรบกวนกับความเร็วประมาณ

$$(K_I = 400, \omega_m = 1450 \text{ rpm}, \text{ไร้อโหลด}, \omega_o = 304 \text{ rad/s})$$

สำหรับสัญญาณรบกวนที่เกิดจากสัญญาณออฟเซตและสัญญาณรบกวนที่ความถี่สูงนั้น เมื่อพิจารณาบนแกนอ้างอิงหมุน ความถี่ของสัญญาณก็จะถูกเลื่อนไปในย่านความถี่ที่เท่ากับหรือสูงกว่าความถี่ทำงาน  $\omega_o$  ดังนั้นเราสามารถคำนวณค่าอัตราขยายของสัญญาณรบกวนได้จากสมการ (6.5) โดยให้  $s = j\omega_o$  และ  $s \rightarrow \infty$  ตามลำดับ ซึ่งเราจะพบว่าอัตราขยายที่คำนวณได้จะมีค่าโดยประมาณเท่ากับ  $CK_p$  ทั้งนี้เนื่องจากฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  มีค่าน้อยมากในย่านความถี่สูง (รูปที่ 6.3) จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นได้ว่าเราสามารถลดทอนผลกระทบจากสัญญาณรบกวนได้โดยการเลือกค่าอัตราขยาย  $K_p$  ให้มีค่าต่ำๆ ดังจะแสดงด้วยผลการทดลองดังนี้

ผลการทดลองในรูปที่ 6.11 และ 6.12 เปรียบเทียบผลจากการใช้ค่าอัตราขยายการปรับตัว  $K_p = 2$  และ 4 ตามลำดับ ซึ่งเราจะเห็นได้ว่าสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก DC-offset ค่อนข้างที่จะมีนัยสำคัญเมื่อเทียบกับสัญญาณรบกวนประเภทอื่นๆ โดยผลกระทบของสัญญาณรบกวนที่ค่าอัตราขยาย  $K_p$  ค่าต่างๆสามารถสังเกตได้จากสัญญาณผิดพลาดของความเร็ว ( $\hat{\omega}_m - \omega_m$ ) จะเห็นได้ว่าที่อัตราขยาย  $K_p = 4$  จะมีค่ายอดถึงยอด (peak to peak) ของสัญญาณผิดพลาดของความเร็วเท่ากับ 40 rpm โดยประมาณ ในขณะที่  $K_p = 2$  จะค่าประมาณ 20 rpm ซึ่งผลที่ได้นี้ยืนยันถึงความถูกต้องของการวิเคราะห์ข้างต้น

### 6.1.3 ข้อจำกัดทางด้านเสถียรภาพ

แนวทางการออกแบบอัตราขยายปรับตัวที่ได้นำเสนอในหัวข้อ 6.1.1 และ 6.1.2 ดูเหมือนว่าจะให้เงื่อนไขที่เพียงพอที่จะทำให้เราสามารถออกแบบอัตราขยายทั้ง  $K_p$  และ  $K_I$  ได้อย่างอิสระ อย่างไรก็ตามในกรณีที่เรากำหนดให้อัตราขยาย  $K_I$  มีค่าสูงเพื่อให้ผลตอบสนองในการติดตามที่ดี และเลือกค่าอัตราขยาย  $K_p$  ที่ต่ำเพื่อลดทอนผลกระทบจากสัญญาณรบกวนนั้น อาจจะทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วแกว่งได้ดังแสดงในรูปที่ 6.13 โดยเราสามารถอธิบายพฤติกรรมดังกล่าวได้ดังนี้

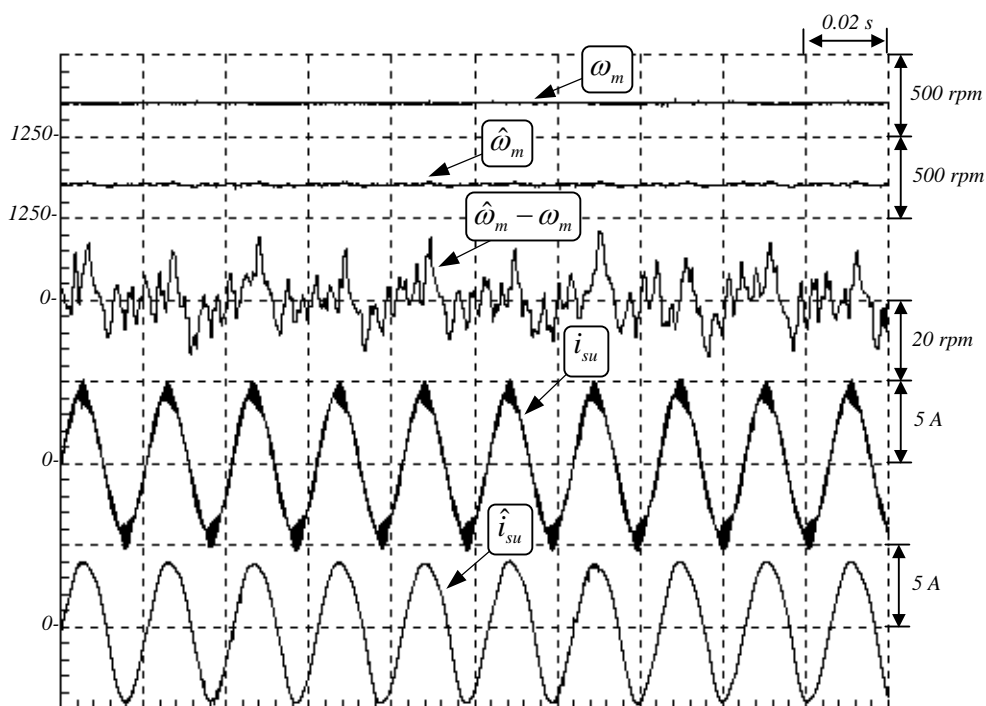
โดยอาศัยโบเดพล็อตในรูปที่ 6.3 จะเห็นได้ว่ามุมเฟสของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  จะมีค่าประมาณ  $-90^\circ$  ณความถี่ของสัญญาณ  $\omega$  ที่มีค่าเกือบเท่ากับความถี่ของจุดทำงาน  $\omega_o$  ดังนั้นถ้าเรากำหนดให้อัตราขยายการปรับตัว PI อยู่ในย่านนี้หรือสูงกว่าก็จะทำให้มุมเฟสล้าหลังของอัตราขยายการปรับตัวมีผลกระทบต่อมุมเฟสโดยรวมของระบบประมาณค่าความเร็ว โดยจะทำให้ช่วงเฟสลดลงยังผลให้ระบบประมาณค่าความเร็วแกว่งในที่สุด รูปที่ 6.14 แสดงถึงโบเดพล็อตของระบบประมาณค่าความเร็วที่ค่าอัตราขยายการปรับตัว  $K_p = 0.125$  และ  $K_I = 400$  จะเห็นได้ว่าในกรณีนี้ระบบจะมีช่วงเฟสเท่ากับ  $3.5^\circ$  ดังนั้นเงื่อนไขในการออกแบบค่าอัตราขยายการปรับตัวที่เพิ่มเติมมานอกเหนือไปจากเงื่อนไขในสมการ (6.2)-(6.3) ก็คือค่าความถี่หักมุมของอัตราขยายการปรับตัวควรจะมีค่าน้อยกว่าค่าความถี่ของจุดทำงาน รูปที่ 6.15 แสดงถึงโบเดพล็อตของระบบประมาณค่าอัตราขยายการปรับตัว  $K_p = 2$  และ  $K_I = 400$  (ความถี่หักมุมเท่ากับ  $200 \text{ rad/s} < \omega_o (= 304 \text{ rad/s})$ ) ทั้งนี้ระบบมีช่วงเฟสเท่ากับ  $47^\circ$  ผลการทดลองในรูปที่ 6.11 แสดงให้เห็นว่าระบบสามารถทำงานได้โดยไม่เกิดการแกว่งเมื่อเทียบกับผลในรูปที่ 6.13

จากผลการวิเคราะห์ในหัวข้อ 6.11-6.13 เราสามารถสรุปแนวทางการออกแบบอัตราขยายการปรับตัวสำหรับระบบประมาณค่าความเร็วได้ดังนี้คือ

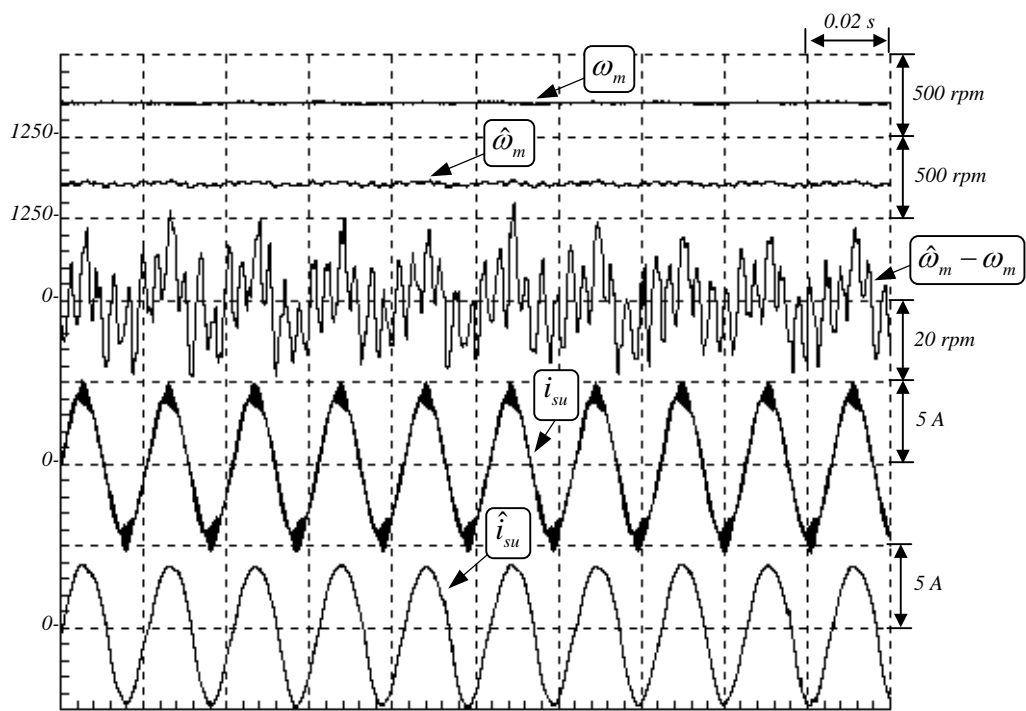
- 1) ค่าอัตราขยาย  $K_I$  คำนวณตามสมการ (6.2) เพื่อให้ได้ค่าความผิดพลาดของความเร็วประมาณในการตอบสนองแบบแรมปี  $\delta$  ตามต้องการ

$$K_I = \frac{R}{\delta C^2 G'_{22}(s)|_{s=0}} \quad (6.5)$$

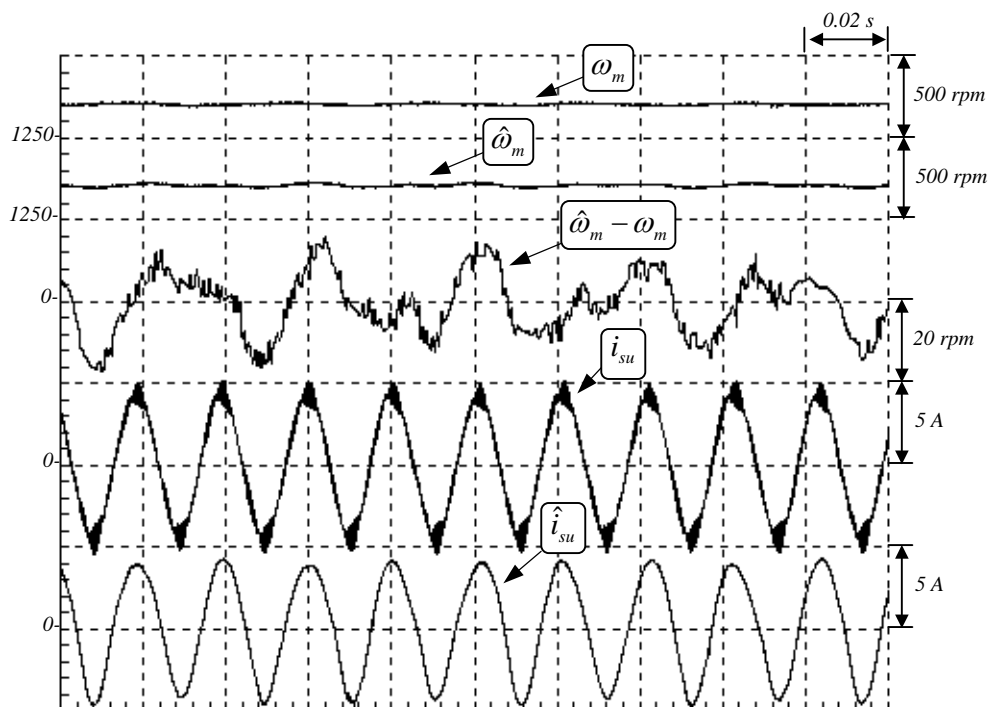
- 2) อัตราขยาย  $K_p$  ควรให้ม้ค่าต่ำเพื่อลดความไวต่อสัญญาณรบกวน
- 3) ค่าความถี่หักมุม  $K_I/K_p$  ของอัตราขยายการปรับตัวจะต้องมีค่าน้อยกว่าค่าความถี่ของจุดทำงาน  $\omega_o$



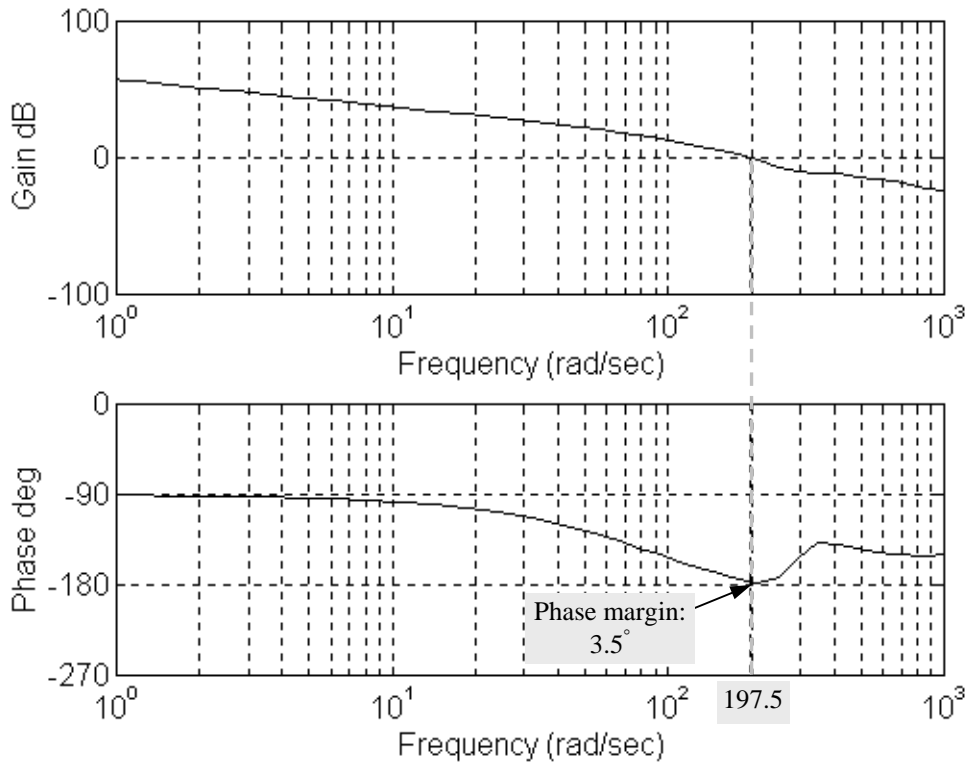
รูปที่ 6.11 ผลการทำงานที่  $\omega_m^* = 1450$  rpm, ไร้อหลด  $K_I = 400$  และ  $K_p = 2$



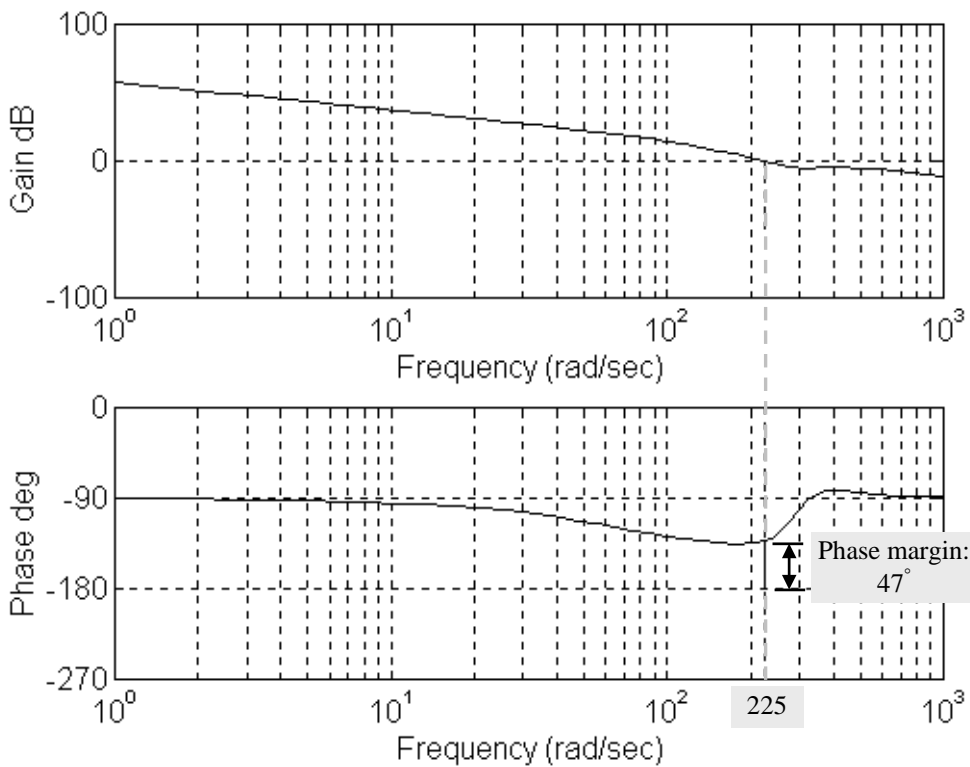
รูปที่ 6.12 ผลการทำงานที่  $\omega_m^* = 1450$  rpm, ไร้อินด  $K_I = 400$  และ  $K_P = 4$



รูปที่ 6.13 ผลการทำงานที่  $\omega_m^* = 1450$  rpm, ไร้อินด  $K_I = 400$  และ  $K_P = 0.125$



รูปที่ 6.14 โบดีพล็อตของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดระหว่างความเร็วโรเตอร์ค่าจริงกับค่าประมาณ ( $K_I = 400$ ,  $K_P = 0.125$ ,  $\omega_m = 1450$  rpm และไร้โหลด)



รูปที่ 6.15 โบดีพล็อตของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดระหว่างความเร็วโรเตอร์ค่าจริงกับค่าประมาณ ( $K_I = 400$ ,  $K_P = 2$ ,  $\omega_m = 1450$  rpm และไร้โหลด)

## บทที่ 7

### บทสรุปและข้อเสนอแนะ

#### บทสรุปผลการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ผู้เขียนได้ทำการวิจัยและพัฒนาระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วแบบใหม่สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยผลงานวิจัยสามารถสรุปเป็นประเด็นต่างๆได้ดังนี้

- 1) มีการนำเสนอการควบคุมแบบเวกเตอร์ซึ่งอาศัยหลักการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมที่ควบคุมกระแสสเตเตอร์ของมอเตอร์ผ่านแรงดันสเตเตอร์ ระบบควบคุมเวกเตอร์ที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมกระแสสร้างฟลักซ์และกระแสสร้างแรงบิดได้อย่างอิสระและถูกต้องทั้งในช่วงสถานะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัว อีกทั้งยังมีสมรรถนะในการควบคุมแรงบิดที่สามารถตอบสนองต่อโหลดได้เป็นอย่างดี และโครงสร้างของตัวควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมยังมีแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีความเข้ากันได้กับตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว
- 2) ทำการปรับปรุงสมรรถนะในการควบคุมของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมด้วยการเพิ่มวงรอบควบคุมกระแสสเตเตอร์เข้าไปที่ตัวควบคุม และได้นำเสนอแนวทางการออกแบบตัวควบคุมกระแสเพื่อลดทอนปัญหาความคลาดเคลื่อนของแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ อันเนื่องมาจากผลของการประวิงเวลาและความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังได้ ทำให้ระบบมีสมรรถนะการควบคุมแรงบิดที่ดีขึ้นโดยเฉพาะอย่างยิ่งในย่านความเร็วรอบต่ำๆ ทั้งนี้วงรอบควบคุมกระแสที่ได้เพิ่มเติมเข้ามา ไม่ได้ต้องการแบนวิดท์ที่สูงทำให้ง่ายต่อการนำไปสร้างจริง
- 3) พัฒนาและสร้างระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว ที่ใช้การควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมในส่วนควบคุมและประยุกต์ใช้ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวในการประมาณค่าความเร็ว โดยได้บูรณาการส่วนควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมเข้ากับตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวเพื่อลดความซับซ้อนของแบบจำลองของมอเตอร์ ทำให้ตัวควบคุมมีโครงสร้างที่ง่ายและไม่ซับซ้อน และระบบมีศักยภาพในการควบคุมที่ดีเทียบเท่ากับระบบควบคุมเวกเตอร์ที่ใช้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว
- 4) นำเสนอวิธีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วแบบใหม่ ทำให้ได้เงื่อนไขความถี่เสถียรภาพที่ชัดเจนในเชิงสมการ และทำให้เราสามารถคาดการณ์ได้ว่าระบบจะขาดเสถียรภาพเมื่อใด โดยย่านการทำงานที่ขาดเสถียรภาพจะเกิดขึ้นที่การทำงานแบบคั่นพลังงาน ณ ความเร็วต่ำ ข้อเสนอเกี่ยวกับความถี่เสถียรภาพที่ได้ยังสอดคล้องและครอบคลุมผลการวิเคราะห์ด้วยวิธีอื่นๆ และจากเงื่อนไขเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วที่ได้ ทำให้เราทราบว่าพฤติกรรมการขาดเสถียรภาพของการประมาณค่าความเร็วมีสาเหตุมาจากลักษณะสมบัติของตัวมอเตอร์เองประกอบกับวิธีการใช้ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็ว
- 5) นำเสนอวิธีการออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตเพื่อปรับปรุงเสถียรภาพของการประมาณค่าความเร็วในย่านการทำงานแบบคั่นพลังงานให้ดีขึ้น และได้พิสูจน์ถึงความถี่เสถียรภาพของระบบประมาณที่ใช้อัตราขยายป้อนกลับที่นำเสนอโดยอาศัยวิธีของ Lyapunov โดยได้ข้อสรุปว่านอกเหนือไปจากการทำงานของ



มอเตอร์ที่ความถี่เท่ากับศูนย์แล้ว อัตราขยายป้อนกลับที่พัฒนาขึ้นจะทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วมีเสถียรภาพแบบลู่เข้าในทุกย่านการทำงาน

- 6) เสนอหลักเกณฑ์การออกแบบค่าอัตราขยายการปรับตัวโดยพิจารณาจากผลตอบสนองแบบแรมป์ โดยค่าอัตราขยายการปรับตัวแบบอินทิเกรตจะถูกรออกแบบเพื่อให้ค่าความเร็วประมาณสามารถติดตามค่าความเร็วจริงในขณะเร่งลดความเร็วได้โดยมีค่าความผิดพลาดอยู่ในขอบเขตที่กำหนด ในขณะที่ค่าอัตราขยายการปรับตัวเชิงสัดส่วนจะพิจารณาจากผลการลดทอนอัตราขยายของสัญญาณรบกวนต่อค่าความเร็วประมาณ ทั้งนี้ค่าความถี่หักมุมของอัตราขยายการปรับตัวจะต้องมีค่าน้อยกว่าค่าความถี่ทำงาน เพื่อให้ระบบประมาณมีช่วงเฟสที่เพียงพอ

### ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในลำดับถัดไป

แม้ว่าสมรรถนะโดยรวมของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่น่าเสนอจะอยู่ในเกณฑ์ที่ดีและเพียงพอสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในอุตสาหกรรมได้ในระดับหนึ่ง แต่ก็มีประเด็นที่สำคัญบางประการที่ควรพิจารณาศึกษาและวิจัยเพิ่มเติม เพื่อพัฒนาขีดความสามารถของระบบให้ดียิ่งขึ้นไปอีกดังนี้

- 1) ค่าอัตราขยายป้อนกลับที่ได้ทำการออกแบบนั้นขึ้นอยู่กับความเร็วโรเตอร์ ( $\omega_m$ ) และค่า  $k$  ซึ่งเรามีอิสระในการกำหนดค่า ดังนั้นการเลือกค่า  $k$  ที่เหมาะสมจะมีผลต่อเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วด้วย (ตามเหตุผลที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 5) จากการทำงานของระบบจริงเราพบว่า ค่า  $k$  ที่เหมาะสมในแต่ละย่านการทำงานจะไม่คงที่ ยกตัวอย่างเช่น ที่ความเร็วมอเตอร์ 1500 rpm ค่า  $k$  ที่เหมาะสมคือ 0.5, ที่ความเร็วมอเตอร์ 1000 rpm ค่า  $k$  ที่เหมาะสมคือ 0.5, ที่ความเร็วมอเตอร์ 500 rpm ค่า  $k$  ที่เหมาะสมคือ 3, ที่ความเร็วมอเตอร์ 100 rpm ค่า  $k$  ที่เหมาะสมคือ 10, ที่ความเร็วมอเตอร์ 50 rpm ค่า  $k$  ที่เหมาะสมคือ 20, ที่ความเร็วมอเตอร์ 15 rpm ค่า  $k$  ที่เหมาะสมคือ 20 เป็นต้น ทำให้ไม่สะดวกในการนำไปใช้งานจริงกับระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วเพราะว่าต้องเปลี่ยนค่า  $k$  ด้วย ดังนั้นเราควรจะวิเคราะห์และหาความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $k$  กับความเร็ว เพื่อให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในทางปฏิบัติได้ง่ายขึ้น
- 2) ความถูกต้องของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ในตัวควบคุมถือเป็นตัวแปรสำคัญที่ชี้บ่งถึงสมรรถนะของการควบคุม แต่เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ต่างๆของมอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงไปตามสภาวะและเงื่อนไขในการทำงาน ยกตัวอย่างเช่นค่าความต้านทานของมอเตอร์จะแปรเปลี่ยนไปตามอุณหภูมิของสภาพแวดล้อม หรือค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงไปตามค่ากระแสกระตุ้นตามความสัมพันธ์ที่ไม่เชิงเส้นระหว่างฟลักซ์และกระแสกระตุ้น ดังนั้นเราควรศึกษาและวิเคราะห์ว่าความผิดพลาดของค่าพารามิเตอร์เหล่านี้มีผลกระทบอย่างไรต่อการประมาณค่าความเร็ว, โรเตอร์ฟลักซ์และกระแสเตเตอร์ รวมไปถึงผลกระทบต่อศักยภาพในการควบคุมแรงบิดด้วย
- 3) ควรพัฒนาวิธีการควบคุมเพื่อให้ระบบมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ดังกล่าวข้างต้นนี้ ซึ่งมีอยู่ด้วยกันหลายแนวทาง ยกตัวอย่างเช่น ก) เราสามารถลดผลกระทบจากความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้ตารางค่าความเหนี่ยวนำ ณ กระแสกระตุ้นค่าต่างๆที่ได้จากการทดสอบมอเตอร์ ข) หาแนวทางในการออกแบบค่าอัตราขยายป้อนกลับเพื่อให้ตัวสังเกตแบบปรับตัวมีความคงทนหรือ ค) ทำการ

ปรับค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์บางตัวไปพร้อมๆกับการประมาณค่าความเร็ว โดยเฉพาะอย่างยิ่งค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะในการควบคุมค่อนข้างมาก ณ การทำงานที่ความเร็วต่ำ

- 4) การขาดคุณสมบัติในการประมาณค่าได้ที่ความถี่ทำงานเท่ากับศูนย์ของระบบประมาณ เป็นประเด็นที่เราควรหาทางแก้ไข ยกตัวอย่างเช่น H. Kubota et al. (2001) [36] ได้เสนอวิธีหนึ่งในการแก้ไขปัญหานี้โดยการปรับขนาดของโรเตอร์ฟลักซ์เมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความถี่ใกล้ศูนย์ เพื่อหลีกเลี่ยงไม่ให้มอเตอร์ทำงานที่ความถี่เท่ากับศูนย์

## รายการอ้างอิง

### ภาษาอังกฤษ

- [1] M. Ishida et al. "Steady-State Characteristics of a Torque and Speed Control System of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics for Slip Frequency Sensing", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. PE-2, No. 3, 1987, pp. 257-263.
- [2] D. S. Zinger et al. "A Direct Field-Oriented Controller for Induction Motor Drives Using Tapped Stator Windings", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. PE-5, No. 4, 1990, pp. 446-453.
- [3] R. Blasco et al. "Speed Measurement of Inverter Fed Induction Motors Using the FFT and the Rotor Slot Harmonics", *5<sup>th</sup> Int. Conf. On Power Electronics and Variable Speed Drives*, 1994, pp. 470-475.
- [4] A. Ferrah et al. "An FFT-Based Novel Approach to Noninvasive Speed Measurement in Induction Motor Drives", *IEEE Trans. on Instrum. And Meas.*, Vol. 4, No. 6, 1992, pp. 797-802.
- [5] S. Tamai et al. "Speed Sensor-Less Vector Control of Induction Motor With Model Reference Adaptive System", *Proc. of IEEE/IAS*, 1987, pp. 189-195.
- [6] C. Schauder. "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-28, No. 5, 1992, pp. 1054-1061.
- [7] A. Abbondanti et al. "Variable Speed Induction Motor Drives Use Electronic Slip Calculator Based on Motor Voltages and Currents", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-11, No. 5 1975, pp. 483-488.
- [8] A. Nabae et al. "Inverter-Fed Induction Motor Drive Systems with an Instantaneous Slip-Frequency Estimation Circuit", *Conf. Record of IEEE/PESC*, 1982, pp. 322-327.
- [9] A. Fratta et al. "Vector Control of Induction Motors Without Shaft Transducers", *Conf. Record of IEEE/PESC*, 1988, pp. 839-846.
- [10] X. Xu et al. "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-27, No. 4, 1991, pp. 694-700.
- [11] U. Baader et al. "Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine: A Basis for Speed Control Without Speed Measurement", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-28, No. 3, 1992, pp. 581-588.
- [12] R. Joetten et al. "Control Methods for Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based on Current and Voltage as Measured Quantities", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-19, No. 3, 1983, pp. 356-363.
- [13] T. Kanmachi et al. "Sensor-Less Speed Control of an Induction Motor", *IEEE Ind. Appl. Magazine*, Jan./Feb., 1995, pp. 22-27.
- [14] Y. Hayashi et al. "Slip Frequency Control of an Induction Motor using Speed Calculation", *Trans. of IEE Japan*, Vol. 56-B18, 1981, pp. 25-32.
- [15] B.-J. Brunsbach et al. "Field-Oriented Control of an Induction Motor Without Mechanical Sensors Using a Kalman-Filter", *Archiv fur Electrotechnik* 73, 1990, pp. 325-335.

- [16] Y. R. Kim et al. "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-30, No. 5, 1994, pp. 1225-1233.
- [17] T. Du et al. "Shaft Speed, Load Torque and Rotor Flux Estimation of Induction Motor Drive Using an Extended Luenberger Observer", *6<sup>th</sup> Int. Conf. On Electrical Machines and Drives*, 1993, pp. 179-184.
- [18] H. Borsting et al. "Estimation of Mechanical Signals in Induction Motors Using the Recursive Prediction Error Method", *6<sup>th</sup> EPE*, 1993, pp. 455-460.
- [19] F. Z. Peng et al. "Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-30, No. 5, 1994, pp. 1234-1240.
- [20] T. Ohtani et al. "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-28, No. 1, 1992, pp. 157-164.
- [21] T. Okuyama et al. "Simplified Vector Control System without Speed Sensor and Voltage Sensors-Effects of Setting Errors in Control Parameters and Their Compensation", *Trans. of IEE Japan*, Vol. 110-D, No. 5, 1990, pp. 477-480.
- [22] H. Kubota et al. "DSP-based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 29, No. 2, 1993, pp. 344-348.
- [23] G. Yang et al. "Adaptive-Speed Identification Scheme for a Vector-Controlled Speed Sensorless Inverter-Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 29, No. 4, 1993, pp. 820-825.
- [24] H. Sugimoto. "One Improving Measures of Stability in Regeneration Operation of Speed Sensorless Vector Control Induction Motor System Using Adaptive Observer of Secondary Magnetic Flux", *Proc. of IPEC-Tokyo 2000*, Vol. 3, pp. 1069-1074.
- [25] S. Doki et al. "Implementation of Speed-Sensor-Less Field-Oriented Vector Control Using Adaptive Sliding Observer", *Proc. of IEEE/IECON*, 1992, pp. 453-458.
- [26] S. Sangwongwanich. "Generalized Controllers for Induction Motor Drive Systems", *Proc. of PCC-Yokohama*, 1993, pp. 450-455.
- [27] H. Tajima, Y. Hori. "Speed Sensorless Field-Orientation Control of the Induction Machine", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol IA-29, No. 1, 1993, pp. 175-180.
- [28] J. Maes, J.A. Melkebeek. "Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-36, No. 3, 2000, pp. 778-785.
- [29] H. Hofmann, S. R. Sanders. "Speed-Sensorless Vector Torque Control of Induction Machines Using a Two-Time-Scale Approach", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-34, No. 1, 1998, pp. 169-177.
- [30] G. C. Verghese, S. R. Sanders. "Observer for flux estimation in induction machines", *IEEE Trans. on Ind. Electron*, Vol. 35, no. 1, 1988, pp. 85-94.
- [31] L. Harnefors. "A comparison between directly parametrised **observers** and extended Kalman filters for **sensorless induction motor drives**", *Proc. Of Power Electronics and Variable Speed Drives*, No. 456, 1998, pp. 275 – 280.

- [32] K. Ohnishi et al. "Decoupling Control of Secondary Flux and Secondary Current in Induction Motor Drive With Controlled Voltage Source and Its Comparison With Volts/Hertz Control", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-21, No. 1, 1985, pp. 241-247.
- [33] F. Harashima et al. "Multimicroprocessor-Based Control System for Quick Response Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-2, No. 4, 1985, pp. 602-609.
- [34] S. Sangwongwanich. "Generalized Controllers for Induction Motor Drive Systems", *Proc. of PCC-Yokohama 1993*, pp. 450-455.
- [35] S. Sangwongwanich. "Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors - Stability Analysis and Realization-", *Proc. of IPEC-Yokohama*, 1995, Vol. 1, pp. 310-315.
- [36] H. Kubota et al. "Stable Operation of Adaptive Observer Based Sensorless Induction Motor Drives in Regenerating Mode at Low Speeds", *Conf. Record of IEEE/IAS Annual Meeting 2001*, Vol. 1, pp. 469-474.
- [37] G. Yang, T. H. Chin. "Hyperstability of the Full-Order Adaptive Observer for Vector-Controlled Induction Motor without Speed-Sensor", *T. IEE Japan*, Vol. 112-D, No. 11, 1992, pp. 1047-1055, (in Japanese).
- [38] S. Sastry, M. Bodson. "Adaptive Control", Prentice Hall, New Jersey, 1989.
- [39] H. Kobayashi et al. "A New Controller for Induction Motors using Flux Observer", *PESC '88*, Vol. 2, pp. 1063-1068.
- [40] P. L. Jansen, A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-30, No. 1, 1994, pp. 101-110.
- [41] P.C. Parks, V. Hahn. "Stability Theory", Prentice Hall, 1993.
- [42] C. Nitayotan, S. Sangwongwanich. "A Filtered Back EMF Based Speed-Sensorless Induction Motor Drive", *Conf. Record of IEEE/IAS Annual Meeting 2001*, Vol. 2, pp. 1224-1231.
- [43] E. A. Barbashin. "Introduction to the Theory of Stability", Wolters-Noordhoff, 1970.
- [44] V. M. Popov. "The Solution of a New Stability Problem for Controlled Systems", Translated from *Avtomatika I Telemekhanika*, Vol. 24, No. 1, pp. 7-26, 1963.
- [45] I. D. Landau, M. Tomizuka. "Theory and Practice of Adaptive Control Systems", (in Japanese).

## ภาษาไทย

- [46] ไสภณ สมัยรัฐ. "ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบเวกเตอร์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์", วิทยานิพนธ์ปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2538.
- [47] ชูเกียรติ นิธิโยธาน. "ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ", วิทยานิพนธ์ปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2542.
- [48] ไพศาล สุตวิสัย. "การปรับปรุงสมรรถนะของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วในย่านความเร็วต่ำ", วิทยานิพนธ์ปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2544.

ภาคผนวก

## ภาคผนวก ก

### โครงสร้างฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ของระบบ

#### 1. ฮาร์ดแวร์ของระบบ

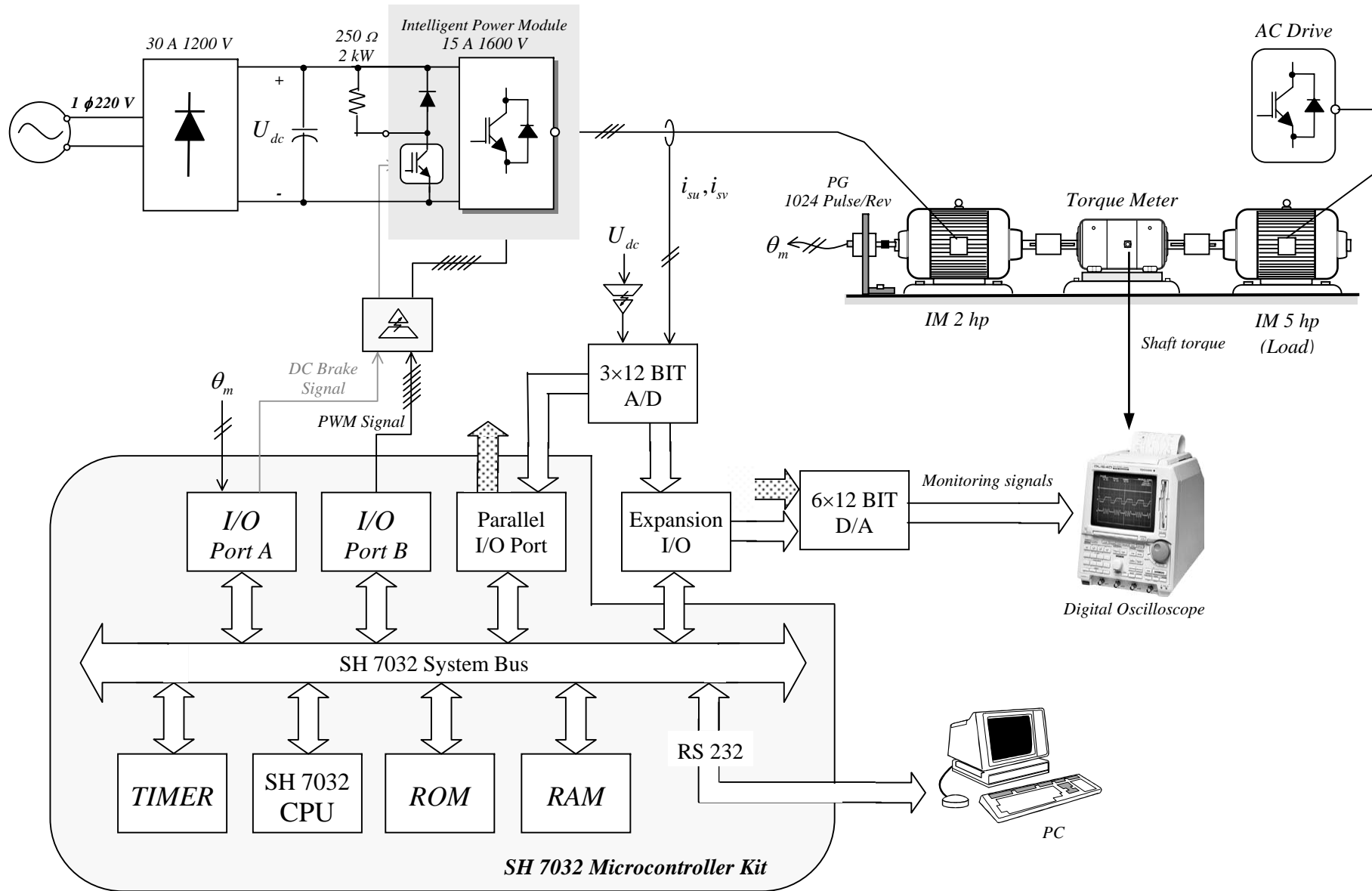
รูป ก.1 แสดงให้เห็นถึงภาพรวมของฮาร์ดแวร์ของระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำที่พัฒนาขึ้น ในส่วนการคำนวณและประมวลผลเราได้ใช้บอร์ดสำเร็จรูปของไมโครคอนโทรลเลอร์ SH 7032 ซึ่งประกอบด้วยตัวประมวลผล SH 7032 ที่มีโครงสร้างทางสถาปัตยกรรมแบบ RISC โดยบอร์ดสำเร็จรูปนี้ประกอบด้วย สัญญาณนาฬิกาที่มีความถี่เท่ากับ 20 MHz, ROM, RAM (128 Kbytes), I/O พอร์ต A และพอร์ต B, I/O พอร์ตแบบขนาน (parallel port) (1 อินพุตพอร์ต และ 1 เอาต์พุตพอร์ต) และพอร์ตอนุกรม RS 232 สำหรับฮาร์ดแวร์ที่เราพัฒนาเพิ่มเติมขึ้นมาได้แก่ I/O พอร์ตแบบขนานที่ขยายเพิ่มขึ้น (2 อินพุตและ 2 เอาต์พุต), วงจรแปลงสัญญาณ A/D ขนาด 12 บิตจำนวน 3 ช่อง และส่วนแปลงสัญญาณ D/A ขนาด 12 บิต จำนวน 3 ช่อง โดยในช่องที่ 3 เรามีการขยายตัวแปลงสัญญาณ D/A เพิ่มเป็น 4 ช่องสัญญาณ

ซอฟต์แวร์ที่ทำการพัฒนาบนคอมพิวเตอร์จะถูกถ่ายโอนมาที่ RAM บนบอร์ดสำเร็จรูปผ่านพอร์ตอนุกรม RS 232 ข้อมูลของแรงดันบัลไฟตรงและกระแสมอเตอร์ที่ตรวจจับมาจะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลและถูกส่งมาที่บอร์ดควบคุมผ่านพอร์ตแบบขนาน สำหรับสัญญาณ PWM (6 สัญญาณ) และสัญญาณขับนำเบรกกึ่งยูนิตที่ได้จากตัวประมวลผลจะถูกส่งไปยังอินเวอร์เตอร์ผ่าน I/O พอร์ต B และ A ตามลำดับ โดยสัญญาณทั้งหมดนี้จะถูกแยกโดดทางไฟฟ้าก่อนที่จะส่งผ่านไปที่ภาคกำลังของอินเวอร์เตอร์ สำหรับสัญญาณพัลส์จากตัวตรวจจับตำแหน่งของมอเตอร์ ( $\theta_m$ ) จะถูกส่งมาที่ I/O พอร์ต A ซึ่งเราจะใช้ในการเปรียบเทียบระหว่างค่าความเร็วจริงของมอเตอร์และความเร็วที่ประมาณค่าได้ในกรณีนี้ที่ตัวควบคุมทำงานในโหมดของการควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว เราสามารถแสดงค่าสัญญาณต่างๆในตัวประมวลผลผ่านทางเอาต์พุตของพอร์ตแบบขนานที่เชื่อมต่อกับส่วนแปลงสัญญาณ D/A

ฮาร์ดแวร์ในส่วนของภาคกำลังนั้นจะมีโครงสร้างเหมือนอินเวอร์เตอร์พื้นฐานทั่วไปที่ประกอบด้วย ส่วนเรียงกระแสไฟตรง, ตัวเก็บประจุที่บัลไฟตรงและวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งเราใช้ IPM (Intelligent Power Module) เป็นอุปกรณ์กำลังโดยมีเบรกกึ่งยูนิตรวมอยู่ในด้วย สำหรับระบบขับเคลื่อนทางกลจะประกอบด้วยมอเตอร์เหนี่ยวนำที่เราขับเคลื่อนขนาด 2 hp โดยค่าพิกัดและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ได้แสดงไว้ในตารางที่ ก.1 โหลดที่ใช้ในระบบนี้จะเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาด 5 hp ซึ่งมีชุดควบคุมแบบเวกเตอร์เป็นตัวขับเคลื่อน อุปกรณ์ตรวจจับแรงบิดจะถูกเชื่อมต่อกันระหว่างมอเตอร์ทั้งสองตัว เพื่อตรวจวัดค่าแรงบิดที่เพลา (shaft torque) ของมอเตอร์ในระหว่างการขับเคลื่อนโหลด

ตารางที่ ก.1 พิกัดและพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในงานวิจัย

<b>2HP, 220/380 V, 50 Hz, 6.0/3.5 A, 1450 rpm, 4 Poles</b>	
$i_{sd} = 5.2 \text{ A (rated)}$	$i_{sq} = 8.8 \text{ A (rated)}$
$R_s = 1.40 \ \Omega$	$R_r = 0.80 \ \Omega$
$L_s = 0.134 \text{ H}$	$L_r = 0.123 \text{ H}$
$M = 0.123 \text{ H}$	$J = 0.019 \text{ kg} - \text{m}^2$



รูปที่ ก.1 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบที่ใช้ในการทดสอบ



## 2. ซอฟต์แวร์แวร์ของระบบ

จากโครงสร้างส่วนการควบคุมในรูปที่ 3.9 ไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการคำนวณกระแสสร้างแรงบิด ( $i_{sq}$ ) จากผลต่างระหว่างความเร็วคำสั่งกับความเร็วประมาณ ผ่านตัวควบคุม PI ที่มีการจำกัดค่ากระแสคำสั่ง ไม่ให้เกินค่าพิคกักระแสคำสั่ง  $i_{sq}^*$  ที่คำนวณได้ และกระแสสร้างฟลักซ์  $i_{sd}^*$  ที่กำหนด (ในการทดลองเราจะคงค่าไว้ที่ค่าพิคกั) จะถูกส่งไปยังตัวควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว ซึ่งจะประมาณค่าความเร็วจากค่าผิดพลาดระหว่างกระแสประมาณกับกระแสเดเตอร์ที่ตรวจจับมา เพื่อใช้ในวงรอบควบคุมความเร็วด้านนอก และคำนวณค่าแรงดันสำหรับการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมในส่วนขอระบบควบคุมเวกเตอร์ โดยมีการชดเชยแรงดันเนื่องมาจากผลของการประวิงเวลาสวิตช์ด้วย ค่าแรงดันคำสั่งที่ได้จะถูกนำไปสร้างสัญญาณปรับความกว้างพัลส์ (PWM) สำหรับขับนำเกตของอินเวอร์เตอร์โดยอาศัยหลักการทาง สเปซเวกเตอร์ของแรงดัน (voltage space vector) (โสภณ สมัยรัฐ, 2538) ซึ่งใช้แรงดันบัลไฟตรงที่ตรวจจับได้เป็นแรงดันฐาน ซอฟต์แวร์ทั้งหมดสามารถเขียนได้ดังแสดงใน PDL (Program Development Language) ต่อไปนี้ และสามารถแสดงไดอะแกรมเวลาได้ดังรูปที่ ก.2 ซอฟต์แวร์โมดูลนี้จะใช้การอินเทอร์รัปต์ทุกๆ 500 ไมโครวินาที และโปรแกรมในการบริการการอินเทอร์รัปต์จะใช้เวลาทั้งหมดประมาณ 144 ไมโครวินาที ซึ่งจะเห็นว่าเราจะทำการอ่านกระแสก่อนเป็นอันดับแรก ทั้งนี้เพื่อให้กระแสที่อ่านได้ใกล้เคียงกับกระแสที่ความถี่หลักมูลมากที่สุด

\*\*\*\*\*

### SPEED-SENSORLESS VECTOR CONTROL PROGRAM OF AN INDUCTION MOTOR (MAIN PROGRAM)

\*\*\*\*\*

#### MODULE : MAIN PROGRAM

##### Initialize

- Initialize all variables
- Initialize all timers
- Clear all variables
- Wait for data from keyboard
- Enable time interrupt

##### Loop here and wait for interrupt only

##### Switching frequency Interrupt Service Routine

- Read motor currents
  - Input  $i_{su}, i_{sv}$  from A/D
  - Convert to rotating d-q axis (  $i_{sd}, i_{sq}$  )
- Get speed command
- Get estimated speed from previous interrupt service routine

Speed regulator

Calculate speed error

Calculate Speed Controller output ( $i_{sq}^*$ )

Current Control

Calculate PI- Control in d-Axis

Calculate PI-Control in q-Axis

Stator and Rotor dynamics

Calculate estimated currents ( $\hat{i}_{sd}, \hat{i}_{sq}$ )

Adaptive Controller

Calculate current error ( $\hat{i}_{sq} - i_{sq}$ )

Calculate estimated speed  $\hat{\omega}_m$

Calculate rotor flux frequency and angle

Decoupling control

Calculate  $v_{sd}, v_{sq}$

Calculate dead-time compensated voltage

Generate PWM signal

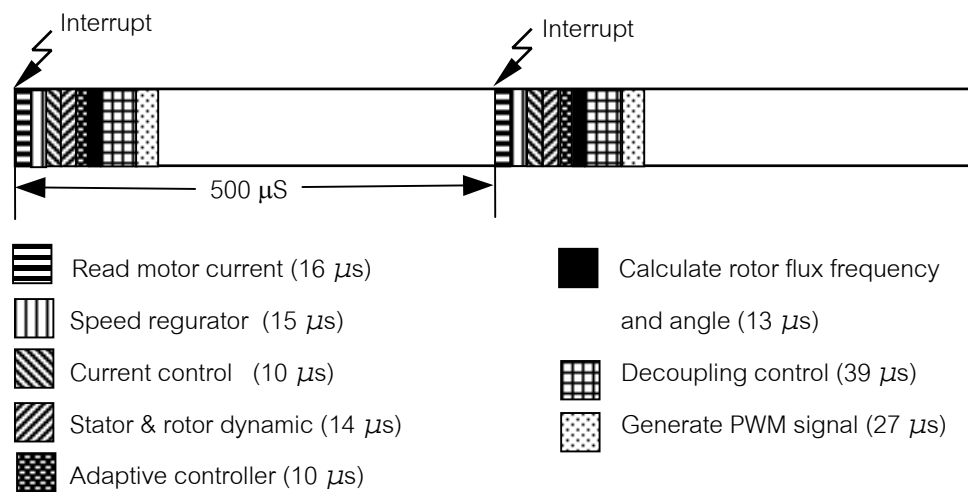
Find sector of compensated voltage vector

Calculate timing of switching pattern

Return

END MAIN PROGRAM

\*\*\*\*\*



รูปที่ ก.2 ไดอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์ไมโคร

## ภาคผนวก ข

### ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์

ในการบูรณาการส่วนการควบคุมแบบเวกเตอร์และตัวสังเกตแบบปรับตัว เราสามารถแสดงสมการตัวสังเกตแบบปรับตัวอ้างอิงบนแกนอ้างอิงหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์ได้ดังนี้

ตัวสังเกตเต็มอันดับบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

สมการสเตเตอร์:

$$\frac{d\hat{i}_s}{dt} = A_{11}\hat{i}_s + \hat{A}_{12}\hat{i}_o + B_1\bar{v}_s - H'_1(\hat{i}_s - \bar{i}_s) \quad (ข.1)$$

สมการโรเตอร์:

$$\frac{d\hat{i}_o}{dt} = A_{21}\hat{i}_s + \hat{A}_{22}\hat{i}_o - H'_2/M \cdot (\hat{i}_s - \bar{i}_s) \quad (ข.2)$$

จากตำแหน่งแกนอ้างอิงดังในรูปที่ 2.1 เราสามารถย้ายตัวสังเกตที่แสดงบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์  $(\alpha - \beta)$  ไปอ้างอิงกับแกนอ้างอิงหมุน (d-q) ของโรเตอร์ฟลักซ์ได้โดยอาศัยเมตริกซ์การแปลงแกนอ้างอิง  $T$  ซึ่งมีนิยามดังสมการ (ข.3) และความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรในแกนอ้างอิงต่างๆดังที่ได้แสดงในสมการ (2.15)-(2.19)

$$T = \begin{bmatrix} \cos \theta_o & \sin \theta_o \\ -\sin \theta_o & \cos \theta_o \end{bmatrix} \quad (ข.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = T \bar{i}_s \quad (ข.4)$$

$$\begin{bmatrix} i_o \\ 0 \end{bmatrix} = T \bar{i}_o \quad (ข.5)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = T \bar{v}_s \quad (ข.6)$$

$$T \frac{d\bar{i}_s}{dt} = \begin{bmatrix} di_{sd}/dt \\ di_{sq}/dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_o \\ \omega_o & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (ข.7)$$

$$T \frac{d\vec{i}_o}{dt} = \begin{bmatrix} di_o/dt \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_o \\ \omega_o & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ 0 \end{bmatrix} \quad (ข.8)$$

โดยการคูณสมการ (ข.1)-(ข.2) ด้วยเมตริกซ์  $T$  จะได้ว่า

$$T \frac{d\hat{i}_s}{dt} = A_{11} T \hat{i}_s + \hat{A}_{12} T \hat{i}_o + B_1 T \vec{v}_s - T H'_1 (\hat{i}_s - \vec{i}_s) \quad (ข.9)$$

$$T \frac{d\hat{i}_o}{dt} = A_{21} T \hat{i}_s + \hat{A}_{22} T \hat{i}_o - T H'_2 / M \cdot (\hat{i}_s - \vec{i}_s) \quad (ข.10)$$

เราจะได้สมการของตัวสังเกตบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์เขียนแยกเป็นสมการในแกน d และ q ดังสมการ (ข.11)-(ข.14)

ตัวสังเกตเต็มอันดับบนแกนหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์

**สมการสเตเตอร์:**

$$\frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} - \omega_o \hat{i}_{sq} = -\frac{R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}}{\sigma L_s} \hat{i}_{sd} + \frac{R_r}{L_r \varepsilon} M \hat{i}_o + \frac{v_{sd}}{\sigma L_s} - [H'_1 \cdot \vec{e}_i]_d \quad (ข.11)$$

$$\frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} + \omega_o \hat{i}_{sd} = -\frac{R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}}{\sigma L_s} \hat{i}_{sq} - \frac{p\hat{\omega}_m}{\varepsilon} M \hat{i}_o + \frac{v_{sq}}{\sigma L_s} - [H'_1 \cdot \vec{e}_i]_q \quad (ข.12)$$

**สมการโรเตอร์:**

$$\frac{d\hat{i}_o}{dt} = \frac{R_r}{L_r} \hat{i}_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \hat{i}_o - [H'_2 \cdot \vec{e}_i]_d \quad (ข.13)$$

$$\omega_o \hat{i}_o = \frac{R_r}{L_r} \hat{i}_{sq} + p\hat{\omega}_m \hat{i}_o - \frac{[H'_2 \cdot \vec{e}_i]_q}{M} \quad (ข.14)$$

เราสามารถจัดรูปสมการ (ข.11)-(ข.14) ใหม่ได้เป็นสมการ (3.8)-(3.11) สำหรับการย้ายสมการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ไปแสดงบนแกนอ้างอิงหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์สามารถทำได้ดังนี้คือ จากสมการประมาณค่าความเร็วบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

$$\hat{\omega}_m = (K_p + K_I \int dt) \cdot \left\{ JpM \hat{i}_o \right\}^T (\hat{i}_s - \vec{i}_s) \quad (ข.15)$$

เนื่องจากเมตริกซ์  $T$  มีคุณสมบัติที่ว่า  $T^{-1} = T^T$  ดังนั้น

$$\begin{aligned}
 (JpM\hat{i}_o)^T (\hat{i}_s - \vec{i}_s) &= (JpM\hat{i}_o)^T T^{-1}T(\hat{i}_s - \vec{i}_s) \\
 &= (JpM\hat{i}_o)^T T^T T(\hat{i}_s - \vec{i}_s) \\
 &= (T \cdot JpM\hat{i}_o)^T (T(\hat{i}_s - \vec{i}_s))
 \end{aligned} \tag{๑.16}$$

เนื่องจาก

$$(T \cdot JpM\hat{i}_o) = \begin{bmatrix} 0 \\ pM\hat{i}_o \end{bmatrix} \quad \text{และ} \quad T(\hat{i}_s - \vec{i}_s) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} - i_{sd} \\ \hat{i}_{sq} - i_{sq} \end{bmatrix} \tag{๑.17}$$

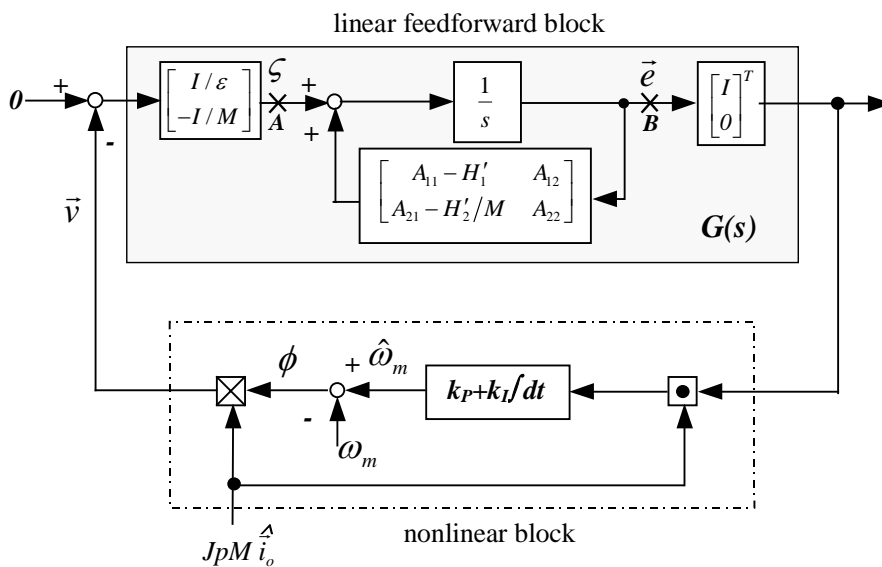
ดังนั้นเราสามารถแสดงสมการประมาณความเร็วบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ได้เป็น

$$\hat{\omega}_m = (K_P + K_I \int dt) \{ pM\hat{i}_o (\hat{i}_{sq} - i_{sq}) \} \tag{๑.18}$$

ภาคผนวก ค

วิธีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วโดย G. Yang และ H. Kubota

บทความที่นำเสนอโดย G. Yang et al. (1993) [23] และ (1992) [37] และ H. Kubota et al. (1993) [22] ได้ประยุกต์ใช้วิธีการประมาณค่าความเร็วด้วยตัวสังเกตเติมอันดับแบบปรับตัวเหมือนกันกับที่ได้นำเสนอในบทที่ 3 (สมการ (3.4)-(3.5) และ (3.7)) โดย G. Yang et al. (1993) [23] และ (1992) [37] ได้ประยุกต์ใช้ทฤษฎี Hyperstability และ H. Kubota et al. (1993) [22] ใช้วิธีของ Lyapunov ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณที่เป็นระบบวงรอบปิดซึ่งเป็นระบบเดียวกันกับรูปที่ 4.1 ดึงนำมาเขียนใหม่ได้ดังรูปที่ ค.1 ในที่นี้เราใช้สัญลักษณ์แทนสัญญาณผิดพลาดต่างๆ ( $\vec{e}_r, \vec{e}_\lambda$  และ  $\Delta\omega_m$ ) แตกต่างไปจากสัญลักษณ์ที่ใช้ในบทความ [22]-[23] และ [37] เพื่อให้มีความสอดคล้องกับสัญลักษณ์ที่ใช้ในเนื้อหาของงานวิทยานิพนธ์



รูปที่ ค.1 บล็อกไดอะแกรมของค่าผิดพลาดในระบบประมาณค่าความเร็ว

ข้อสรุปเกี่ยวกับเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วที่มีการนำเสนอใน [22]-[23] และ [37] ขัดแย้งกับผลที่ได้ในบทที่ 4 (หัวข้อ 4.3) แต่เนื่องจากเราทำการวิเคราะห์ระบบป้อนกลับระบบเดียวกัน ข้อสรุปที่ถูกต้องจะต้องมีข้อสรุปเดียวเท่านั้น ดังนั้นในหัวข้อต่อไปนี้จะแสดงให้เห็นถึงข้อผิดพลาดในกระบวนการพิสูจน์ที่นำเสนอใน [22]-[23] และ [37] ซึ่งเป็นที่มาของข้อสรุปที่ผิดพลาด

1. G. Yang กับ การพิสูจน์เสถียรภาพด้วยทฤษฎี Hyperstability

1.1 คุณสมบัติ SPR ของส่วนเชิงเส้นป้อนไปหน้า

บทความ [23] และ [37] ได้ประยุกต์ทฤษฎี Hyperstability โดยพิจารณาให้บล็อกเชิงเส้นป้อนไปหน้าเป็น ฟังก์ชันโอนย้ายจากจุด A ไปยังจุด B ในรูป ค.1 ฟังก์ชันโอนย้ายนี้จึงแตกต่างจากฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  ที่นิยามในบทที่ 4 บทความ [37] ได้นำเสนอรายละเอียดในการพิสูจน์คุณสมบัติ SPR ของฟังก์ชันโอนย้ายของส่วนเชิงเส้นป้อนไปหน้า  $G_{AB}(s) = [sI - A - H']^{-1}$  โดยใช้ทฤษฎีบทเสริมของ Kalman-Yakubovich และอาศัยการประมาณลักษณะทาง พลวัตของโรเตอร์พลาซมด้วยความสัมพันธ์ (ค.1)

$$\frac{d(M\hat{i}_o)}{dt} = \frac{d\|M\hat{i}_o\|}{dt} + \omega_o JM\hat{i}_o \approx \omega_o JM\hat{i}_o \quad (\text{ค.1})$$

และได้ข้อสรุปว่าฟังก์ชันโอนย้าย  $[sI - A - H']^{-1}$  จะมีคุณสมบัติ SPR ถ้าเงื่อนไข (ค.2) เป็นจริง

$$|\omega_o| < \frac{2M\sigma}{(1-\sigma)\sqrt{\sigma\frac{L_s}{R_s}\frac{L_r}{R_r}}} \quad (\text{ค.2})$$

บทความวิจัย [37] ยังได้พิจารณากรณีที่มีการป้อนกลับที่ตัวส่งเกิดด้วยอัตราขยาย  $H'$  โดยได้เพิ่มเติมเงื่อนไขบางข้อ เพื่อให้ฟังก์ชันโอนย้าย  $[sI - A - H']^{-1}$  มีคุณสมบัติ SPR

กระบวนการพิสูจน์คุณสมบัติ SPR ของ  $G_{AB}(s)$  ใน [37] จึงมีความซับซ้อนและจำเป็นที่จะต้องใช้สมมติฐาน และการประมาณตลอดจนเงื่อนไขเพิ่มเติมตลอดกระบวนการพิสูจน์ ซึ่งแตกต่างไปจากวิธีการนำเสนอในหัวข้อ 4.3 ที่มีความชัดเจนและปราศจากการประมาณใดๆ อย่างไรก็ตามในที่นี้เราจะละเลยที่จะพิจารณาถึงความเหมาะสมของสมมติฐาน (ค.1) และ (ค.2) และยอมรับในเบื้องต้นว่าฟังก์ชันโอนย้าย  $[sI - A - H']^{-1}$  มีคุณสมบัติ SPR เพราะว่าคุณสมบัติผิดพลาดในการพิสูจน์เสถียรภาพจะอยู่ในส่วนของการพิจารณาคูณสมบัติของส่วนป้อนกลับในหัวข้อถัดไป

## 1.2 Popov's Inequality และส่วนป้อนกลับ

จากรูปที่ ค.1 บทความ [37] กำหนดให้ส่วนไม่เชิงเส้นป้อนกลับมีสัญญาณผิดพลาด  $[\bar{e}_i \ \bar{e}_\lambda]^T$  ที่จุด B เป็น สัญญาณขาเข้าและสัญญาณ  $\zeta$  ที่จุด A เป็นสัญญาณขาออก จากทฤษฎี Hyperstability ส่วนป้อนกลับนี้จะต้องสอดคล้องกับ Popov's inequality (ค.3)

$$\int_0^\tau \left\{ [\bar{e}_i \ \bar{e}_\lambda]^T \zeta \right\} d\tau \geq -\gamma^2 \quad ; \quad \exists \gamma > 0, \forall \tau \geq 0 \quad (\text{ค.3})$$

จากรูปที่ ค.1 เราสามารถเขียนเทอมอินทิกรัลข้างต้นได้ใหม่ดังนี้

$$\int_0^\tau \left\{ [\bar{e}_i \ \bar{e}_\lambda]^T \zeta \right\} d\tau = \int_0^\tau \left\{ [\bar{e}_i \ \bar{e}_\lambda]^T [I/\varepsilon \ -I]^T JM\hat{i}_o(\hat{\omega}_m - \omega_m) \right\} d\tau$$

$$= \int_0^{\tau} \left\{ \frac{(\hat{\omega}_m - \omega_m)}{\varepsilon} \vec{e}_i^T JM \hat{i}_o \right\} d\tau - \int_0^{\tau} \left\{ (\hat{\omega}_m - \omega_m) \vec{e}_\lambda^T JM \hat{i}_o \right\} d\tau \quad (ค.4)$$

บทความ [37] ได้กล่าวว่าการประมาณค่าความเร็วตามสมการ (ค.5) ส่วนป้อนกลับจะสอดคล้องกับ Popov's inequality (ค.3)

$$\hat{\omega}_m = (K_p + K_I \int dt) \left\{ (JM \hat{i}_o)^T \vec{e}_i \right\} \quad (ค.5)$$

อย่างไรก็ดีจากการคำนวณเราพบว่าวิธีการประมาณค่าความเร็วตามสมการ (ค.5) สามารถทำให้เทอมอินทิกรัลเทอมแรกในสมการ (ค.4) เป็นบวกเท่านั้น กล่าวคือ

$$\int_0^{\tau} \left\{ \frac{(\hat{\omega}_m - \omega_m)}{\varepsilon} \vec{e}_i^T JM \hat{i}_o \right\} d\tau > 0 \quad (ค.6)$$

แต่เครื่องหมายของเทอมอินทิกรัลเทอมที่สอง  $\int_0^{\tau} \left\{ (\hat{\omega}_m - \omega_m) \vec{e}_\lambda^T JM \hat{i}_o \right\} d\tau$  นั้นไม่จำเป็นต้องเป็นบวกด้วย เพราะเราไม่ทราบทิศทางของเวกเตอร์  $\vec{e}_\lambda$  ซึ่งเป็นค่าที่เราสังเกตไม่ได้โดยตรง ทำให้เงื่อนไข Popov's Inequality (ค.3) ไม่เป็นจริง ทั้งนี้เราไม่สามารถที่จะแก้ปัญหานี้ได้ เพราะเราไม่มีข้อมูลของเวกเตอร์ค่าผิดพลาดของโรเตอร์ฟลักซ์  $\vec{e}_\lambda$  ซึ่งผลที่ได้นี้ชี้ให้เห็นถึงข้อผิดพลาดของการพิสูจน์ที่น่าเสนอโดย G. Yang et al. (1992) [37]

ในบทความ [23] ของ G. Yang et al. (1993) ซึ่งเป็นบทความถัดมา G. Yang et al. ได้ตระหนักถึงข้อผิดพลาดดังกล่าว และได้พยายามแก้ไขปัญหานี้ โดยได้เสนอการประมาณเวกเตอร์ค่าผิดพลาดของโรเตอร์ฟลักซ์  $\vec{e}_\lambda$  ด้วยความสัมพันธ์ (ค.7)

$$\vec{e}_\lambda = M \vec{e}_i \quad (ค.7)$$

ภายใต้สมมติฐานที่ว่า

$$\|\vec{e}_\lambda\| = M \|\vec{e}_i\| \quad (ค.8)$$

หากความสัมพันธ์ใน (ค.7) เป็นจริง ก็จะทำให้เราสามารถเขียนเทอมอินทิกรัลเทอมที่สองในสมการ (ค.4) ใหม่ได้ในรูปเทอมเวกเตอร์ค่าผิดพลาดของกระแส  $\vec{e}_i$  และจะทำให้ส่วนไม่เชิงเส้นป้อนกลับสอดคล้องตาม Popov's inequality

อย่างไรก็ดีเราสามารถแสดงให้เห็นว่า ความสัมพันธ์ในสมการ (ค.7) และ (ค.8) ไม่เป็นจริง เพราะว่าทั้งเวกเตอร์  $\vec{e}_\lambda$  และ  $\vec{e}_i$  มีความสัมพันธ์กันดังแสดงในสมการผิดพลาด (4.2) โดยนำมาเขียนใหม่ดังนี้

$$\vec{e}_\lambda = M (\hat{i}_o - \vec{i}_o) = M [sI - A_{22}]^{-1} \left\{ (\hat{A}_{22} - A_{22}) \hat{i}_o - (H_2'/M - A_{21}) \vec{e}_i \right\} \quad (ค.9)$$



ซึ่งจะเห็นได้ว่าโดยทั่วไปแล้วเวกเตอร์  $\vec{e}_\lambda$  และ  $\vec{e}_i$  มิได้มีความสัมพันธ์เชิงขนาดและทิศทางในรูปแบบที่ง่ายดังที่กล่าวอ้างในสมการ (ค.7) และ (ค.8) ดังนั้นเรายังคงสรุปได้ว่าส่วนไม่เชิงเส้นป้อนกลับนี้ยังคงไม่สอดคล้องตาม Popov's inequality กล่าวโดยสรุปก็คือการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยวิธีที่นำเสนอโดย G. Yang et al. (1993) [23] และ (1992) [37] มีความผิดพลาดดังที่แสดงในรายละเอียดข้างต้น และเราไม่สามารถยืนยันถึงเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วด้วยทฤษฎี Hyperstability ได้

## 2. H. Kubota กัมกับการพิสูจน์เสถียรภาพด้วยวิธีของ Lyapunov

H. Kubota et al. (1993) [22] ได้วิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วด้วยวิธีของ Lyapunov โดยเริ่มต้นจากสมการค่าผิดพลาด (สมการ (4.1)-(4.2)) ซึ่งนำมาเขียนได้ใหม่เป็น

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \vec{e}_i \\ \vec{e}_\lambda \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{11} - H'_1 & A_{12} \\ A_{21} - H'_2 / M & A_{22} \end{bmatrix}}_{A - H'C} \begin{bmatrix} \vec{e}_i \\ \vec{e}_\lambda \end{bmatrix} - \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -pM/\varepsilon \cdot J \\ 0 & p \cdot J \end{bmatrix}}_{\Delta A} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{i}_o \end{bmatrix} \underbrace{(\hat{\omega}_m - \omega_m)}_{\Delta \omega_m} \quad (\text{ค.10})$$

บทความ [22] ได้เลือกฟังก์ชัน Lyapunov เป็น

$$V = \vec{e}^T \vec{e} + \frac{(\hat{\omega}_m - \omega_m)^2}{k_\lambda} \quad (\text{ค.11})$$

และหาอนุพันธ์ของฟังก์ชัน Lyapunov ข้างต้น ภายใต้สมมติฐานที่ว่า  $d\omega_m/dt = 0$  ได้ดังในสมการ (ค.12)

$$\frac{dV}{dt} = \vec{e}^T \left[ (A - H'C)^T + (A - H'C) \right] \vec{e} - 2 \frac{\Delta \omega_m \vec{e}_i^T J M \hat{i}_o}{\varepsilon} + 2 \frac{\Delta \omega_m}{k_\lambda} \frac{d\hat{\omega}_m}{dt} \quad (\text{ค.12})$$

จากสมการข้างต้น บทความ [22] ได้เลือกวิธีการประมาณค่าความเร็วดังแสดงในสมการ (ค.13) เพื่อให้เทอมที่สองของสมการ (ค.12) เท่ากับเทอมที่สามของสมการเดียวกัน

$$\frac{d\hat{\omega}_m}{dt} = \frac{k_\lambda}{\varepsilon} \vec{e}_i^T J M \hat{i}_o \quad (\text{ค.13})$$

ซึ่งทำให้เทอมทางขวามือของสมการ (ค.12) เหลือเพียงเทอม  $\vec{e}^T \left[ (A - H'C)^T + (A - H'C) \right] \vec{e}$  เท่านั้นและได้ข้อสรุปว่า ถ้าเราสามารถเลือกค่าอัตราขยายป้อนกลับ  $H'$  เพื่อให้เมตริกซ์  $(A - H'C)^T + (A - H'C)$  นี้มีคุณสมบัติ Negative-semidefinite จะทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วด้วยตัวสังเกตแบบปรับตัวมีเสถียรภาพ

อย่างไรก็ตามกระบวนการพิสูจน์ข้างต้นมีข้อผิดพลาดในขั้นตอนการหาอนุพันธ์ของฟังก์ชัน Lyapunov ในสมการ (ค.12) เราสามารถคำนวณได้โดยง่ายว่าอนุพันธ์ของฟังก์ชัน Lyapunov ที่ถูกต้องจะมีค่าตามสมการ (ค.14)

$$\frac{dV}{dt} = \bar{e}^T \left[ (A - H'C)^T + (A - H'C) \right] \bar{e} - 2 \frac{\Delta \omega_m \bar{e}_i^T J M \hat{i}_o}{\varepsilon} + \underbrace{2 \Delta \omega_m \bar{e}_\lambda^T J M \hat{i}_o}_{\text{เทอมที่หายไป}} + 2 \frac{\Delta \omega_m}{k_\lambda} \frac{d\hat{\omega}_m}{dt} \quad (\text{ค.14})$$

จากสมการ (ค.14) จะเห็นได้ว่าในสมการ (ค.12) มีการละเลยเทอม  $2 \Delta \omega_m \bar{e}_\lambda^T J M \hat{i}_o$  ซึ่งเป็นเทอมที่เกิดจากค่าผิดพลาดของโรเตอร์ฟลักซ์  $\bar{e}_\lambda$  และหากเราใช้สมการ (ค.14) ที่ถูกต้องในการพิสูจน์แทนสมการ (ค.12) แล้ว วิธีการประมาณค่าความเร็วตามสมการ (ค.13) จะไม่สามารถยืนยันได้ว่าอนุพันธ์ของฟังก์ชัน Lyapunov จะมีคุณสมบัติ Negative-semidefinite การแก้ไขปัญหาดังกล่าวนี้ไม่สามารถจะทำได้โดยง่าย ทั้งนี้เนื่องจากเราไม่มีข้อมูลของความผิดพลาดของโรเตอร์ฟลักซ์  $\bar{e}_\lambda$  ดังนั้นเราจึงไม่สามารถที่จะยืนยันความมีเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วได้ด้วยวิธีของ Lyapunov ตามที่ได้นำเสนอโดย H. Kubota et al. (1993) [22]

## ภาคผนวก ง

ฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  บนแกนอ้างอิงหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์

จากนิยามของฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ในสมการที่ (4.5) ของบทที่ 4 ที่แสดงซ้ำในสมการ (ง.1)

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{S}{\varepsilon} [s^2 I + (xI + yJ)s + mI + nJ]^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{ง.1})$$

เราสามารถคำนวณหาฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  บนแกนอ้างอิงของโรเตอร์ฟลักซ์ซึ่งหมุนด้วยความเร็ว  $\omega_o$  ได้ดังนี้คือ

$$\begin{aligned} G'(s) &= TG(s)T^{-1} = G(s') \Big|_{s'I = sI + J\omega_o} \\ &= \begin{bmatrix} G'_{11}(s) & G'_{12}(s) \\ G'_{21}(s) & G'_{22}(s) \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{\varepsilon} [sI + \omega_o J] [(sI + \omega_o J)(sI + \omega_o J) + (sI + \omega_o J)(xI + yJ) + mI + nJ]^{-1} \\ &= \frac{1}{\varepsilon} [sI + \omega_o J] [s^2 I + s\omega_o J + \omega_o sJ - \omega_o^2 I + \\ &\quad sxI + syJ + \omega_o xJ - \omega_o yJ + mI + nJ]^{-1} \\ &= \frac{1}{\varepsilon} [sI + \omega_o J] \begin{bmatrix} s^2 - \omega_o^2 + sx - \omega_o y + m & -(s\omega_o + \omega_o s + sy + \omega_o x + n) \\ s\omega_o + \omega_o s + sy + \omega_o x + n & s^2 - \omega_o^2 + sx - \omega_o y + m \end{bmatrix}^{-1} \\ &= \frac{1}{\varepsilon} \frac{[sI + \omega_o J]}{(s^2 - \omega_o^2 + sx - \omega_o y + m)^2 + (s\omega_o + \omega_o s + sy + \omega_o x + n)^2} * \\ &\quad * \begin{bmatrix} s^2 - \omega_o^2 + sx - \omega_o y + m & s\omega_o + \omega_o s + sy + \omega_o x + n \\ -(s\omega_o + \omega_o s + sy + \omega_o x + n) & s^2 - \omega_o^2 + sx - \omega_o y + m \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{ง.2})$$

โดยที่

$$T = \begin{bmatrix} \cos \theta_o & \sin \theta_o \\ -\sin \theta_o & \cos \theta_o \end{bmatrix} \quad (\text{ง.3})$$

$\theta_o$  : คือมุมของโรเตอร์ฟลักซ์เทียบกับแกนอ้างอิงสเตเตอร์และ  $\omega_o = d\theta_o/dt$

จาก (ง.2) เราจะได้

$$G'_{22}(s) = \frac{1}{\varepsilon} \frac{\omega_o (s\omega_o + \omega_o s + sy + \omega_o x + n) + s(s^2 - \omega_o^2 + sx - \omega_o y + m)}{(s^2 - \omega_o^2 + sx - \omega_o y + m)^2 + (s\omega_o + \omega_o s + sy + \omega_o x + n)^2} \quad (\text{ง.4})$$

โดยที่  $m, n$  และ  $y$  ขึ้นอยู่กับ  $p\omega_m$  ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามเวลา  $\omega_o, m, n$  และ  $y$  จึงเป็นตัวแปรที่ขึ้นอยู่กับเวลา ดังนั้น

ตัวปฏิบัติการ  $s\omega_o$  จึงสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการ (ง.5)

$$s\omega_o = \omega_o s + \langle s\omega_o \rangle \quad (ง.5)$$

โดยที่  $\langle s\omega_o \rangle = d\omega_o/dt$  คืออัตราการเปลี่ยนแปลงของความถี่ทำงาน และเราจะได้ความสัมพันธ์ในการทำงานเดียวกัน สำหรับตัวปฏิบัติการ  $sm$ ,  $sn$  และ  $sy$  ด้วยเช่นกัน ดังนั้นเราจึงเขียนสมการ (ง.4) ได้ใหม่เป็น

$$\begin{aligned} G'_{22}(s) &= \frac{1}{\varepsilon} \frac{1}{(s^2 + sx - \omega_o^2 - \omega_o y + m)^2 + (2\omega_o s + \langle s\omega_o \rangle + ys + \langle sy \rangle + \omega_o x + n)^2} * \\ &\quad * [2\omega_o^2 s + \omega_o \langle s\omega_o \rangle + \omega_o ys + \omega_o \langle sy \rangle + \omega_o^2 x + \omega_o n + \\ &\quad s^3 + s^2 x - \omega_o^2 s - 2\omega_o \langle s\omega_o \rangle - \omega_o ys - \omega_o \langle sy \rangle - y \langle s\omega_o \rangle + ms + \langle sm \rangle] \\ &= \frac{s^3 + xs^2 + (\omega_o^2 + m)s + \omega_o^2 x + \omega_o n - (\omega_o + y) \langle s\omega_o \rangle + \langle sm \rangle}{\varepsilon [(s^2 + xs - \omega_o^2 - \omega_o y + m)^2 + ((2\omega_o + y)s + \omega_o x + n + \langle s\omega_o \rangle + \langle sy \rangle)^2]} \quad (ง.6) \end{aligned}$$

#### การประมาณฟังก์ชันโอนย้าย $G'_{22}(s)$

ในกรณีที่อัตราขยายบ่อนกลับที่นิยามในสมการ (4.7) เป็นค่าคงที่ เทอมอนุพันธ์  $\langle s\omega_o \rangle$  และ  $\langle sy \rangle$  ในสมการ (ง.6) จะขึ้นอยู่กับอัตราการเร่งหรือลดของความเร็วโรเตอร์ เราสามารถแสดงให้เห็นในเชิงตัวเลขว่าความสัมพันธ์ (ง.7) และ (ง.8) จะเป็นจริงสำหรับจุดทำงานโดยส่วนใหญ่

$$\omega_o^2 x + \omega_o n \square (\omega_o + y) \langle s\omega_o \rangle + \langle sm \rangle \quad (ง.7)$$

$$\omega_o x + n \square \langle sm \rangle + \langle sy \rangle \quad (ง.8)$$

แม้ในกรณีที่เราให้อัตราการเร่งหรือลดความเร็ว ( $d\omega_m/dt$ ) มีค่าสูงสุดเงื่อนไขข้างต้นนี้ก็ยังคงเป็นจริงตั้งแต่ค่าความถี่ทำงานที่สูงจนถึงค่าความถี่ที่ต่ำมากๆ (1-2 Hz) ยกตัวอย่างของการคำนวณเชิงตัวเลขเช่น ในกรณีที่  $H'_1 = H'_2 = 0$  และมอเตอร์ทำงานที่ความถี่ 2 Hz และถูกเร่งความเร็วด้วยค่าแรงบิดพิกัด (ความถี่สลิป  $\omega_s = 17$  rad/s) โดยอาศัยนิยามตามสมการ (4.7) และค่าพารามิเตอร์ในภาคผนวก ก เราสามารถคำนวณได้ว่า

$$\left. \begin{aligned} m &= \frac{R_r}{L_r} \frac{R_s}{\sigma L_s} \\ n &= -p\omega_m \frac{R_s}{\sigma L_s} \\ x &= \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \\ n &= -p\omega_m \\ \frac{d\omega_m}{dt} &= 500 \text{ rad/s}^2 \end{aligned} \right\} \quad (ง.9)$$

และ

$$\begin{aligned} (\omega_o + y)\langle s\omega_o \rangle + \langle sm \rangle &= (\omega_o - p\omega_m)\left(\frac{d\omega_o}{dt}\right) + \frac{dm}{dt} \\ &= \omega_s \frac{d\omega_o}{dt} \approx \omega_s \frac{d\omega_m}{dt} \approx 8,500 \text{ rad}^2/\text{s}^3 \end{aligned} \quad (ง.10)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} \omega_o^2 x + \omega_o n &= \omega_o^2 \left[ \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right] + \omega_o (-p\omega_m) \frac{R_s}{\sigma L_s} \\ &= \omega_o \omega_s \frac{R_s}{\sigma L_s} + \omega_o^2 \frac{R_r}{\sigma L_r} \approx 50,000 \text{ rad}^2/\text{s}^3 \end{aligned} \quad (ง.11)$$

จากสมการ (ง.10) และ (ง.11) เราจะได้ว่าสมการ (ง.7) เป็นจริง ในทำนองเดียวกัน

$$\langle sm \rangle + \langle sy \rangle = \frac{d\omega_o}{dt} - p \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{d\omega_s}{dt} \approx 0 \quad (ง.12)$$

ในขณะที่

$$\omega_o x + n = \omega_s \frac{R_s}{\sigma L_s} + \omega_o \frac{R_r}{\sigma L_r} \approx 4,000 \text{ rad}/\text{s}^2 \quad (ง.13)$$

จากสมการ (ง.12) และ (ง.13) เราจะได้ว่าสมการ (ง.8) ก็เป็นจริงเช่นกัน ดังนั้นเราสามารถสรุปได้ว่าสำหรับจุดทำงานโดยทั่วไป ฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  สามารถประมาณได้ด้วยสมการ (ง.14) หรือสมการ (4.32)

$$G'_{22}(s) \cong \frac{s^3 + xs^2 + (\omega_o^2 + m)s + \omega_o^2 x + \omega_o n}{\varepsilon[(s^2 + xs - \omega_o^2 - \omega_o y + m)^2 + ((2\omega_o + y)s + \omega_o x + n)^2]} \quad (ง.14)$$

## ภาคผนวก จ

### เงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอสำหรับขั้วของตัวสังเกตที่มีเสถียรภาพ

ขั้วของตัวสังเกตที่เราจะพิจารณาคือเท่ากับขั้วของฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  ในสมการ (4.5) ซึ่งนำเขียนใหม่ได้ดังสมการ (จ.1)

$$G(s) = \frac{S}{\mathcal{E}} \left[ s^2 I + (xI + yJ)s + mI + nJ \right]^{-1} \quad (\text{จ.1})$$

เนื่องจากสเปซเวกเตอร์สามารถแสดงเป็นเวกเตอร์หรือจำนวนเชิงซ้อนก็ได้แล้วแต่ความสะดวก เพราะว่าปริภูมิเวกเตอร์และปริภูมิจำนวนเชิงซ้อนมีคุณสมบัติ Isomorphism ระหว่างกัน ในที่นี้เพื่อให้การคำนวณขั้วของฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  ง่ายและชัดเจน เราจะแสดงฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  บนปริภูมิจำนวนเชิงซ้อนแทนได้เป็นสมการ (จ.2)

$$G(s) = \frac{S}{\mathcal{E}} \left[ s^2 + (x + jy)s + m + jn \right]^{-1} \quad (\text{จ.2})$$

ดังนั้นเราสามารถพิจารณาขั้วของตัวสังเกตได้จากพหุนาม

$$s^2 + (x + jy)s + m + jn \quad (\text{จ.3})$$

จะเห็นว่าพหุนามใน (จ.3) จะมีสัมประสิทธิ์เป็นจำนวนเชิงซ้อน ดังนั้นเราจะใช้ Routh-like scheme [41] ในการหาเงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอของขั้วที่มีเสถียรภาพ สำหรับพหุนามที่มีรูปแบบทั่วไปดังในสมการ (จ.4)

$$f(s) = s^2 + (a_{r1} + ja_{i1})s + (a_{r0} + ja_{i0}) = 0 \quad (\text{จ.4})$$

เราสามารถเขียน Routh Array ได้ดังนี้

$$\begin{array}{ccc} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & \\ r_{41} & & \end{array}$$

โดยที่

$$r_{ij} = \frac{r_{i-1,1}r_{i-2,j+1} - r_{i-2,1}r_{i-1,j+1}}{r_{i-1,1}} \quad \begin{array}{l} i = 1, 2, \dots \\ j = 1, 2, \dots \end{array} \quad (\text{จ.5})$$

และเงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอสำหรับพหุนามใน (จ.4) ที่มีรากทั้งหมดอยู่ทางด้านซ้ายของระนาบจำนวนเชิงซ้อนก็คือ

$$D_1 = r_{21} > 0 \quad (จ.6)$$

$$D_2 = r_{21} \cdot r_{31} \cdot r_{41} > 0 \quad (จ.7)$$

จากสมการ (จ.3) และ (จ.4) เราจะได้ว่า

$$\begin{aligned} r_{11} &= 1 & r_{12} &= a_{i1} = y & r_{13} &= -a_{r0} = -m \\ r_{21} &= a_{r1} = x & r_{22} &= a_{i0} = n & r_{23} &= 0 \\ r_{31} &= \frac{a_{r1}a_{i1} - a_{i0}}{a_{r1}} = \frac{xy - n}{x} & r_{32} &= \frac{-a_{r0}a_{r1} + 0}{a_{r1}} = -m \\ r_{41} &= \frac{r_{31}r_{22} - r_{21}r_{32}}{r_{31}} = \frac{\frac{xy-n}{x}n - x(-m)}{\frac{xy-n}{x}} & & & & \end{aligned} \quad (จ.8)$$

แทนสมการ (จ.8) ลงในสมการ (จ.6) และ (จ.7) เราจะได้ว่า

$$D_1 = r_{21} = x > 0 \quad (จ.9)$$

$$\begin{aligned} D_2 &= r_{21} \cdot r_{31} \cdot r_{41} \\ &= x \cdot \frac{xy-n}{x} \cdot \frac{\frac{xy-n}{x}n - x(-m)}{\frac{xy-n}{x}} \\ &= mx + ny - \frac{n^2}{x} > 0 \end{aligned} \quad (จ.10)$$

จากสมการ (จ.9) และ (จ.10) เราสามารถสรุปได้ว่าเงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอสำหรับตัวของตัวสังเกตที่มีเสถียรภาพคือ

$$x > 0 \quad (จ.11)$$

$$mx + ny - \frac{n^2}{x} > 0 \quad (จ.12)$$

ยกตัวอย่างเช่นในกรณีที่ไม่มีการป้อนกลับ ( $H'_1 = H'_2 = 0$ ) เราสามารถพิสูจน์ได้ว่าขั้วของ  $G(s)$  จะสอดคล้องตามเงื่อนไข (จ.11) และ (จ.12) และมีเสถียรภาพแบบลู่เข้าได้โดยการแทน  $m$ ,  $n$ ,  $x$  และ  $y$  จากสมการ (4.6) (ในกรณีที่  $H'_1 = H'_2 = 0$ ) ลงในสมการ (จ.11) และ (จ.12) ซึ่งจะได้ว่า

$$x = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} > 0 \quad (\text{A.13})$$

$$mx + ny - \frac{n^2}{x} = \frac{R_r}{L_r} \frac{R_s}{\sigma L_s} \left[ \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right]^2 + (p\omega_m)^2 \frac{R_r}{\sigma L_r} > 0 \quad (\text{A.14})$$



### ภาคผนวก จ

#### การพิสูจน์เสถียรภาพของระบบประมาณที่ใช้อัตราขยายป้อนกลับด้วยทฤษฎี Hyperstability

ในภาคผนวกนี้เราจะพิสูจน์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วที่ใช้อัตราขยายป้อนกลับในสมการ (5.1)-(5.2) ด้วยทฤษฎี Hyperstability ในขั้นแรกเราสามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์  $n$  และ  $x$  สำหรับกรณีที่มีการป้อนกลับได้ดังต่อไปนี้

จากนิยามของค่า  $n$  และ  $x$  ในสมการ (4.6) ซึ่งเรานำมาเขียนใหม่เป็น

$$n = \left[ \frac{R_r}{L_r} \left( h_2' + \frac{h_4'}{\varepsilon} \right) - p\omega_m \left( h_1' + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{h_3'}{\varepsilon} \right) \right] \quad (จ.1)$$

$$x = \left[ h_1' + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right] \quad (จ.2)$$

และจากค่าอัตราขยายป้อนกลับในสมการ (5.1)-(5.2) ที่ว่า

$$H_1' = \begin{bmatrix} h_1' & -h_2' \\ h_2' & h_1' \end{bmatrix} = - \left[ \frac{R_s}{\sigma L_s} + (1-\sigma) \frac{R_r}{\sigma L_r} \right] \cdot I + k \left[ \frac{R_r}{L_r} \cdot I + p\omega_m \cdot J \right] \quad (จ.3)$$

$$H_2' = \begin{bmatrix} h_3' & -h_4' \\ h_4' & h_3' \end{bmatrix} = M \frac{R_r}{L_r} \cdot I \quad ; k > 0 \quad (จ.4)$$

จะได้ว่า

$$n = 0 \quad (จ.5)$$

$$x = (k+1) \frac{R_r}{L_r} \quad (จ.6)$$

จากเงื่อนไข SPR ใน (4.31) ที่ว่า

$$\omega_o^2 > \left( \frac{n}{x} \right)^2, \quad \forall \omega_o \geq 0 \quad (จ.7)$$

แทนสมการ (จ.5)-(จ.6) ลงในสมการ (จ.7) จะได้ว่า

$$\omega_o^2 > 0, \quad \forall \omega_o \geq 0 \quad (จ.8)$$

เงื่อนไข SPR ในสมการ (๑.๘) จะไม่สอดคล้องที่ความถี่เท่ากับศูนย์ ยกเว้นถ้าเราเปลี่ยนเครื่องหมายสมการจาก “>” เป็น “≥” ซึ่งก็คือการลดเงื่อนไขให้อ่อนลงเป็นเงื่อนไข Positive real (PR) สมการ (๑.๗) หรือ (๑.๘) ก็จะเป็นจริง ดังนั้น ฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  จึงไม่มีคุณสมบัติ SPR แต่มีคุณสมบัติ PR เท่านั้น ซึ่งในกรณีนี้ที่ทฤษฎี Hyperstability ยังคงยืนยันความมีเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วได้ แต่ไม่สามารถบอกได้ว่าระบบจะมีเสถียรภาพแบบลู่อู่เข้า (Asymptotically stable)

ถึงแม้ว่าทฤษฎี Hyperstability จะไม่สามารถยืนยันความมีเสถียรภาพแบบลู่อู่เข้าของระบบในกรณีที่ใช้อัตราขยายบ่อนกลับนี้ได้ แต่ก็ได้ให้แนวทางบางอย่างสำหรับการเลือกฟังก์ชัน Lyapunov ที่เราสามารถนำไปใช้ในการพิสูจน์เสถียรภาพด้วยวิธีของ Lyapunov ในหัวข้อ 5.1.2 ดังต่อไปนี้

จากทฤษฎีบทเสริมของ Kalman-Yacubovitch [38] ที่ว่า

ถ้าให้  $[A_H, B, C^T]$  เป็น minimal realization ของฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  ที่มีคุณสมบัติ strictly proper และ stable แล้ว ข้อความต่อไปนี้จะสมมูลกันคือ

- ๙)  $G(s)$  มีคุณสมบัติ SPR  
 ๑๐) จะมีเมตริกซ์  $P$  และ  $Q$  ที่มีคุณสมบัติ Positive definite ที่

$$PA_H + A_H^*P = -Q \quad (๑.๙)$$

$$PB = C \quad (๑.๑๐)$$

จากรูป (4.1) เราจะได้ฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  ในกรณีที่มีการบ่อนกลับเป็น

$$G(s) = \underbrace{\begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix}}_{C^T}^{2 \times 4} [sI - A_H]_{4 \times 4}^{-1} \underbrace{\begin{bmatrix} I/\varepsilon \\ -I \end{bmatrix}}_B^{4 \times 2} \quad (๑.๑๑)$$

ดังนั้น

$$A_H = \begin{bmatrix} -k(R_r/L_r \cdot I + p\omega_m \cdot J) & -1/\varepsilon(-R_r/L_r \cdot I + p\omega_m \cdot J) \\ 0 & -R_r/L_r \cdot I + p\omega_m \cdot J \end{bmatrix}_{4 \times 4}$$

$$B = \begin{bmatrix} I/\varepsilon \\ -I \end{bmatrix}_{4 \times 2}$$

$$C^T = \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix}_{2 \times 4} \quad (๑.๑๒)$$

โดยอาศัยคุณสมบัติของ Isomorphism ระหว่างปริภูมิเวกเตอร์กับปริภูมิจำนวนเชิงซ้อน เราจะพิจารณาเมตริกซ์  $A_H$ ,  $B$ , และ  $C$  ในปริภูมิจำนวนเชิงซ้อนเป็น  $A'_H$ ,  $B'$ , และ  $C'$  แทน โดย “'” หมายถึงเมตริกซ์ในปริภูมิจำนวนเชิงซ้อน ดังแสดงในสมการ (ฉ.13)-(ฉ.15)

$$A_H = \begin{bmatrix} -k(R_r/L_r \cdot I + p\omega_m \cdot J) & -1/\varepsilon(-R_r/L_r \cdot I + p\omega_m \cdot J) \\ 0 & -R_r/L_r \cdot I + p\omega_m \cdot J \end{bmatrix}_{4 \times 4}$$

$$\xrightarrow{\text{isomorphism}} A'_H = \begin{bmatrix} -k(R_r/L_r + jp\omega_m) & -1/\varepsilon(-R_r/L_r + jp\omega_m) \\ 0 & -R_r/L_r + jp\omega_m \end{bmatrix}_{2 \times 2}$$

(ฉ.13)

$$B = \begin{bmatrix} I/\varepsilon \\ -I \end{bmatrix}_{4 \times 2} \xleftrightarrow{\text{isomorphism}} B' = \begin{bmatrix} 1/\varepsilon \\ -1 \end{bmatrix}_{2 \times 1}$$

(ฉ.14)

$$C = \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix}_{4 \times 2} \xleftrightarrow{\text{isomorphism}} C' = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}_{2 \times 1}$$

(ฉ.15)

จากคุณสมบัติ isomorphism เราจะเขียนสมการ (ฉ.9)-(ฉ.10) ได้เป็น

$$P'A'_H + A_H^* P' = -Q' \quad (ฉ.16)$$

$$P'B' = C' \quad (ฉ.17)$$

โดยที่เมตริกซ์  $P'$  และ  $Q'$  คือเมตริกซ์  $P$  และ  $Q$  ที่แสดงในปริภูมิจำนวนเชิงซ้อน กำหนดให้

$$P' = \begin{bmatrix} P_1 & P_2 \\ P_2 & P_3 \end{bmatrix} \quad (ฉ.18)$$

เราจะได้ว่า  $P'$  จะมีคุณสมบัติ Positive definite ก็ต่อเมื่อ

$$p_1 > 0 \quad (ฉ.19)$$

และ

$$p_1 p_3 - p_2^2 > 0 \quad (ฉ.20)$$

นำเมตริกซ์  $A'_H$  ในสมการ (ฉ.13) และ เมตริกซ์  $P'$  ในสมการ (ฉ.18) แทนลงในสมการ (ฉ.16) จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
A_H'^* P' + P' A_H' &= \begin{bmatrix} -k\left(\frac{R_r}{L_r} - jp\omega_m\right) & 0 \\ -\frac{1}{\varepsilon}\left(-\frac{R_r}{L_r} - jp\omega_m\right) & -\frac{R_r}{L_r} - jp\omega_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1 & p_2 \\ p_2 & p_3 \end{bmatrix} \\
&\quad + \begin{bmatrix} p_1 & p_2 \\ p_2 & p_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -k\left(\frac{R_r}{L_r} + jp\omega_m\right) & -\frac{1}{\varepsilon}\left(-\frac{R_r}{L_r} + jp\omega_m\right) \\ 0 & -\frac{R_r}{L_r} + jp\omega_m \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} -2\frac{kR_r}{L_r} p_1 & \left(-\frac{p_1}{\varepsilon} + (k+1)p_2\right)\left(-\frac{R_r}{L_r} + jp\omega_m\right) \\ \left(-\frac{p_1}{\varepsilon} + (k+1)p_2\right)\left(-\frac{R_r}{L_r} - jp\omega_m\right) & -2\frac{R_r}{L_r}\left(-\frac{p_2}{\varepsilon} + p_3\right) \end{bmatrix} \\
&= -Q' \tag{จ.21}
\end{aligned}$$

จากสมการ (จ.21) เราจะได้ว่าเมทริกซ์  $Q'$  จะมีคุณสมบัติ Positive definite ก็ต่อเมื่อ

$$2\frac{kR_r}{L_r} p_1 > 0 \tag{จ.22}$$

$$4k\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2 p_1\left(-\frac{p_2}{\varepsilon} + p_3\right) - \left(-\frac{p_1}{\varepsilon} + (k+1)p_2\right)^2 \left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2 + (p\omega_m)^2\right) > 0 \tag{จ.23}$$

นำสมการ (จ.14)-(จ.15) แทนลงในสมการ (จ.17) จะได้ว่า

$$\begin{bmatrix} p_1 & p_2 \\ p_2 & p_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/\varepsilon \\ -1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{จ.24}$$

หรือ

$$\frac{p_1}{\varepsilon} = 1 + p_2 \tag{จ.25}$$

$$p_3 = \frac{p_2}{\varepsilon} \tag{จ.26}$$

จากสมการต่างๆข้างต้นเราจะได้เงื่อนไขในการเลือกองค์ประกอบต่างๆของเมตริกซ์  $P'$  ทั้งหมด 6 สมการคือสมการ (จ.19)-(จ.20), (จ.22)-(จ.23) และ (จ.25)-(จ.26) จากเงื่อนไข (จ.22) เราจะได้ว่า  $p_1 > 0$  และเมื่อนำสมการ (จ.25) แทนลงในเงื่อนไข (จ.20) เราจะได้เงื่อนไขสำหรับ  $p_1$  ที่ว่า

$$p_1 > \varepsilon \quad (\text{จ.27})$$

นำสมการ (จ.26) แทนลงใน (จ.23) เราจะได้ว่า

$$-\left(-\frac{p_1}{\varepsilon} + (k+1)p_2\right)^2 \left( \left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2 + (p\omega_m)^2 \right) > 0 \quad (\text{จ.28})$$

จากสมการ (จ.28) ข้างต้นจะเห็นได้ว่าเราไม่สามารถหาค่า  $p_1$  หรือ  $p_2$  ใดๆที่ทำให้เงื่อนไข (จ.28) เป็นจริงได้ กล่าวคือเราไม่สามารถเลือกเมตริกซ์  $P'$  และ  $Q'$  ที่มีคุณสมบัติ Positive definite ให้สอดคล้องตามสมการ (จ.16)-(จ.17) ได้ ผลที่ได้นี้สอดคล้องกับข้อสรุปจากทฤษฎี Hyperstability ที่ว่าเราไม่สามารถยืนยันถึงความมีเสถียรภาพแบบคู่เข้าของระบบประมาณในกรณีที่มีการป้อนกลับได้ อย่างไรก็ตามในกรณีนี้เราสามารถเลือกเมตริกซ์  $P'$  ที่ทำให้  $Q'$  มีคุณสมบัติ Semi-Positive Definite ได้ โดยให้

$$-\frac{p_1}{\varepsilon} + (k+1)p_2 = 0 \quad (\text{จ.29})$$

จาก (จ.25) และ (จ.29) เราจะได้ว่า

$$p_1 = \frac{k+1}{k}\varepsilon \quad (\text{จ.30})$$

และเราสามารถคำนวณค่า  $p_2$  และ  $p_3$  จากสมการ (จ.25) และ (จ.26) ได้และสามารถเขียนเมตริกซ์  $P'$  และ  $Q'$  ได้ดังนี้

$$P' = \frac{1}{k} \begin{bmatrix} (k+1)\varepsilon & 1 \\ 1 & \frac{1}{\varepsilon} \end{bmatrix} > 0, \quad Q' = \begin{bmatrix} 2(k+1)\varepsilon \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \geq 0 \quad (\text{จ.31})$$

จะเห็นได้ว่าในกรณีที่เรานำค่า  $Q'$  มีคุณสมบัติ Positive semidefinite แล้ว เมตริกซ์  $P'$  จะถูกจำกัดให้มีค่าเท่ากับที่แสดงในสมการ (จ.31) เท่านั้น และโดยอาศัยคุณสมบัติ Isomorphism เราจะได้เมตริกซ์  $P$  ในปริภูมิเวกเตอร์เป็น

$$P = \frac{1}{k} \begin{bmatrix} (k+1)\varepsilon \cdot I & I \\ I & \frac{1}{\varepsilon} \cdot I \end{bmatrix} \quad (\text{จ.32})$$

และเราจะใช้เมตริกซ์  $P$  นี้ในการเลือกฟังก์ชัน Lyapunov สำหรับการพิสูจน์เสถียรภาพด้วยวิธีของ Lyapunov ในหัวข้อ 5.1.2

## ภาคผนวก ข

### บทความตีพิมพ์

- [1] S. Suwankawin and S. Sangwongwanich, "Stability analysis of speed-sensorless vector control system," in *Proc. ICPE*, 1995, pp. 403-408.
- [2] S. Sangwongwanich and S. Suwankawin, "A speed-sensorless IM drive with modified decoupling control," in *Proc. PCC*, vol. 1, Nagaoka, Japan, 1997, pp. 85-90.
- [3] S. Suwankawin and S. Sangwongwanich, "Stability analysis and design guidelines for a speed-sensorless induction motor drive," in *Proc. PCC*, vol. 2, Nagaoka, Japan, 1997, pp. 583-588.
- [4] S. Suwankawin and S. Sangwongwanich, "Performance improvement of a speed-sensorless induction motor drive in the low speed region," in *Proc. IPEC*, vol. 4, Tokyo, Japan, 2000, pp. 2076-2081.
- [5] S. Suwankawin and S. Sangwongwanich, "A speed-sensorless IM drive with decoupling control and stability analysis of speed estimation," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 49, pp. 444-455, Mar./Apr. 2002.

# STABILITY ANALYSIS OF SPEED SENSORLESS --VECTOR CONTROL SYSTEMS--

Surapong Suwankawin, Somboon Sangwongwanich  
Dept. of Electrical Eng. Faculty of Engineering Chulalongkorn University  
Payatai Bangkok 10330 Thailand  
Tel +662-2186533 Fax. +662-2518991

## Abstract

This paper presents a novel stability analysis approach for the speed sensorless vector control systems based on the Routh-Hurwitz Criterion. It is shown that instability may occur in low-speed region with braking or regenerating operation. It is also pointed out that the stability can be rendered by assigning an appropriate feedback gain of the flux observer to reduce the unstable region.

## 1. Introduction

In the recent years, stability of speed sensorless vector control systems has been studied extensively using various analyzing tools [1],[2]. The linearization method in [1] pointed out the existence of unstable zeros in the motoring mode which may induce unstable operation. Nevertheless, this method is valid and useful only for local stability analysis. Another approach is by using the averaging analysis [2], which is very powerful when adaptive gain is small, and the results in [2] indicated that instability will occur when the operating frequency goes lower than the critical frequency derived therein. However, for a high adaptive gain, this averaging analysis can no longer guarantee the stability. Therefore, in this paper we will introduce a novel approach to stability analysis based on the Routh-Hurwitz Criterion. The proposed method gives further insight into the behavior of the system at high/low adaptive gains. And it is shown how the unstable zero affects the stability of the system. The analytical and simulation results obtained include and agree well with those of the two methods in [1], [2] mentioned above.

## 2. Induction Motor Model

The inverter in AC drives can be categorized as a voltage source type inverter or a current-controlled inverter depending on whether it controls the stator voltage or current of the motor. In [2], the following generalized model of the induction motor has been introduced, and we will use that same framework throughout this paper.

The model of the induction motor used in this paper for the voltage source type inverter is expressed on the stator reference frame ( $\alpha-\beta$  axes) by

$$\frac{di_s}{dt} = A_{11}i_s + A_{12}\lambda_r + B_1v_s \quad (1)$$

$$\frac{d\lambda_r}{dt} = A_{21}i_s + A_{22}\lambda_r \quad (2)$$

wherein

$$A_{11} = -(R_s + R_r M^2 / L_r^2) / \sigma L_s \cdot I, \quad \sigma = 1 - M^2 / L_s L_r$$

$$A_{12} = (R_r / L_r \varepsilon) \cdot I - p \omega_m / \varepsilon \cdot J, \quad B_1 = 1 / \sigma L_s$$

$$A_{21} = (MR_r / L_r) \cdot I, \quad A_{22} = -\varepsilon A_{12}, \quad \varepsilon = \sigma L_s L_r / M$$

$v_s$ : stator voltage on  $\alpha-\beta$  axes

$i_s$ : stator current on  $\alpha-\beta$  axes

$\lambda_r$ : rotor flux on  $\alpha-\beta$  axes

$R_s$ : stator resistance

$R_r$ : rotor resistance

$L_s$ : stator self-inductance

$L_r$ : rotor self-inductance

$M$ : mutual inductance

$\omega_m = d\theta_m / dt$ : rotor speed

$p$ : number of pole pairs

For the current-controlled inverter, we introduce an augmented output, pseudo flux  $\lambda'_r$ , defined as:

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda'_r}{dt} &= \frac{d\lambda_r}{dt} - \Pi \lambda'_r \\ &= \frac{L_r}{M} (v_s - R_s i_s - \sigma L_s s i_s) - \Pi \lambda'_r \end{aligned} \quad (3)$$

which together with (2) gives another current source model of the motor to be used with the current-controlled inverter.

## 3. Adaptive Observer

Using the models introduced above we can then built adaptive observers which estimate the rotor flux and speed simultaneously as shown in the following.

Firstly, an adaptive observer corresponding to the voltage source model (1) and (2) is constructed as:

$$s \hat{i}_s = A_{11} \hat{i}_s + \hat{A}_{12} \hat{\lambda}_r + B_1 v_s - H'_{11} (\hat{i}_s - i_s) \quad (4)$$

$$s \hat{\lambda}_r = A_{21} \hat{i}_s + \hat{A}_{22} \hat{\lambda}_r - H'_{22} (\hat{\lambda}_r - \lambda_r) \quad (5)$$

$$\hat{\omega}_m = (k_p + k_I \int dt) (\hat{i}_s - i_s)^T p J \hat{\lambda}_r \quad (k_p, k_I > 0) \quad (6)$$



For the current-source model, we use another adaptive observer given by:

$$s \hat{\lambda}'_r = A_{21} i_s + \hat{A}_{22} \hat{\lambda}'_r - H_2 (\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) \quad (7)$$

$$s \hat{\lambda}'_r = A_{21} i_s + \hat{A}_{22} \hat{\lambda}'_r - \Pi \hat{\lambda}'_r - H_1 (\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) \quad (8)$$

$$\hat{\omega}_m = (k_p + k_I \int dt) (\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r)^T p J \hat{\lambda}'_r \quad (k_p, k_I < 0) \quad (9)$$

The overall speed sensorless vector control system with an adaptive observer is depicted in Fig. 1

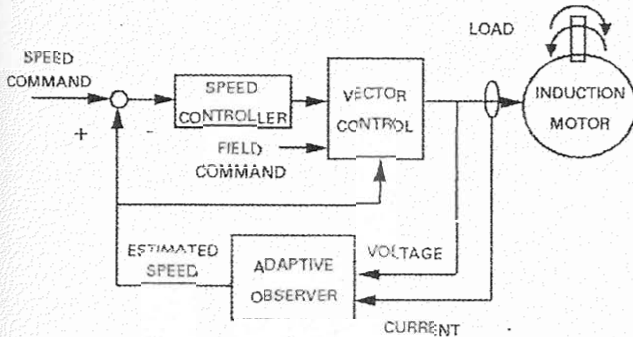


Fig. 1 Speed sensorless vector control system

#### 4. Stability Analysis

From the equations of motor models and observers, it can be derived that the estimated output error will satisfy the following equations:

$$\text{output error } e_1 = G(s) p J \hat{\lambda}'_r (\hat{\omega}_m - \omega_m) \quad (10)$$

$$G(s) = s \left[ s^2 I + s(xI + yJ) + mI + nJ \right]^{-1} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (11)$$

where

$$\begin{aligned} e_1 &= i_s - \hat{i}_s \\ m &= \left[ \frac{R_r}{L_r} (h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{h'_3}{\epsilon}) + p \omega_m (h'_2 + \frac{h'_4}{\epsilon}) \right] / (\epsilon) \\ n &= \left[ \frac{R_r}{L_r} (h'_2 + \frac{h'_4}{\epsilon}) - p \omega_m (h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{h'_3}{\epsilon}) \right] / (\epsilon) \\ x &= \left[ h'_1 + \frac{(R_s + R_r M^2 / L_r^2)}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{L_r} \right] / (\epsilon) \\ y &= [h'_2 - p \omega_m] / (\epsilon) \end{aligned} \quad (12)$$

for the adaptive observer corresponding to the voltage source model with error feedback matrices of the form:

$$H'_1 = \begin{bmatrix} h'_1 & -h'_2 \\ h'_2 & h'_1 \end{bmatrix}, \quad H'_2 = \begin{bmatrix} h'_3 & -h'_4 \\ h'_4 & h'_3 \end{bmatrix}$$

or

$$\begin{aligned} e_1 &= \hat{\lambda}'_r - \lambda'_r \\ m &= \frac{R_r}{L_r} (h_1 - h_3 + \pi) + p \omega_m (h_2 - h_4) \end{aligned}$$

$$n = \frac{R_r}{L_r} (h_2 - h_4) - p \omega_m (h_1 - h_3 + \pi)$$

$$x = h_1 + \pi + \frac{R_r}{L_r} \quad y = h_2 - p \omega_m \quad (13)$$

for the adaptive observer of the current source model with the Hurwitz matrix  $\Pi$  and error feedback matrices given by:

$$\Pi = \begin{bmatrix} \pi & 0 \\ 0 & \pi \end{bmatrix}, \quad H_1 = \begin{bmatrix} h_1 & -h_2 \\ h_2 & h_1 \end{bmatrix}, \quad H_2 = \begin{bmatrix} h_3 & -h_4 \\ h_4 & h_3 \end{bmatrix}$$

respectively.

The closed loop system composed of the output error transfer function together with the PI speed estimator of the adaptive observer is shown in Fig. 2. This will be the basic block diagram used in the stability analysis.

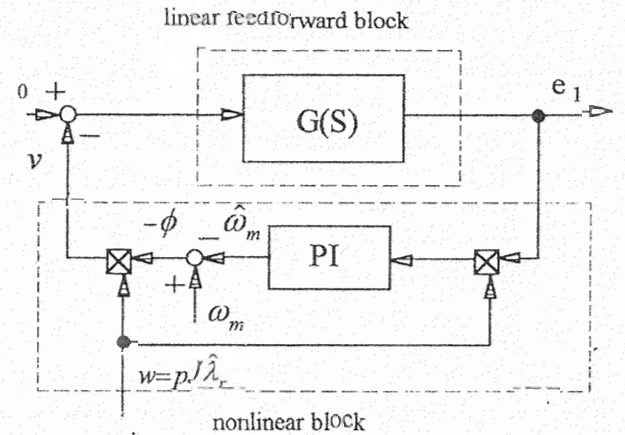


Fig. 2 Block diagram of output error in adaptive observers

The stability analysis of the speed estimation system is usually done by the linearization method with respect to a certain operating point [1]. The results in [1] pointed out that unstable zeros will occur when the motor operates in braking region at a low frequency. The system will, therefore, be unstable if we use a high adaptive gain for fast tracking of the speed, because the dominant poles will be moved toward those unstable zeros. The validity of this linearization method is, however, limited only to the small signal operation. Another approach discussed in [2] is based on the hyperstability theory, the passivity of the linear feedforward transfer function, and the averaging analysis applied to the output error system under the small adaptive gain assumption. The result obtained is the necessary and sufficient condition which states that the system will be unstable if the operating frequency goes lower than the critical frequency derived therein. Usually these unstable operating points are in the regenerative region. Although this approach is very powerful, it is inapplicable when the adaptive gain is high. The weak points of the two methods aforementioned stimulate us to seek for another approach for stability analysis which is described step by step in the following.

First of all, the block diagram (Fig. 2) of the estimation error system is transferred to rotor flux reference frame as shown in Fig. 3 by using the  $\alpha-\beta$  to  $d-q$  axis transformation matrix  $T$

$$T = \begin{bmatrix} \cos \theta_0 & \sin \theta_0 \\ -\sin \theta_0 & \cos \theta_0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

where  $\theta_0$  is the rotor flux vector's angle referred to the stator frame.

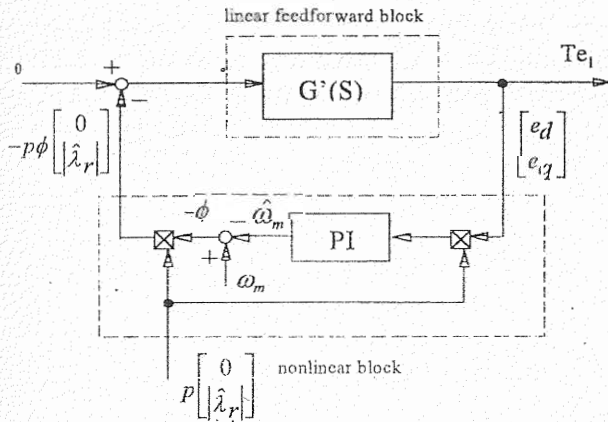


Fig. 3. Block diagram of output error in adaptive observers on rotor flux frame

Here,  $G'(s)$  is the linear feedforward transfer function  $G(s)$  expressed on the rotor flux frame defined by

$$G'(s) = TG(s)T^{-1} = \begin{bmatrix} G'_{11}(s) & G'_{12}(s) \\ G'_{21}(s) & G'_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (15)$$

Because the regressor vector  $pJ\hat{\lambda}_r$  expressed on the rotor flux frame has its component only on the  $q$ -axis, so does the input of the linear feedforward block. The transfer functions that correspond to this input are  $G'_{12}(s)$  and  $G'_{22}(s)$ . Furthermore, it can be seen that the inner product requires only the output error on the  $q$ -axis to calculate  $p|\hat{\lambda}_r|(t)e_a$ . Therefore, the input to the nonlinear feedback block is just the  $q$ -axis output error. As a result, it is concluded that only the signals in the  $q$ -axis form the closed-loop system. This means that only  $G'_{22}(s)$  is involved in the stability analysis of the speed estimation system. The closed-loop system can, now, be simplified to be a single-input-single-output (SISO) system shown in Fig. 4.

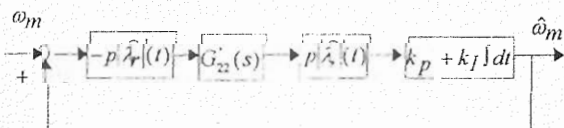


Fig. 4 Block diagram of SISO output error system on rotor flux frame

In addition, if the rotor flux frequency is varied slowly and can be neglected ( $d\omega_0/dt \approx 0$ ), such as at a fixed operating point, then from (10) and (15),  $G'_{22}(s)$  is calculated to be:

$$G'_{22}(s) = \frac{s^3 + xs^2 + (\omega_0^2 + m)s + \omega_0^2 x + \omega_0 n}{(s^2 + zs - \omega_0^2 - \omega_0 y + m)^2 + (2\omega_0^2 + sy + \omega_0 x + n)^2} \quad (16)$$

where  $\omega_0$  is the angular frequency of the estimated rotor flux.

The error system depicted in Fig 4., now, enables the stability analysis to be carried out easily. Since we usually have to select a high PI gain to obtain a fast tracking of speed, the location of the zeros of  $G'_{22}(s)$  must be restricted to the left-half plane only. To determine the condition for all roots of the numerator of  $G'_{22}(s)$  (zeros) to lie in the strictly left-half plane (stable zeros), we apply the Routh-Hurwitz Criterion and obtain the following necessary and sufficient conditions:

$$\begin{array}{l} \omega_0 > -\frac{n}{x} \\ x > 0 \\ \omega_0 n < mx \end{array} \quad (17)$$

where  $m, n$  and  $x$  depend on the adaptive observer being used and are previously shown in (12) and (13).

## 5. Simulation and Discussions

In this section, we will discuss each condition of (17) and compare with the results in [1] and [2]. Simulation is also carried out to verify the validity of the analytical results. The parameters of the simulated system are given in the appendix.

Firstly, the right-hand-side term in the first condition of (17),  $\omega_c = -n/x$ , is just the critical frequency derived in [2]. If the operating frequency goes lower than this critical frequency, an unstable zero will appear on real axis and the pole at the origin of the adaptive PI gain will move toward this unstable zero as shown in Fig. 5 and 7, for the voltage and current-source model, respectively. In this case, it can be concluded that the speed estimation system will be unstable regardless of the adaptive gain used. The simulation results shown in Fig. 6, and 8 confirm this analytical result. Note that the speed error of the voltage-source model in Fig. 6 does not diverge, but approaches a steady-state non-zero value, instead. This is because the critical frequency, which depends on the rotor speed, and the operating frequency are changed continuously during the transient response, and finally become equal. The unstable zero on the real axis of  $G'_{22}(s)$  then becomes a zero at the origin which cancels out the effect of PI gain and causes a steady-state error.

As a counter measure, the output error feedback of the adaptive observer together with a small  $\pi$  can be used to enlarge the stable region to render the stability. As concrete examples, we select  $H'_1=0$ ,  $H'_2=-0.9R_s \bullet I$  in the case of the voltage-source model, and  $\pi=0.01$  for the current-source model. The corresponding pole/zero allocation and the simulation results are shown in Fig. 9, 10 and 11,12 respectively. We can see that there exists no unstable zero and the systems work properly in both cases.

The second condition of (17),  $x > 0$ , poses a design constraint on the output error feedback. When there is no feedback, this condition always holds. If the output error feedback is used, this condition has to be taken into account by considering the relations (12) and (13) for each model.

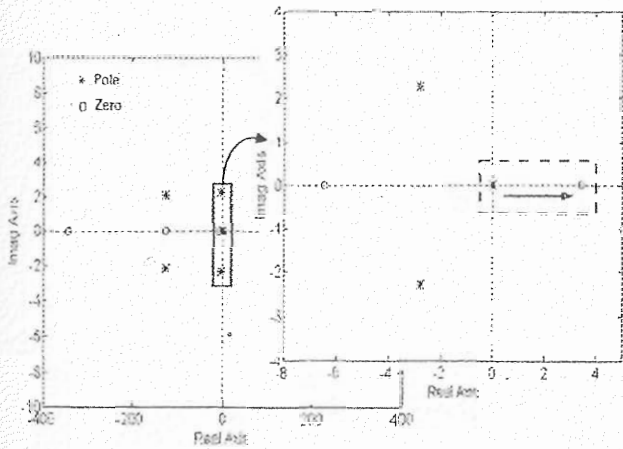


Fig. 5 Pole/zero allocation with regenerating operation using voltage source inverter

Finally, if the third condition of (17)  $\omega_o n > m x$ , is violated, for example in the braking operation where slip is greater than 1, the unstable complex conjugate zeros will appear. These unstable zeros will cause the dominant complex conjugate poles (in left-half plane closed to the imaginary axis) of  $G'_{22}(s)$  to move across the imaginary axis toward them. As a result, the higher adaptive gain we design, the more unstable system we obtain. This result coincides with that of [1], but only in this paper is the exact condition given. In normal operation, slip frequency is only about 3-5% of the rated frequency, so in the case of voltage source model where  $x$  is of the order  $10^2$ , these unstable zeros can hardly occur and the system will work properly as shown in Fig. 13 and 14. On the other hand, in the case of current source model, a

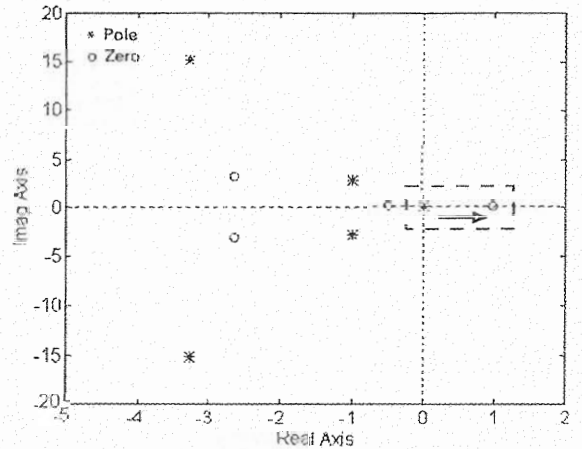


Fig. 7 Pole/zero allocation with regenerating operation using current-controlled inverter ( $\pi = 1$ )

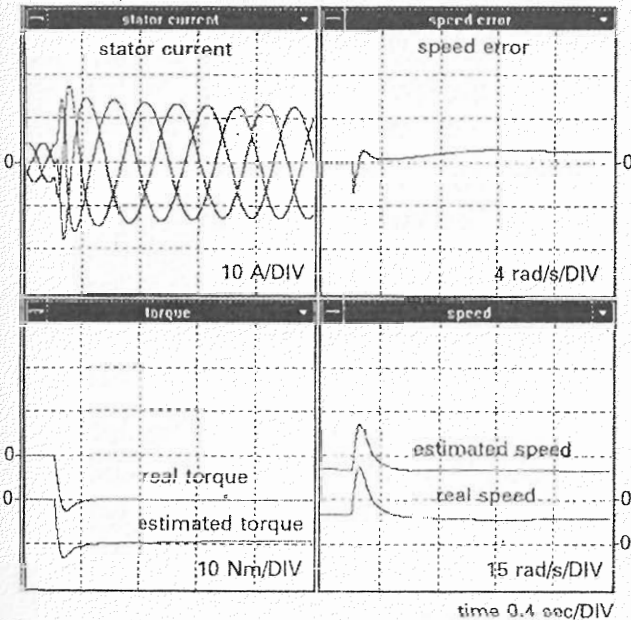


Fig. 6 Simulation results with regenerating operation using voltage source inverter

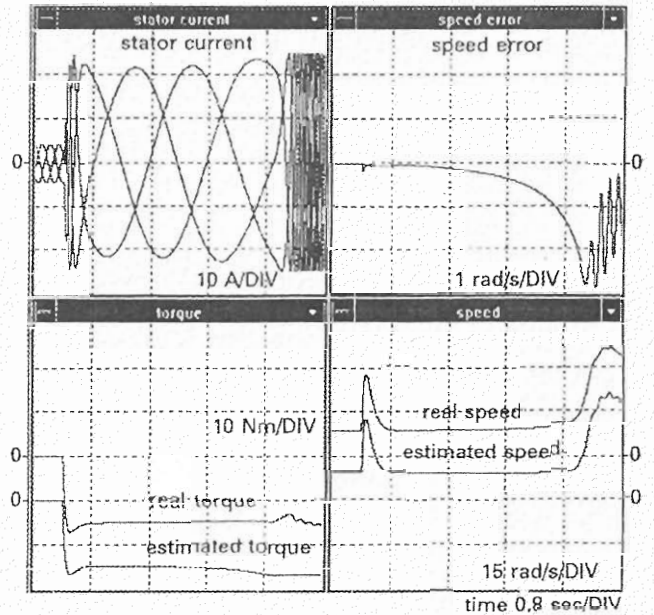


Fig. 8 Simulation results with regenerating operation using current-controlled inverter ( $\pi = 1$ )

small rotor-time-constant motor will satisfy this condition, whereas the high rotor-time-constant motor may be confronted with instability as shown in Fig. 15 and 16. Although, we can moderate this situation by designing a small adaptive gain, the speed response of the estimation will be too slow to be tolerable.

## 6. Conclusion

In this paper, we investigate the stability of the speed sensorless vector control systems using the Routh-Hurwitz Criterion, and derive the conditions for the existence of the unstable zeros which, in turn, cause the speed estimation system to be unstable. Our approach conforms well with the linearization method and the averaging analysis

previously reported. Simulation results are also shown to verify the validity of the analytical results.

## Appendix

### Motor Parameters

$$\begin{aligned}
 R_s &= 0.277 \Omega & R_r &= 0.183 \Omega \\
 L_r &= 0.0553 H & L_r &= 0.056 H \\
 M &= 0.0538 H & J &= 0.01667 \text{ Kg-m}^2 & p &= 2
 \end{aligned}$$

### Adaptive Gain

$$\begin{aligned}
 K_P &= 1 & K_I &= 340 & (\text{for voltage source model}) \\
 K_P &= -2.84 * 10^4 & K_I &= -1.42 * 10^4 & (\text{for current source model})
 \end{aligned}$$

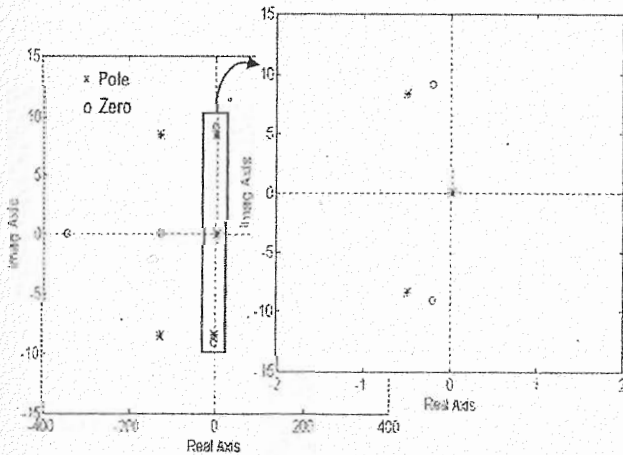


Fig. 9 Pole/zero allocation with regenerating operation using voltage source inverter with error feedback

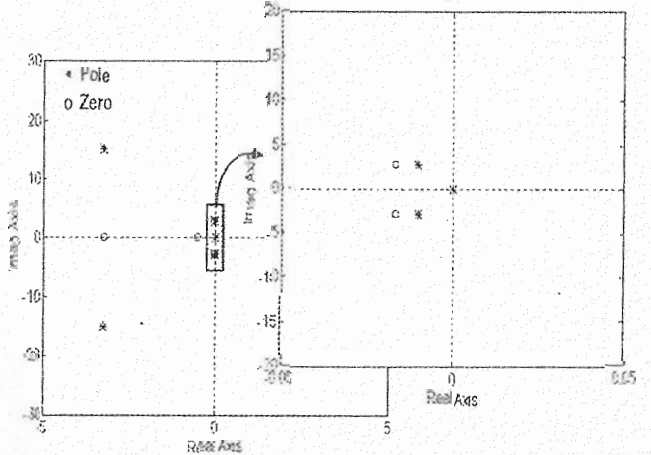


Fig. 11 Pole/zero allocation with regenerating operation using current-controlled inverter with smaller  $\pi$ , ( $\pi = 0.01$ )

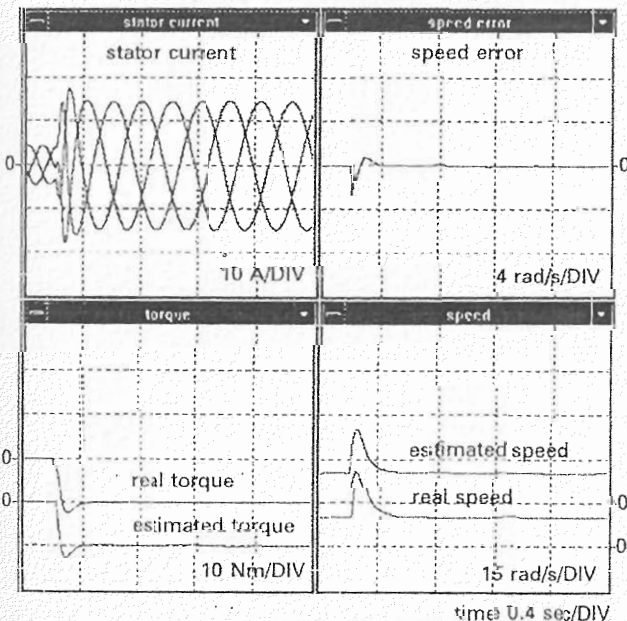


Fig. 10 Simulation results with regenerating operation using voltage source inverter with error feedback

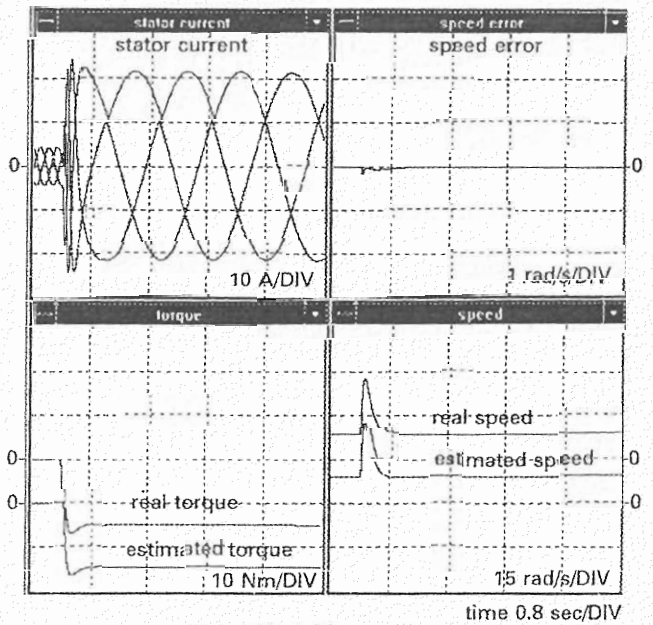


Fig. 12 Simulation results with regenerating operation using current-controlled inverter with smaller  $\pi$ , ( $\pi = 0.01$ )

References

- [1] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-28, No.5, 1992, pp. 1054-1061.
- [2] S. Sangwongwanich, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors, Stability Analysis and Realization," Conference Record of IPEC YOKOHAMA, 1995, Vol.1, pp. 310-315.
- [3] S. Tamai, H. Sugimoto and M. Yano, "Speed Sensorless Vector Control Of Induction Motor Applied Model Reference Adaptive System," Conference Record of IEEE/IAS Annual Meeting, 1985, pp. 613-620.

- [4] T.Okuyama et al., "Simplified vector control system without speed sensor and voltage sensors-Effects of setting errors in control parameters and their compensation," Trans. of IEE Japan, vol.110-D, no. 5, pp.477-480, 1990 (in Japanese).
- [5] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No., 1994, pp.1219-1224.

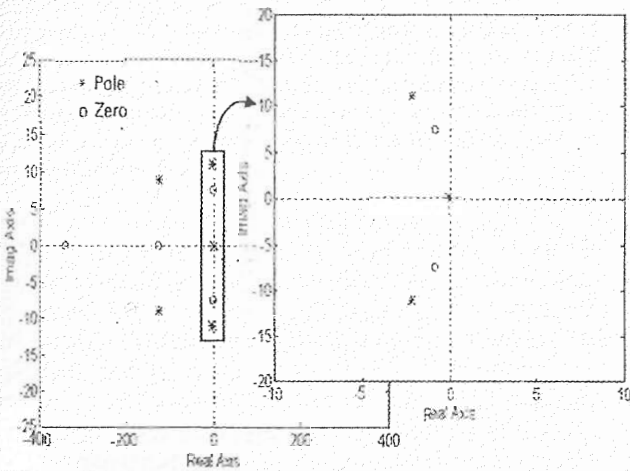


Fig. 13 Pole/zero allocation with braking operation using voltage source inverter

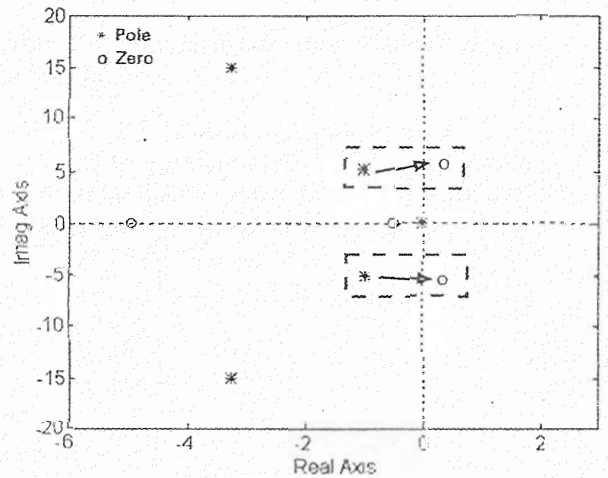


Fig. 15 Pole/zero allocation with braking operation using current-controlled inverter

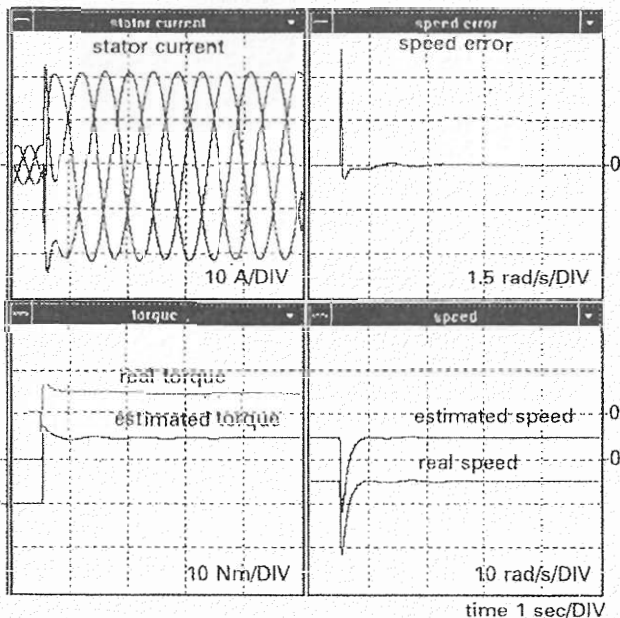


Fig. 14 Simulation results with braking operation using voltage source inverter

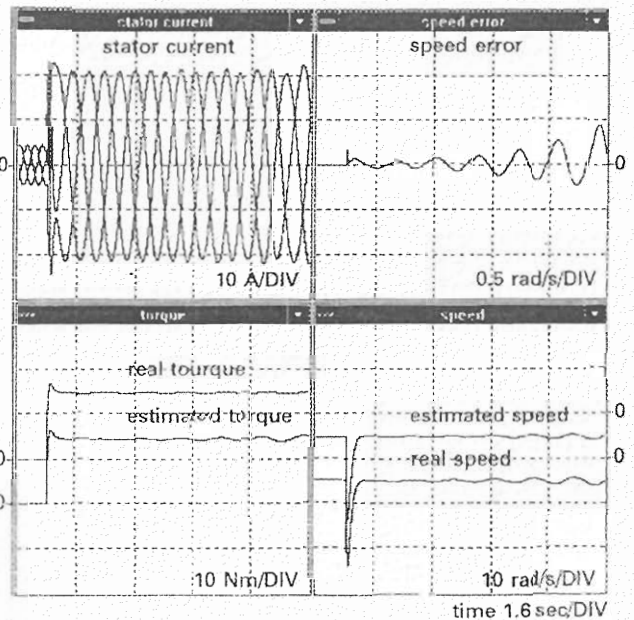


Fig. 16 Simulation results with braking operation using current-controlled inverter



# Stability Analysis and Design Guidelines for A Speed-Sensorless Induction Motor Drive

Surapong Suwankawin, Somboon Sangwongwanich  
 Dept. of Electrical Eng. Faculty of Engineering Chulalongkorn University  
 Payatai Bangkok 10330 Thailand  
 Tel +662-2186533 Fax. +662-2518991

**Abstract**— In this paper, we propose a novel stability analysis for speed sensorless vector control systems based on the parametric approach which results in the analytical necessary conditions for stability. It is pointed out that the system can be unstable in the low-speed region with regenerative load. Assigning an appropriate feedback gain of the flux observer, however, can render the stability and reduce the unstable region. As a guideline for designing the adaptive PI gain, it is shown that the integral gain determines the tracking speed of the estimator during acceleration/deceleration while the sensitivity to current measurement noises depends on the proportional gain. In addition, to avoid an oscillation in the speed estimator, a suitable corner frequency of the adaptive PI gain is required as a design trade-off.

## I. Introduction

In the recent years, a large number of speed-sensorless drive systems have been developed and applied to several industries. Among them, the popular approach to estimate the rotor speed is based on model adjustment methods, and the stability limitation of which was pointed out in [1,4]. However there are two important problems which remain to be solved. Firstly, the results in stability analysis were constrained by the linearization or averaging process. Therefore, in this paper we will introduce a new approach for stability analysis based on the Routh-Hurwitz criterion which gives exact stability conditions covering also those mentioned in [1,4].

Secondly, the adaptive gain of the speed estimator is often found out by trial and error due to lack of design criterions [2]. Therefore, a design guideline for the adaptive gain taking into account also measurement noises will in addition be given. We can, as a result, design a suitable speed estimator to achieve the performance goal which will be confirmed by experiment.

## II. Adaptive Observer

Following the induction motor model for the voltage source type inverter, we can express a full-order adaptive observer on the stator reference frame ( $\alpha - \beta$  axis) [3,4] which estimates the rotor flux and speed simultaneously as

$$\frac{d\hat{i}_s}{dt} = A_{11}\hat{i}_s + \hat{A}_{12}\hat{\lambda}_r + B_1\bar{v}_s - H_1'(\hat{i}_s - \bar{i}_s) \quad (1)$$

$$\frac{d\hat{\lambda}_r}{dt} = A_{21}\hat{i}_s + \hat{A}_{22}\hat{\lambda}_r - H_2'(\hat{i}_s - \bar{i}_s) \quad (2)$$

$$\hat{\omega}_m = (k_p + k_I \int dt)(\hat{i}_s - \bar{i}_s)^T pJ\hat{\lambda}_r ; (k_p, k_I > 0) \quad (3)$$

wherein

$$A_{11} = -(R_s + R_r M^2 / L_r^2) / \sigma L_s \cdot I$$

$$\hat{A}_{12} = (R_r / L_r \varepsilon) \cdot I - p\hat{\omega}_m / \varepsilon \cdot J$$

$$A_{21} = (M R_r / L_r) \cdot I, \quad \hat{A}_{22} = -\varepsilon \hat{A}_{12}$$

$$B_1 = 1 / \sigma L_s, \quad \sigma = 1 - M^2 / L_s L_r, \quad \varepsilon = \sigma L_s L_r / M$$

$H_1', H_2'$  are the observer's gains, and " $\wedge$ " denotes the estimated value.

The overall speed sensorless vector control system is depicted in Fig. 1

## III. Stability Analysis

From the equations of motor model and observer, it can be derived that the stator current error will satisfy the following equations (see [4,6] for further details) :

$$e_1 = G(s) pJ\hat{\lambda}_r (\hat{\omega}_m - \omega_m) \quad (4)$$

$$G(s) = -\frac{s}{\varepsilon} [s^2 I + s(xI + yJ) + ml + nJ]^{-1} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (5)$$

where

$$e_1 = \hat{i}_s - \bar{i}_s, \quad m = \left[ \frac{R_r}{L_r} (h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{h'_3}{\varepsilon}) + p\omega_m (h'_2 + \frac{h'_4}{\varepsilon}) \right]$$

$$n = \left[ \frac{R_r}{L_r} (h'_2 + \frac{h'_4}{\varepsilon}) - p\omega_m (h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{h'_3}{\varepsilon}) \right]$$

$$x = [h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}], \quad y = [h'_2 - p\omega_m]$$

$$H'_1 = \begin{bmatrix} h'_1 & -h'_2 \\ h'_2 & h'_1 \end{bmatrix}, \quad H'_2 = \begin{bmatrix} h'_3 & -h'_4 \\ h'_4 & h'_3 \end{bmatrix} \quad (6)$$

It should be noted that equations (4) and (5) are the general form of error equations for most model-adjustment based speed estimators. As a consequence, we can apply the analysis given in the following to those speed estimators as well. We can see that equations (3) and (4) form the familiar closed-loop system composed of the output error transfer function  $G(s)$  together with the PI speed estimator of the adaptive observer as shown in Fig.2. To carry out the stability analysis easily, we will transfer the estimation error system from the stator frame ( $\alpha - \beta$ ) to rotor flux frame ( $d - q$ ), and then simplify the error system to be a single-input-single-output (SISO) system considering also measurement noises as shown in Fig. 3 (See [5,6] for more details).  $G_{22}(s)$  is calculated to be

$$G'_{22}(s) = \frac{s^3 + x s^2 + (\omega_o^2 + m) s + \omega_o^2 x + \omega_o n}{-\varepsilon [(s^2 + x s - \omega_o^2 - \omega_o y + m)^2 + ((2\omega_o + y)s + \omega_o x + n)^2]} \quad (7)$$

where  $\omega_o$  is the angular frequency of the estimated rotor flux.

Since we usually have to select a high PI gain to obtain a fast tracking of the real rotor speed, the location of the zeros of  $G'_{22}(s)$  must be restricted to the left-half plane only. To determine the condition for all roots of the numerator of  $G'_{22}(s)$  (zeros) to lie strictly in the left-half plane (stable zeros), we apply the Routh-Hurwitz criterion and obtain the following necessary and sufficient conditions:

$$\omega_o > \omega_c = -\frac{n}{x} \text{ (critical frequency)} \quad (8.A)$$

$$x > 0 \quad (8.B)$$

$$\omega_o n < m x \quad (8.C)$$

where  $m$ ,  $n$  and  $x$  depend on motor parameters, and feedback gains  $H'_1, H'_2$  as given in (6).

If the operating frequency  $\omega_o$  goes lower than this critical frequency  $\omega_c$ , an unstable zero will appear on real axis. The pole at the origin of the adaptive PI gain will move toward this unstable zero as shown in Fig. 4, and the speed estimation system will be unstable regardless of the adaptive gain used. This unstable phenomena corresponds to the operation in generator mode with large enough regenerative load which usually occurs in the elevator application. Experimental results in Fig. 5 demonstrates this phenomena. The motor speed command is 120 rpm (12.6 rad/s) together with regenerative load  $T_L \cong -9.7$  Nm and slip  $\omega_s = -11.7$  rad/s, and the operating frequency  $\omega_o$  must be 13.5 rad/s. In this case, we set the feedback gains  $H'_1, H'_2$  to zeros and it can be calculated from equation (6), and (8.A) that

$$\omega_o = \frac{p \omega_m}{1 + \frac{R_r L_r}{L_r R_s}} \quad (9)$$

According to the motor parameters in the appendix, the operating point  $\omega_o = 13.5$  rad/s is lower than the critical frequency ( $\omega_c = 0.66 p \omega_m = 16.6$  rad/s), and the instability of speed identification results in speed error and the exceed torque and slip command ( $T_m = -11.5$  Nm,  $\omega_s = -14$  rad/s). Fortunately, the speed error does not diverge, but approaches a steady-state non-zero value ( $\cong 35$  rpm), instead. This is because both the operating frequency and the critical frequency depend on the rotor speed are changed continuously during the transient response, and finally become equal at new values  $\omega_o', \omega_c'$ . The new operating frequency  $\omega_o'$  can be calculated from the experimental result as  $\omega_o' = p \hat{\omega}_m + \omega_s' = 2 * 12.6 - 14 = 11.2$

rad/s, while the new critical frequency  $\omega_c'$  is given by equation (9) as  $\omega_c' = 11.2$  rad/s. The unstable zero on the real axis of  $G'_{22}(s)$  then becomes a zero at the origin which cancels out the effect of PI gain and causes a steady-state error. Normally when the instability occurs, the operating point of the system will move onto the boundary between the stability and instability.

This analytical condition does agree with the result derived by the averaging analysis [4], and an appropriate output error feedback gain of the adaptive observer ( $H'_1, H'_2$ ) can be used to enlarge the stable region to render the stability as shown in Fig 6, and 7 ( $\omega_c = 0.5 p \omega_m = 12.6$  rad/s). There is, now no unstable zero, and the motor speed can be regulated with the torque command corresponding to load.

Since the boundary for stability is the point when  $\omega_o = \omega_c$ , considering that  $\omega_o = p \omega_m + \omega_s$  and  $\omega_c = \frac{p \omega_m}{1 + \eta}$  when  $\eta$  can be changed by feedback gain  $h'_3$ , we can find that the stability boundary is given by

$$\omega_m = -\frac{(1 + \eta) R_r}{\eta p |\lambda_r|^2} T_m \quad (10)$$

From the condition (8.A) and equations (6), (10) we can compare conceptually the unstable region on the torque-speed plane for the systems with and without error feedback as shown in Fig. 8.

Fortunately, for normal rated slip frequency and motor parameters, the remaining conditions (8.B, 8.C) always hold. The condition 8.C is similar to the one derived by linearization method [1] which can cause instability for some system as well. (See [5,6] for further details)

#### IV. A Design Guideline for Adaptive PI Gain

Following the block diagram in Fig. 3, we can give a design guideline for the adaptive PI gain of the speed estimation based on three criterias.

##### [1] Tracking Performance

Normally due to the mechanical inertia, the waveform of motor speed during the acceleration and deceleration can be considered as a ramp function. So it is reasonable to focus only on the tracking performance against the ramp response. The speed estimation error  $e_{ss}$  corresponding to the ramp response of motor speed can be calculated from Fig. 3 as:

$$\begin{aligned} \omega_m - \hat{\omega}_m &= \frac{1}{1 + (-C^2) G'_{22}(s) (K_p + K_I / s)} \\ e_{ss} &= \lim_{s \rightarrow 0} s \times \frac{R}{s^2} \times \frac{1}{1 + (-C^2) G'_{22}(s) (K_p + K_I / s)} \\ &= \frac{R}{(-C^2) G'_{22}(s) \Big|_{s=0} K_I} \quad (11) \end{aligned}$$

where  $R = T_m / J$ ,  $C = p |\hat{\lambda}_r| (t)$ ,  $G'_{22}(s) \Big|_{s=0}$  is nearly constant

over the entire range of speed (see Fig. 9)

The result in (11) implies that a good tracking performance can be achieved with a high  $K_i$  gain or, speaking in another way, we can design  $K_i$  according to the specification of the tracking error for ramp response as shown by the experimental results in Fig. 11 which compares the low and high integral gain used in the speed identification. In the case of low integral gain, the steady-state speed error  $e_{ss}$  is about 45 rpm and the motor speed acceleration  $R$  is about 272 rad/s<sup>2</sup>, while the one calculated from equation (11) is 274 rad/s<sup>2</sup> and the overall system response time is about 450 ms. On the other hand, the system with high integral gain gives us a good tracking performance which steady-state error  $e_{ss}$  is about 10 rpm, while the speed acceleration  $R$  is about 2 times of the system with low integral gain (573 rad/s<sup>2</sup>) and the overall system response time is just 150 ms. From the above result, we can conclude that the slow tracking performance will cause the motor torque  $T_m$  to be less than the commanded torque  $T_m^*$ , and it also distorts the stator current  $i_s$ , especially its amplitude during the acceleration which results in the slow response.

## [2] Robustness to Measurement Noises

As the current error is used in speed estimation (equation (3)), the effect of current measurement noises on the estimated speed is given by the following transfer function.

$$\frac{\hat{\omega}_m}{\eta_i} = \frac{C(Kp + K_i/s)}{1 + (-C^2)G'_{22}(s)(Kp + K_i/s)} \quad (12)$$

Current measurement noises can be either 1) an DC offset or 2) a high-frequency noise or 3) a low frequency noise around  $\omega_o$ . It should be reminded that the noise in equation (12) is viewed from the rotating frame, and as such its frequency must be shifted from the frequency on stator frame by  $\omega_o$ . For the low frequency noise, its frequency on the rotating frame will be around zero, and from equation (12) and Fig. 10, it is seen that the effects of this noise is governed by  $G'_{22}(s)$  only. However, for the remaining noises whose frequency is shifted to a high frequency above  $\omega_o$ , their effect is roughly given by  $CK_p$ , because  $G'_{22}(s)$  is small in high frequency range (Fig. 9). As a result, we can reduce the effects of measurement noises by choosing a low  $K_p$  gain. This conclusion is confirmed by the experimental results shown in Fig. 12-a and 12-b.

## [3] Stability Margin

It seems as if both results in (11) and (12) are independent and enough to fulfill our performance goal, but if we select a high  $K_i$  gain for fast tracking of speed, and a low  $K_p$  gain to attenuate noises, oscillation may occur as shown in Fig. 12-c. The reason for this phenomena can be explained from the Bode plot in Fig. 9 where we can see that the phase shift of  $G'_{22}(s)$  is about -90° at the frequency nearly equal to the operating frequency

$\omega_o$ . Therefore, the phase lag of the adaptive PI gain with a high corner frequency (high  $K_i$  and low  $K_p$ ) will reduce the phase margin of the system, and may consequently cause the oscillation. The design trade-off for  $K_i$  and  $K_p$  gain is that the corner frequency should be less than the operating frequency (Fig. 12-d).

## V. Conclusion

In this paper, we analyzed the stability of the speed sensorless vector control system using the Routh-Hurwitz criterion, and derived the conditions for the existence of the unstable zeros which, in turn, causes the instability of the speed estimation system. Our approach conforms well with the linearization method and the averaging analysis previously reported. We also gave a design guideline for the adaptive PI gain to fulfill the tracking performance and robustness against measurement noises of the sensorless system. All theoretical results were confirmed by experiments.

## Appendix

Motor's parameters:

$$\begin{aligned} R_s &= 1.84 \text{ [Ohm]}, & R_r &= 0.885 \text{ [Ohm]} \\ L_s &= 131 \text{ [mH]}, & L_r = M &= 120 \text{ [mH]}, & p &= 2 \end{aligned}$$

## Acknowledgment

This research was financially supported by the National Electronics and Computer Technology Center (NECTEC) of Thailand.

## References

- [1] C. Schauder, Adaptive Speed Identification For Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers, Conf. Record of IEEE/IAS Annual Meeting 1989, pp. 493-499.
- [2] H. Kubota, K. Matsuse, Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-30, No. 5, 1994, pp. 1219-1224.
- [3] S. Sangwongwanich, Generalized Controllers for Induction Motor Drive Systems, Proc. of PCC-Yokohama 1993, pp 450-455.
- [4] S. Sangwongwanich, Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors-Stability Analysis and Realization, Conf. Record of IPEC-Yokohama, 1995, Vol. 1, pp. 310-315.
- [5] S. Sangwongwanich, Speed Sensorless Induction Motor Drive Systems -Structure and Stability-, Conf. record PEMC-Budapest, 1996, Vol.2, pp. 78-85.
- [6] S. Suwankawin, S. Sangwongwanich, Stability Analysis of Speed Sensorless Vector Control System, Proc. of ICPE, 1995, pp 403-408.
- [7] S. Tamai, H. Sugimoto, M. Yano, Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Applied Model Reference Adaptive System, Conf. Record of IEEE/IAS Annual Meeting 1985, pp. 613-620.
- [8] T. Okuyama et al., Simplified Vector Control System Without Speed Sensor and Voltage Sensors-Effects of Setting Errors in Control Parameters and Their Compensation, Trans. of IEE Japan, Vol 110-D, No. 5, 1990, pp. 477-480.
- [9] S. Sangwongwanich, S. Suwankawin, A Speed-Sensorless IM Drive with Modified Decoupling Control, PCC-Nagaoka, 1997, (to be appeared).



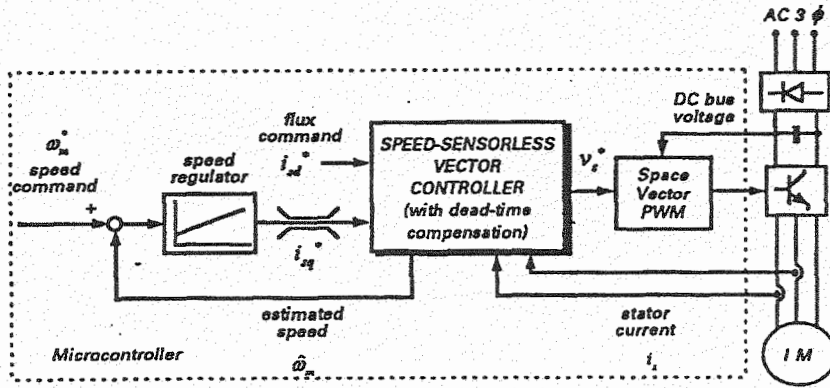


Fig. 1 Experimental Setup of Speed Sensorless Vector Control System

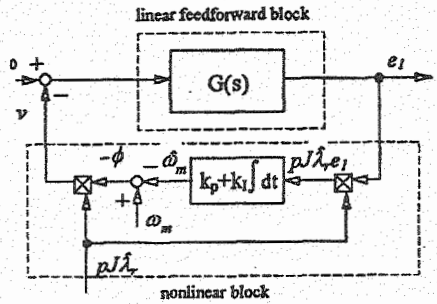


Fig. 2 Block diagram of output error in adaptive observer

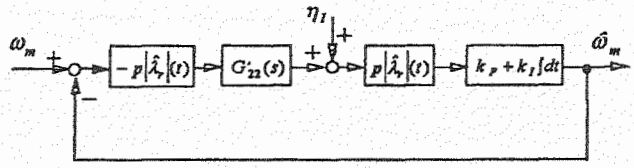


Fig. 3 Block diagram of SISO error system on rotor flux frame

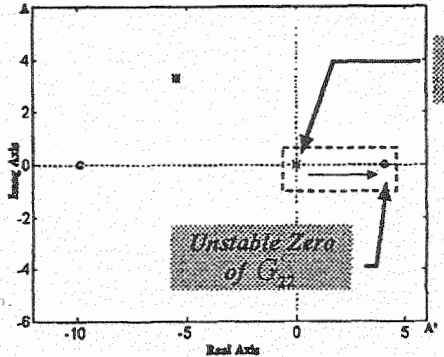


Fig. 4 Dominant Pole/Zero allocation at regenerating operation

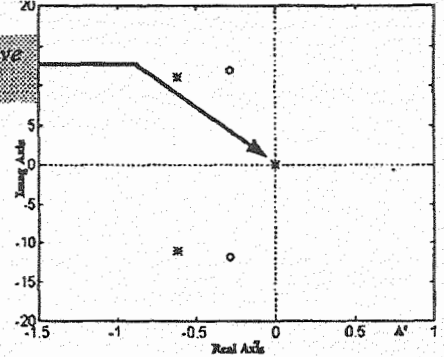


Fig. 6 Dominant Pole/Zero allocation at regenerating operation with error feedback

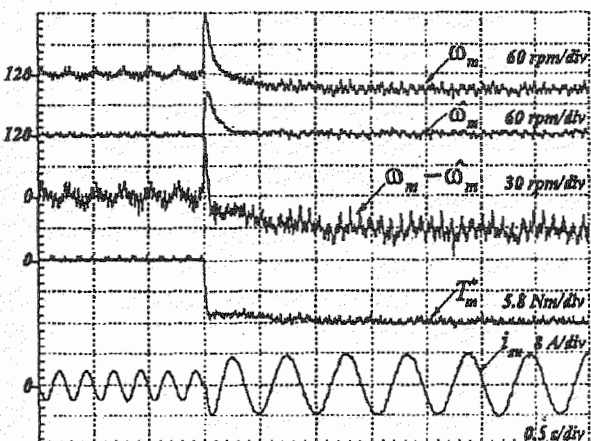


Fig. 5 Experimental results at regenerating operation without error feedback

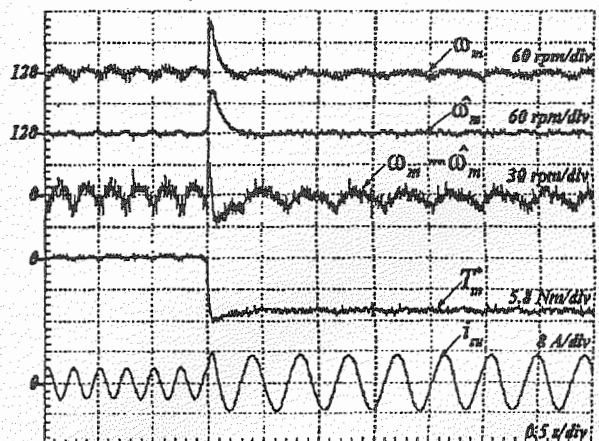


Fig. 7 Experimental results at regenerating operation with error feedback ( $H_2^* = -0.25R, 1$ )

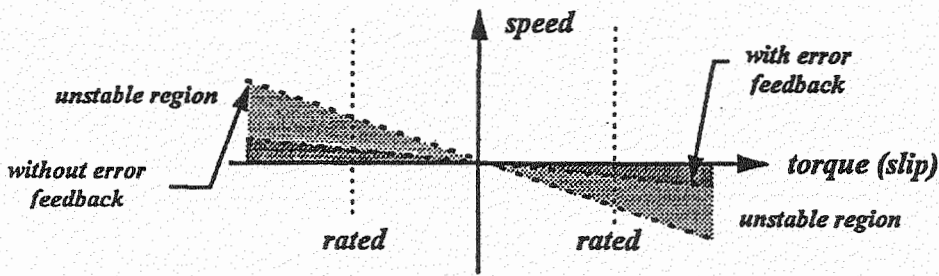


Fig. 8 Area of unstable region in the sensorless system

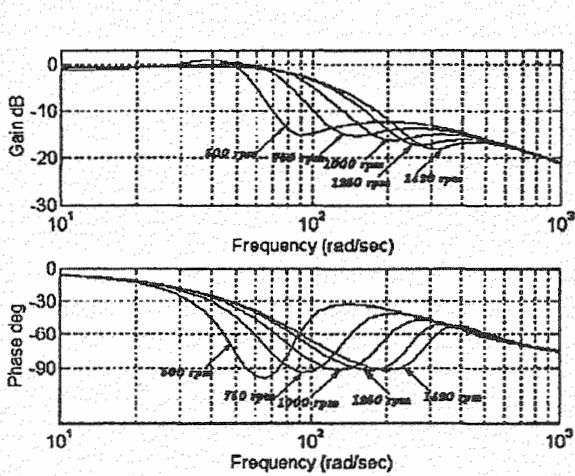


Fig. 9 Bode plot of  $G'_{22}(s)$

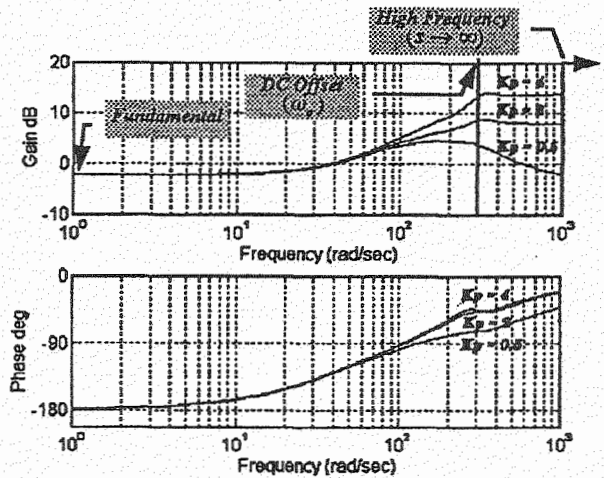


Fig. 10 Bode plot of transfer function corresponding to measurement noises

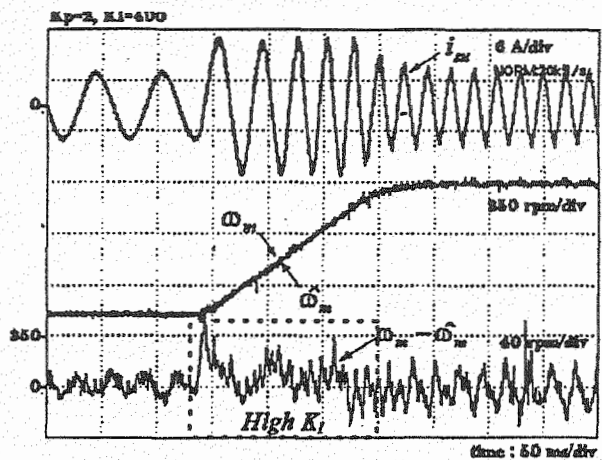
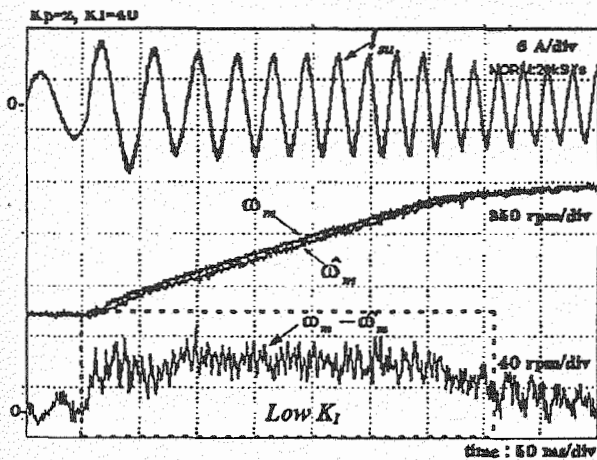
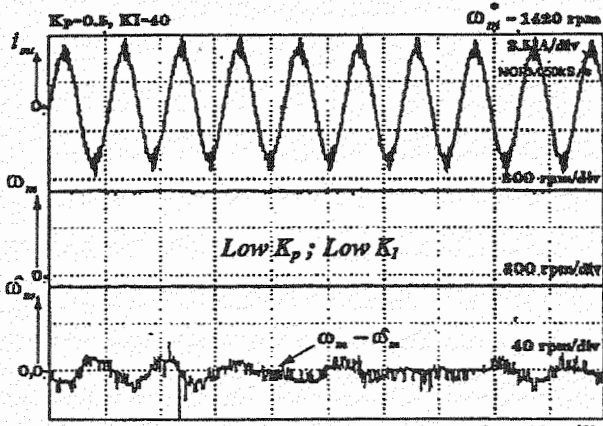
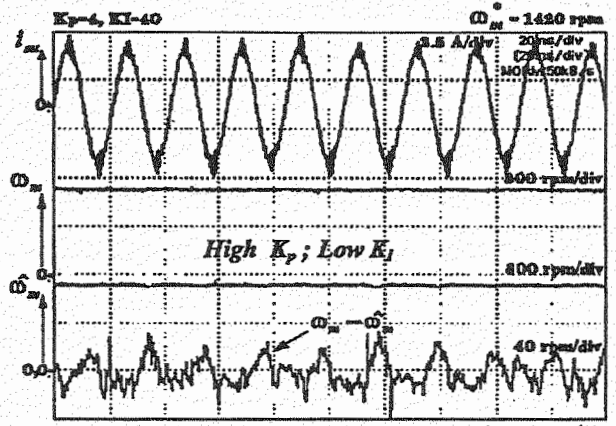


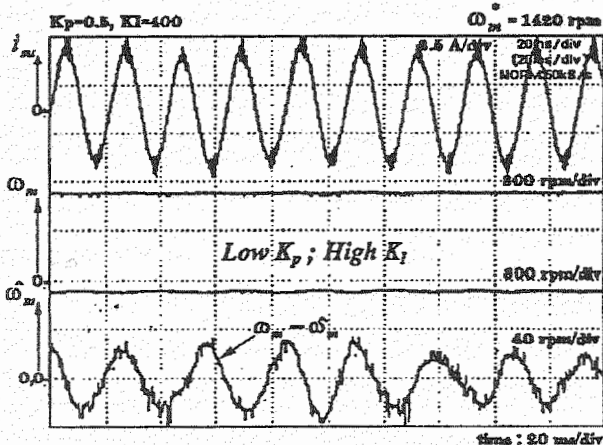
Fig. 11 Experimental results of acceleration ramp response (500 -> 1420 rpm)



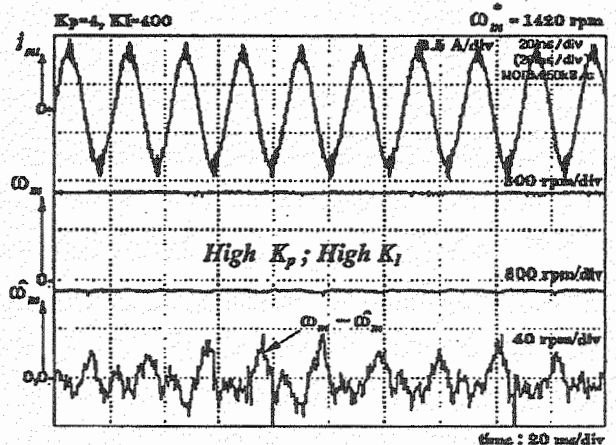
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 12 Experimental results at steady state for different PI gains (motor speed : 1420 rpm)

# A Speed-Sensorless IM Drive with Modified Decoupling Control

Somboon Sangwongwanich

Surapong Suwankawin

Dept. of Electrical Eng., Chulalongkorn University

Payatai, Bangkok 10330, Thailand

Tel. +662-2186550 Fax. +662-2518991 e-mail : somboona@netserv.chula.ac.th

**Abstract** The popular speed-sensorless drive of current-controlled type has several disadvantages. It needs current loop of high bandwidth which causes complexity in the implementation hardware/software, and requires a dedicated high speed DSP. The structure of speed-sensorless inverters is also not compatible with the general purpose V/F inverters of voltage type. To overcome such problems, we will develop a new sensorless drive based on decoupling control and an adaptive full-order observer. Our new sensorless drive differs from the existing sensorless drive in the following points : (I) speed estimation is based on rigorous control theory, and is well analyzed, (II) a modified decoupling control is introduced with which the torque control performance is improved, and (III) decoupling control is integrated with the adaptive observer to reduce complexity of the whole system.

## 1. Introduction

Most of speed-sensorless induction motor (IM) drives, nowadays, have been developed from the basic concept of the conventional vector control, and thus usually work by controlling the stator current with a current-controlled inverter [1][2]. These sensorless drives of current-controlled type have several disadvantages:

- I) current loop of high bandwidth is needed, which causes complexity in the implementation hardware/software, and requires a dedicated high speed DSP,
- II) their structure is not compatible with the general purpose V/F inverters (voltage-controlled type) which shares the largest market in the industry, and
- III) stator voltage sensing is difficult if the hysteresis current control is used.

On the contrary, a sensorless drive based on decoupling control can overcome such problems because

- I) it controls the stator voltage generated by a PWM inverter with no current loop,
- II) it can be looked as an improved V/F inverter, and
- III) the voltage command in the controller can be used instead of detecting the real voltage.

In this paper, we will develop a new sensorless drive based on decoupling control and an adaptive full-order observer. Our new sensorless drive differs from the existing sensorless drive [3] in the following points :

- ♦ speed estimation is based on rigorous control theory, and is well analyzed,
- ♦ a modified decoupling control is introduced with which the torque control performance is improved, and

♦ decoupling control is integrated with the adaptive observer to reduce complexity of the whole system.

In the following, we will first derive the modified decoupling control, and then explain about the speed and flux estimation with a full-order observer. A simple guideline for the proposed decoupling control will also be discussed. Finally, simulation and experimental results will be given to confirm our theoretical conclusion.

## 2. Decoupling Control with Stator Voltage

Firstly, we will briefly show the model of an induction motor expressed both on stator frame and rotor flux frame. These models will in the sequel be used to derive the new decoupling control and the adaptive full-order observer.

### 2.1 Model of IM on d-q axis of stator frame

The dynamic model of IM viewed from stator frame is given by equations (1) and (2).

$$\frac{d\vec{i}_s}{dt} = A_{11}\vec{i}_s + A_{12}\vec{i}_o + B_1\vec{v}_s \quad (1)$$

$$\frac{d\vec{i}_o}{dt} = A_{21}\vec{i}_s + A_{22}\vec{i}_o \quad (2)$$

where in

$$A_{11} = -(R_s + R_r M^2 / L_r^2) / \sigma L_s \cdot I$$

$$A_{12} = -A_{22} * M^2 / \sigma L_s L_r \quad B_1 = 1 / \sigma L_s$$

$$A_{21} = (R_r / L_r) \cdot I \quad A_{22} = -(R_r / L_r) \cdot I + p \omega_m \cdot J$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad \sigma = 1 - M^2 / L_s L_r$$

$\vec{v}_s$ : stator voltage vector  $\vec{i}_s$ : stator current vector

$\vec{i}_o$ : rotor flux magnetizing current vector

$R_s$ : stator resistance  $R_r$ : rotor resistance

$L_s$ : stator self-inductance  $L_r$ : rotor self-inductance

$M$ : mutual inductance,  $\omega_m = d\theta_m / dt$ : rotor speed

$p$ : numbers of pole pairs

### 2.1 Model of IM on d-q axis of rotor flux frame

As our aim is to control flux and torque of the motor, it is, therefore, more convenient to transform the

above IM's model onto the rotor flux frame, and we obtain the following model:

**Stator dynamic :**

$$R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} = \omega \sigma L_s i_{sq} - \frac{M^2}{L_r} R_r (i_{sd} - i_o) + v_{sd} \quad (3)$$

$$R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega L_s i_{sd} + \frac{M^2}{L_r} \omega (i_{sd} - i_o) + v_{sq} \quad (4)$$

**Rotor dynamic :**

$$R_r i_o + L_r \frac{di_o}{dt} = R_r i_{sd} \quad (5)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega = p\omega_m + \omega_s = p\omega_m + R_r i_{sq} / L_r i_o \quad (6)$$

$$\bar{i}_s = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad \bar{v}_s = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad \bar{i}_o = \begin{bmatrix} i_o \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

where  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ ,  $v_{sd}$ ,  $v_{sq}$  are the d and q components of the stator current and voltage, and  $i_o$  is the rotor flux magnetizing current.

### 2.3 Conventional decoupling control

Decoupling control for IM has been previously introduced in [4], [5], using the following relations:

$$v_{sd} = u_{sd} - \omega \sigma L_s i_{sq}^* \quad (u_{sd} = R_s i_{sd}^*) \quad (8)$$

$$v_{sq} = u_{sq} + \omega L_s i_{sd}^* \quad (u_{sq} = R_s i_{sq}^*) \quad (9)$$

where '\*' denotes the commanded value. What the decoupling control does is just compensating the induced voltage coupling across the d-q axes. However, this conventional decoupling control ignores the stator dynamic, and thus is imperfect. To achieve a complete decoupling stator dynamic we have to use the following compensating voltage instead:

$$v_{sq} = u_{sq} + \hat{\omega} L_s \hat{i}_{sd} - \frac{M^2}{L_r} \hat{\omega} (\hat{i}_{sd} - \hat{i}_o) \quad (10)$$

$$v_{sd} = u_{sd} - \hat{\omega} \sigma L_s \hat{i}_{sq} + \frac{M^2}{L_r} R_r (\hat{i}_{sd} - \hat{i}_o) \quad (11)$$

where '^' denotes the estimated value. With the above decoupling control (10) and (11), the decoupled stator dynamic becomes :

$$R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} = u_{sd} \quad (12)$$

$$R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} = u_{sq} \quad (13)$$

which is very simple. It should be noted that the decoupling control does not change the rotor dynamic. As such, the decoupling voltage can be calculated from the rotor quantities ( $\hat{\omega}$ ,  $\hat{i}_o$ ) estimated from equations (5) and (6) together with the estimated current ( $\hat{i}_{sd}$ ,  $\hat{i}_{sq}$ ) calculated from the decouple dynamic (12) and (13).

### 2.4 Modified decoupling control

However, in reality, the estimated current and flux always contain some errors which may be caused by speed estimation error during a transient response or by parameter variations. The aforementioned decoupling control is purely feed forward and cannot be expected to handle this kind of errors. Therefore, it is natural to modify the decoupling control voltage by adding a feedback term  $K_e$  as :

$$v_{sd} = u_{sd} - \omega \sigma L_s \hat{i}_{sq} + \frac{M^2}{L_r} R_r (\hat{i}_{sd} - \hat{i}_o) + [K_e]_d \quad (14)$$

$$v_{sq} = u_{sq} + \omega L_s \hat{i}_{sd} - \frac{M^2}{L_r} \omega (\hat{i}_{sd} - \hat{i}_o) + [K_e]_q \quad (15)$$

wherein the current error  $e = \hat{i}_s - \bar{i}_s$ . It will be shown in later section how to select a suitable feedback gain  $K$  to overcome the effect of speed estimation error during transient. We can conclude that the main features of the modified decoupling control are that :

- ◆ complete decoupling flux/torque current control is achieved even during transient,
- ◆ stator dynamic is simple, and
- ◆ current error feedback can suppress speed/parameter error.

## 3. Speed and Flux Estimation

To implement the decoupling control according to equations (14) and (15), we need to know the rotor quantities including the rotor speed. In the conventional decoupling control, this information is obtained from the IM's decoupled model as given by equations (5), (6), (12) and (13). In this paper, we will use an adaptive full-order observer instead of the model to estimate the required information. The reason is that with the observer we can improve the stability and sensitivity of the estimation.

### 3.1 Adaptive full-order observer on stator frame

From the linear model (1) and (2), we can build an adaptive observer as shown in equations (16) - (18) [2], [6]-[8].

$$\frac{d\hat{i}_s}{dt} = A_{11} \hat{i}_s + \hat{A}_{21} \hat{i}_o + B_1 \bar{v}_s - H_1' (\hat{i}_s - \bar{i}_s) \quad (16)$$

$$\frac{d\hat{i}_o}{dt} = A_{21} \hat{i}_s + \hat{A}_{22} \hat{i}_o - [H_2' / M]^* (\hat{i}_s - \bar{i}_s) \quad (17)$$



$$A_{12} = -\hat{A}_{22} * M^2 / \sigma L_s L_r$$

$$\hat{A}_{22} = -(R_r / L_r) * I + p \hat{\omega}_m * J$$

$$\hat{\omega}_m = (k_p + k_I \int dt) w^T e \quad k_p, k_I > 0 \quad (18)$$

$$w = J p M \hat{i}_o \quad e = \hat{i}_s - \bar{i}_s$$

where  $H_1'$  and  $H_2'$  are the feedback gains of the observer. The rotor speed is estimated through the adaptive PI gain ( $k_p, k_I$ ) by projecting the current error onto the q-axis of the estimated rotor flux frame.

### 3.2 Adaptive full-order observer on rotor flux frame

In order to merge the observer with the decoupling control on the rotor flux frame, we will, therefore, express the adaptive observer on the rotor flux frame as:

$$R_s \hat{i}_{sd} + \sigma L_s \frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} = \omega \sigma L_s \hat{i}_{sq} - \frac{M^2}{L_r^2} R_r (\hat{i}_{sd} - \hat{i}_o) + v_{sd} - \sigma L_s [H_1' e]_d \quad (19)$$

$$R_s \hat{i}_{sq} + \sigma L_s \frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} = -\omega L_s \hat{i}_{sd} + \frac{M^2}{L_r} \omega (\hat{i}_{sd} - \hat{i}_o) + v_{sq} - \frac{M}{L_r} [H_2' e]_q - \sigma L_s [H_1' e]_q \quad (20)$$

$$R_r \hat{i}_o + L_r \frac{d\hat{i}_o}{dt} = R_r (\hat{i}_{sd} - \frac{L_r}{R_r M} [H_2' e]_d) \quad (21)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega = p \hat{\omega}_m + \omega_s \quad (22)$$

$$= p \hat{\omega}_m + \frac{R_r}{L_r} (\hat{i}_{sq} - \frac{L_r}{R_r M} [H_2' e]_q) / \hat{i}_o$$

$$\hat{\omega}_m = (k_p + k_I \int dt) [\hat{i}_{sq} - i_{sq}] * p M \hat{i}_o \quad (23)$$

where  $[\ ]_d, [\ ]_q$  denote the d and q components, respectively. It should be noted that the rotor speed is estimated through the torque current error similar to the method in [3]. Main features of this adaptive observer are that:

- ◆ estimation characteristics can be rigorously analyzed via linear control theory[6]-[9], and
- ◆ since it uses the same model as that of the decoupling control, that same model can be shared by both.

### 4. Integration of decoupling control and adaptive observer

Now we are going to merge the decoupling control with the adaptive observer. Firstly, when the adaptive observer is used together with the modified

decoupling control, the resultant stator dynamic of the observer is found to be :

$$R_s \hat{i}_{sd} + \sigma L_s \frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} = u_{sd} + [K e]_d - \sigma L_s [H_1' e]_d \quad (24)$$

$$R_s \hat{i}_{sq} + \sigma L_s \frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} = u_{sq} + [K e]_q - \sigma L_s [H_1' e]_q - \frac{M^2}{L_r} [H_2' e]_q \quad (25)$$

The rotor flux dynamic is unchanged, and is still given by equations (21) and (22). Based on the relations (14), (15) of decoupling control, the resultant dynamics (equations (21), (22), (24), and (25)), and speed estimator (23), we can integrate the decoupling control together with the adaptive observer as shown in Fig. 1.

### 5. Selection of Feedback Gain K

Even though the speed estimator can track any constant real rotor speed without steady-state error, it do exhibits a transient estimation error against the ramp response of speed during acceleration/deceleration. For simplicity we will assume that

$$H_1' = h_1' * I, \quad H_2' = h_3' * I, \quad K = k * I \quad (26)$$

and consider that the speed estimation error during transient is approximately a step function. From the estimation error system shown in Fig. 2, this transient error can be then calculated as :

$$\Delta \omega_m = \omega_m - \hat{\omega}_m$$

$$= \lim_{s \rightarrow 0} s \times \frac{R}{s^2} \times \frac{1}{1 + (-C^2) G'_{22}(s) (K_p + K_I / s)}$$

$$= \frac{R}{-C^2 G'_{22}(s)|_{s=0} K_I} \quad (27)$$

$$\text{where } G'_{22}(s)|_{s=0} \approx \frac{-1}{R_r * L_s / M - h_3}, \quad C = p M \hat{i}_o \quad (28)$$

and  $R$  is the acceleration/deceleration rate (see [9] for detail derivation). This error can be suppressed by using a large  $K_r$  gain, but there is a limit. This transient speed error will disturb the decoupling control because the decoupling voltage compensation will be then incorrect, especially the q-axis back e.m.f. which depends mainly on the estimated flux frequency or the estimated rotor speed. As a consequence, the torque current and motor torque will not follow the command as is expected. The amplitude of rotor flux is, however, quite insensitive to this error because of its slow response. Simulation result shown in Fig. 3 clearly indicates this phenomena. The generated torque during acceleration/deceleration is lowered by nearly 20%. To improve the torque control capability, we must know how current error feedback affects the estimated flux frequency which is the most important factor. From the block diagram shown in Fig. 2, it can be

derived that the torque current error caused by the speed estimation error is given by :

$$[e]_q = \hat{i}_{sq} - i_{sq} = -pM\hat{i}_o * G'_{22}(s) \Big|_{s=0} * \Delta\omega_m$$

$$\approx \frac{pM\hat{i}_o}{Rr * L_s / M - h_3} * \Delta\omega_m \quad (29)$$

which means that the torque current error depends roughly on the feedback gain  $h_3$  ( $H_2'$ ) only. Next we have to consider how the torque current command is compensated by the feedback gains  $H_1'$ ,  $H_2'$  and  $K$ . Since the decoupled stator dynamic is very fast, it can be neglected for simplicity. From the block diagram in Fig. 1, we can see that

$$\hat{i}_{sq} = i_{sq} * + \frac{1}{R_s} [Ke]_q - \frac{M}{Lr * R_s} [H_2' e]_q - \frac{\sigma L_s}{R_s} [H_1' e]_q \quad (30)$$

In addition to the above compensating terms (the last three terms), the slip equation in the rotor flux dynamic also contains the compensating term of  $\frac{Lr}{M * Rr} [H_2' e]_q$ . As a result, the net compensating frequency for the flux frequency will be given by :

$$\omega_c = (Rr / Lr i_o) * \left\{ \frac{1}{R_s} [Ke]_q - \frac{M}{Lr * R_s} \left[ 1 + \frac{M^2 R_s}{Lr^2 * Rr} \right] [H_2' e]_q - \frac{\sigma L_s}{R_s} [H_1' e]_q \right\} \quad (31)$$

For the decoupling voltage to be correct, it is necessary that

$$\omega_c = p\Delta\omega_m \quad (32)$$

By substituting the relations (26), (29) and (31) into equation (32), the necessary condition for complete compensation of flux frequency becomes

$$\left\{ \frac{k}{R_s} - \frac{M}{Lr R_s} \left[ 1 + \frac{M^2 R_s}{Lr^2 Rr} \right] h_3 - \frac{\sigma L_s}{R_s} h_1 \right\} * \frac{Rr * M / Lr}{Rr * L_s / M - h_3} = 1 \quad (33)$$

This is the condition which is important in design. Normally, we have to design the feedback gains  $H_1'$ ,  $H_2'$  so as to stabilize the speed estimation, especially in the low speed region with regenerative loads [9]. Therefore, to achieve a good decoupling control we must select the feedback gain  $K$  to satisfy the relation (33). We will verify this conclusion by simulation carried out under the same condition as that of Fig. 3, but with error feedback.

CASE I:  $H_1' = H_2' = 0, K = R_s * I$

Using these gains, the flux frequency will be almost completely compensated. And from the simulation result shown in Fig. 4, it is clearly seen that the generated torque follows the torque command very well compared to that in Fig. 3. We can also see that the speed estimation error characteristic, which is governed by the feedback

gain of the observer, remains unchanged. This means that we can improve the torque control performance independently with the speed estimation characteristic.

CASE II:  $H_1' = 0, H_2' = -0.25 R_s * I, K = 0.84 R_s * I$

In this case, by using the observer gain  $H_2'$ , we slow down the estimation response to improve the stability as can be seen from the increasing of speed error during transient in Fig. 5. However, we still have a good torque control performance owing to the feedback gain  $K$ .

## 6. Implementation and Experimental Results

The new decoupling control sensorless drive is implemented using a RISC microcontroller SH7032 as shown in Fig. 6. The timing diagram of the software module is given in Fig. 7. The sampling time is fixed at 500μsec. The stator voltage command is used instead of the real one, and the effect of dead time is also compensated. The stator current is detected synchronously at the beginning of each period of the space-vector PWM pattern. Experimental result at speed reversal from 1420 to -1420 rpm is shown in Fig. 8, and it can be seen that the performance of the decoupling sensorless drive is comparable to that of the vector control with sensor.

## 7. Conclusion

In this paper, we have proposed a new sensorless drive based on a modified decoupling control. The complexity of the whole system is minimized by integrating harmonously the decoupling control with the adaptive observer. The current error feedback in modified decoupling control improves the torque control characteristic if its feedback gain is appropriately designed. Owing to its simple structure, the proposed sensorless drive can be implemented easily, and its feasibility is also shown by simulation and experiment.

## Appendix

Motor's parameters:

$$R_s = 1.84 [\text{Ohm}], \quad Rr = 0.885 [\text{Ohm}]$$

$$L_s = 131 [\text{mH}], \quad Lr = M = 120 [\text{mH}], \quad p=2$$

## References

- [1] J. Holtz, Speed Estimation and Sensorless Control of AC Drives, Proc. of IEEE/IECON'93, 1993, pp. 649-654.
- [2] H. Kubota et al., Direct Field Oriented Control of Induction Motor Without Speed-Sensor, Trans. of IEE Japan, Vol. 111-D, No. 11, 1991, pp. 954-960.
- [3] T. Okuyama et al., Vector Control Scheme of Induction Motor Without Speed and Voltage Sensors, Trans. of IEE Japan, Vol. 107-D, No. 2, 1987, pp. 191-198.
- [4] K. Ohnishi et al., Decoupling Control of Secondary Flux and Secondary Current in Induction Motor Drive With Controlled Voltage Source and Its Comparison

With Volts/Hertz Control, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-21, No. 1, 1985, pp. 241-247.

- [5] F. Harashima et al., Multimicroprocessor-Based Control System for Quick Response Induction Motor Drive, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-2, No. 4, 1985, pp. 602-609.
- [6] S. Sangwongwanich, Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors - Stability Analysis and Realization-, Proc. of IPEC-Yokohama, Vol. 1, 1995, pp. 310-315.
- [7] S. Suwankawin, and S. Sangwongwanich, Stability Analysis of Speed-Sensorless Vector Control System, Proc. of ICPE, Korea, 1995, pp. 403-408.
- [8] S. Sangwongwanich, Speed-Sensorless Induction Motor Drive Systems- Structure and Stability-, Proc. of PEMC'96, Hungary, 1996, pp. 78-85.
- [9] S. Suwankawin, and S. Sangwongwanich, Stability Analysis and Design Guidelines for A Speed-Sensorless Induction Motor Drive, PCC-Nagaoka, 1997, (to be appeared).

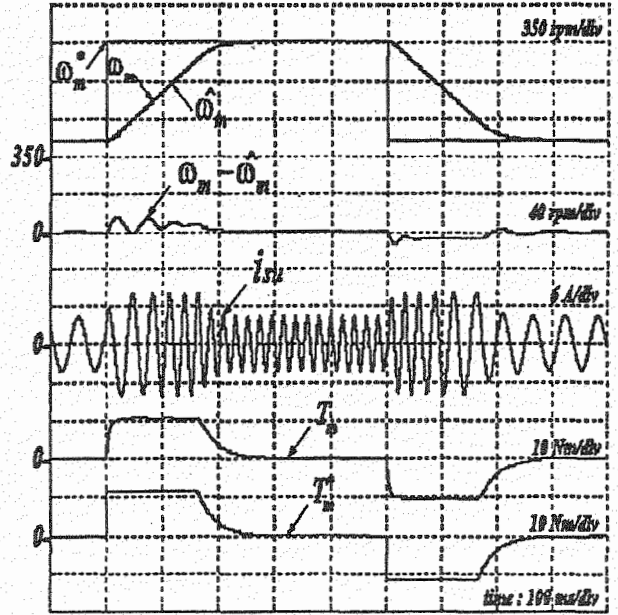


Fig. 3 Simulation result at acceleration/deceleration (no feedback)

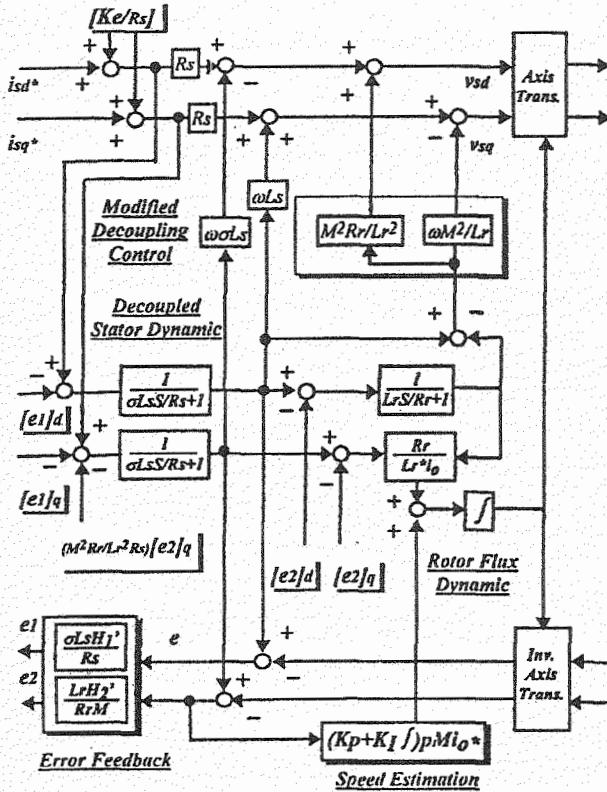


Fig. 1 Block diagram of sensorless drive with modified decoupling control

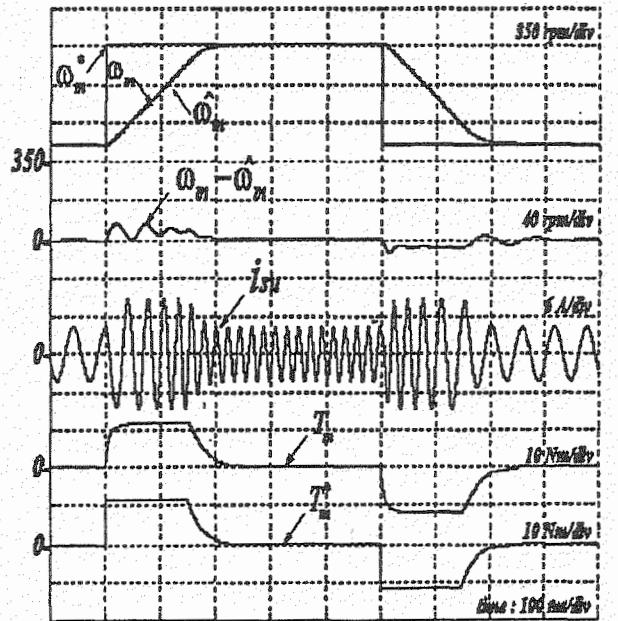


Fig. 4 Simulation result with modified decoupling control (I) (observer with no feedback)

$$H_1' = H_2' = 0, K = R_s * I$$



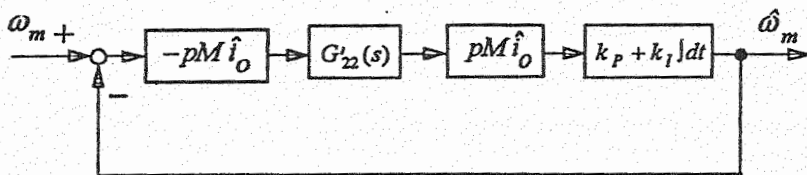


Fig. 2 Estimation error in adaptive observer

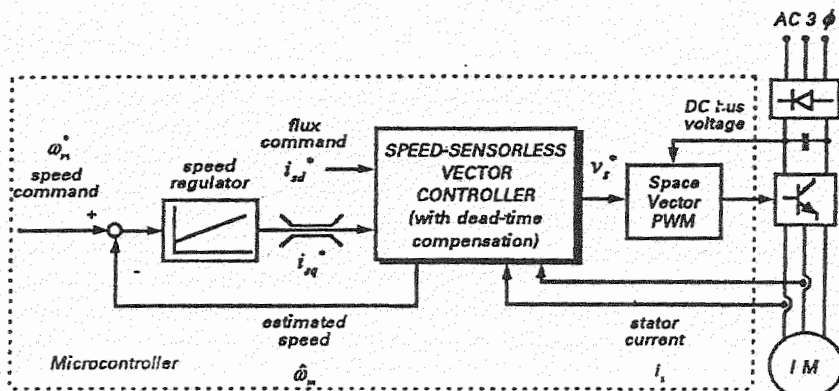


Fig. 6 Block diagram of experimental setup

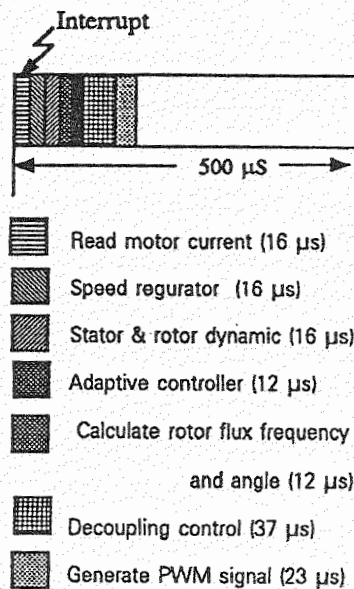


Fig. 7 Timing diagram of software module

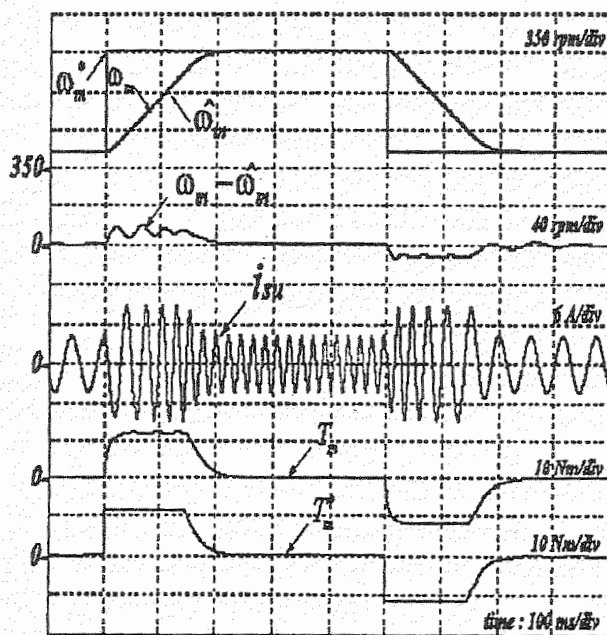


Fig. 5 Simulation result with modified decoupling control (II) (observer with feedback)

$$H_1' = 0, H_2' = -0.25R_s * I, K = 0.84R_s * I$$

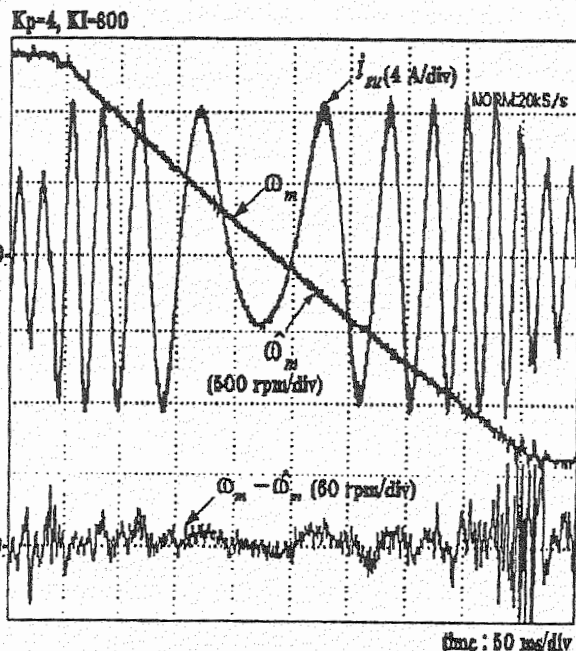


Fig. 8 Experimental result at speed reversal

# Performance Improvement of a Speed-Sensorless Induction Motor Drive in the Low Speed Region

Surapong Suwankawin Somboon Sangwongwanich

Dept. of Electrical Eng., Chulalongkorn University, Payatai, Bangkok 10330, Thailand  
Tel. +662-2186533 Fax. +662-2518991 e-mail : [somboona@netserv.chula.ac.th](mailto:somboona@netserv.chula.ac.th)

## Abstract

*This article points out the limitations and obstacles to the operation at a low speed range of a speed-sensorless induction motor drive, taking into account the effects on the rotor speed estimation of both the motor's resistance variations and the non-ideal characteristics of power devices. It is shown that the performance degradation problem can be alleviated by using an adaptive flux observer with appropriate feedback gain to restore the stability and to improve the robustness against parameter variations. Experimental results are also given to verify the performance improvement in the low speed region.*

## 1 Introduction

In order to enlarge the applications of sensorless inverters in the industrial drives, many efforts [1]-[2] have been made to improve the low speed performance of the speed-sensorless drives. Though the effects of parameter mismatches are dealt with in many research works [1]-[2], their counter measures are rarely mentioned and the stability limitation of the speed estimation is also left unclear. Actually, there are two causes which is responsible for the performance deterioration in the low speed region of speed-sensorless drives. The first one is the theoretical instability of the speed estimation in the regenerative operation which has been analyzed in details in [3]-[4]. The second one is the practical instability or loss of torque controllability in the low speed region, due to the effects of motor's resistance deviations, imperfect compensation of the dead-time effect, and voltage-drop of power devices.

This paper reemphasizes the theoretical instability phenomena previously discussed in [3]-[4] from the viewpoint of torque-speed characteristic, and gives some simulation and experimental results to indicate the validity of the analytical result. The quantitative analysis of the effects on the rotor speed estimation of both stator resistance variation and the dead-time or voltage drop of switching devices is also investigated. The adaptive observer's design guideline is then proposed to not only improve the robustness of the speed estimation against the parameter deviations, but also to restore the stability in the regenerative operation.

## 2 Full-Order Adaptive Observer

Due to its systematic and rigorous approach, a full-order adaptive observer is used in our sensorless drive to estimate both the speed and rotor flux. The sensorless controller used in this research is the one proposed in [7] as shown in Fig. 1. The controller structure is obtained by integrating harmoniously the decoupling control with the full-order adaptive observer. Some basic equations are repeated below.

The induction motor model on the stator frame can be expressed as:

$$\frac{d\bar{i}_s}{dt} = A_{11}\bar{i}_s + A_{12}\bar{i}_o + B_1\bar{v}_s \quad (1)$$

$$\frac{d\bar{i}_o}{dt} = A_{21}\bar{i}_s + A_{22}\bar{i}_o \quad (2)$$

where

$$A_{11} = -(R_s + R_r M^2 / L_r^2) / \sigma L_s \cdot I$$

$$A_{12} = -A_{22}^* M^2 / \sigma L_s L_r; B_1 = 1 / \sigma L_s$$

$$A_{21} = (R_r / L_r) \cdot I; A_{22} = -(R_r / L_r) \cdot I + p \omega_m \cdot J$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \sigma = 1 - M^2 / L_s L_r \quad (3)$$

Refer to the above induction motor model, the equations of the full-order adaptive observer which includes both the stator resistance deviation ( $\Delta R_s$ ) and the effect of dead-time or voltage-drop of power devices, ( $\bar{\eta}_v$ ) can be given as:

$$\frac{d\hat{i}_s}{dt} = \hat{A}_{11}\hat{i}_s + \hat{A}_{12}\hat{i}_o + B_1(\bar{v}_s + \bar{\eta}_v) - H_1'(\hat{i}_s - \bar{i}_s) \quad (4)$$

$$\frac{d\hat{i}_o}{dt} = A_{21}\hat{i}_s + \hat{A}_{22}\hat{i}_o - [H_2' / M]^* (\hat{i}_s - \bar{i}_s) \quad (5)$$

$$\hat{\omega}_m = (k_p + k_I \int dt) w^T \bar{e} ; k_p, k_I > 0 \quad (6)$$

where

$$w = J p M \hat{i}_o ; \bar{e} = \hat{i}_s - \bar{i}_s$$

$$\Delta A_{11} = \hat{A}_{11} - A_{11} = -\Delta R_s M^2 / \sigma L_s L_r^2 \cdot I$$

$$\Delta A_{12} = -\Delta A_{22}^* M^2 / \sigma L_s L_r$$

$$\Delta A_{22} = \hat{A}_{22} - A_{22} = p \Delta \omega_m \cdot J$$

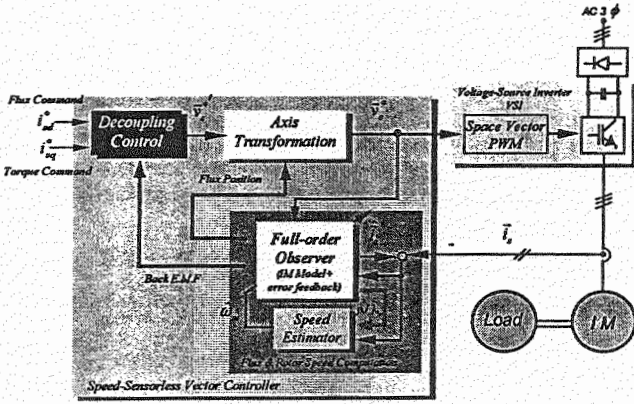


Fig. 1 Speed-Sensorless induction motor drive system

$$\Delta R_s = \hat{R}_s - R_s; \Delta \omega_m = \hat{\omega}_m - \omega_m \quad (7)$$

'^' denotes the estimates,  $H'_1$  and  $H'_2$  are the observer's feedback gains.

### 3 Speed Estimation System

Equations (1)-(2) and (4)-(6) form the speed estimation system on the stator frame as depicted in Fig. 2.

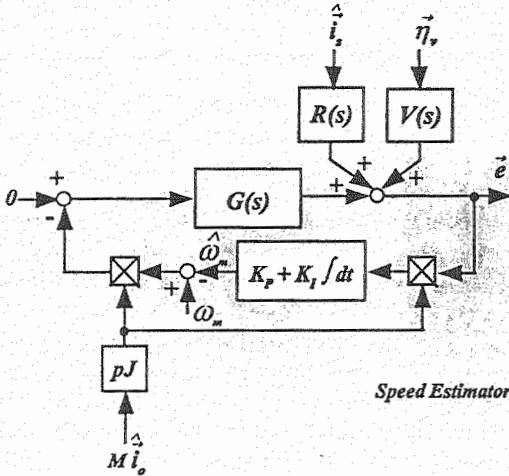


Fig. 2 Speed estimation system on the stator frame

where

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = -\frac{s}{\epsilon} G_p(s)$$

$$R(s) = \begin{bmatrix} R_{11}(s) & R_{12}(s) \\ R_{21}(s) & R_{22}(s) \end{bmatrix} = [sI - A_{22}] \Delta A_{11} \cdot G_p(s)$$

$$V(s) = \begin{bmatrix} V_{11}(s) & V_{12}(s) \\ V_{21}(s) & V_{22}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_s} [sI - A_{22}] \cdot G_p(s)$$

$$G_p(s) = [s^2 I + s(xI + yJ) + mI + nJ]^{-1}$$

$$m = \left[ \frac{R_r}{L_r} \left( h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{h'_3}{\epsilon} \right) + p\omega_m \left( h'_2 + \frac{h'_4}{\epsilon} \right) \right]$$

$$n = \left[ \frac{R_r}{L_r} \left( h'_2 + \frac{h'_4}{\epsilon} \right) - p\omega_m \left( h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{h'_3}{\epsilon} \right) \right]$$

$$x = \left[ h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right]; y = [h'_2 - p\omega_m]; \epsilon = \frac{\sigma L_s L_r}{M}$$

$$H'_1 = \begin{bmatrix} h'_1 & -h'_2 \\ h'_2 & h'_1 \end{bmatrix}; H'_2 = \begin{bmatrix} h'_3 & -h'_4 \\ h'_4 & h'_3 \end{bmatrix} \quad (8)$$

The shaded portion in Fig. 2 is the familiar closed loop speed estimation system. The rotor speed is estimated through the adaptive PI gain by projecting the current error vector ( $\vec{e}$ ) onto the q-axis of rotor flux reference frame ( $pJM\vec{i}_o$ ). The stability of estimation system is mainly determined by the transfer function  $G(s)$ , whereas the effects of disturbances ( $\Delta R_s, \vec{\eta}_v$ ) depend on the characteristics of transfer function  $R(s)$  and  $V(s)$ . The feedback gains  $H'_1, H'_2$ , will be used to stabilize the estimation system and to attenuate the disturbances, but they must satisfy the necessary and sufficient conditions for the observer's stable pole as shown in the following:

Stable Pole Conditions :

$$x > 0 \quad (9-A)$$

$$mx + ny > n^2 / x \quad (9-B)$$

The above conditions are obtained simply by applying the Routh-like scheme [6] to the transfer function with complex coefficients,  $G_p(s)$  defined in (8).

To simplify the analysis, the MIMO system in Fig. 2 is transformed onto the rotor flux reference frame to be the SISO system [4] as illustrated in Fig. 3. It can be noticed that the closed loop system is formed by the q-axis component only.

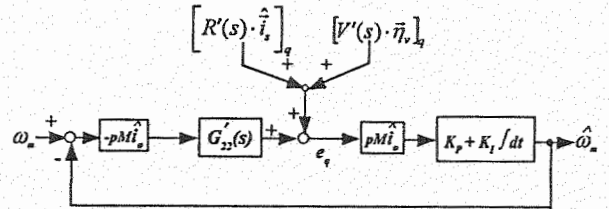


Fig. 3 Speed estimation system on the rotor flux reference frame

Here " ' " denotes the transfer function on the rotor flux frame;

$$G'(s) = G(s') \Big|_{s'=s+j\omega_s} = \begin{bmatrix} G'_{11}(s) & G'_{12}(s) \\ G'_{21}(s) & G'_{22}(s) \end{bmatrix}$$

$$R'(s) = R(s') \Big|_{s'=s+j\omega_c}; \quad V'(s) = V(s') \Big|_{s'=s+j\omega_c} \quad (10)$$

## 4 Stability and Robustness of Speed Estimation System

With Fig. 3, it is now possible to analyze both stability and robustness properties of speed estimation system. In this section, the effects of disturbances ( $\Delta R_s$ ,  $\bar{\eta}_v$ ) will be discussed in detail, and as a counter measure the design guideline for the adaptive observer will be finally presented.

### 4.1 Stability of Speed Estimation System

In spite of the importance of the stability property, it is often unknown and unpredictable as when the speed estimation will become unstable [1]-[2]. In fact, the stability property should be firstly well understood before dealing with the problems of model uncertainties. The parametric approach in [4] gives a very useful insight into this problem by linking the stability of the speed estimation with the stable zero condition of  $G'_{22}(s)$  which is repeated again here:

$$\omega_o > \omega_c = -\frac{n}{x} \quad (\text{critical frequency}) \quad (11)$$

The condition in (11) states that to maintain the stability, the operating frequency must be higher than the critical frequency ( $\omega_c$ ) which is defined in terms of motor's and observer's parameters. The validity of the prediction of stability region according to equation (11) is confirmed by the simulation results shown in Fig. 4. In Fig. 4, the motor is operated from motoring mode at rated torque down toward regenerating mode at rated torque for each commanded speed (50-200 rpm), and the predicted stability boundary is shown as a dotted line. It is clear that as soon as the motor runs across the boundary into the predicted unstable region, the sensorless system becomes unstable.

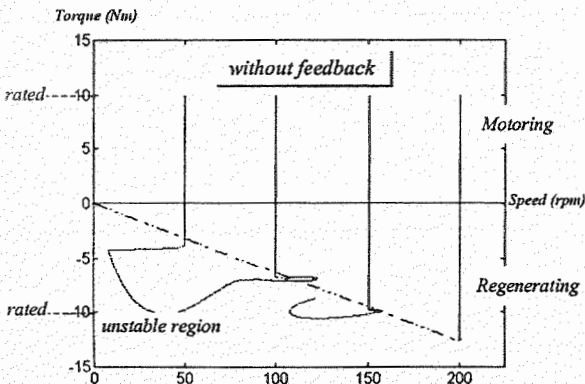


Fig. 4 Simulation results showing unstable region in torque-speed plane

Limitations by the above instability in the low speed region can, in theory, be totally removed by the design of feedback gains  $H'_1, \dots, H'_2$  to fulfill the condition in (11). However, the effects of parameter variations and measurement errors, which also depend on these feedback gains, should be together taken into consideration in the design strategy.

### 4.2 Effects of stator resistance variation and dead time on Speed Estimation

Besides the aforementioned theoretical stability limitations, the practical problems arising from the parameter deviations and measurement errors also play a great role in the performance degradation. This section focuses on the effects of stator resistance deviation and imperfect dead-time compensation which have serious influence on the sensorless drive especially in the low speed region. It is well known that the effect of the stator resistance deviation ( $\Delta R_s$ ) is analogous to that of the dead time and voltage drop of switching devices ( $\bar{\eta}_v$ ), and the input transfer functions  $V(s)$  and  $R(s)$  in Fig. 2 are related by:

$$V(s) = -\Delta R_s M^2 / L_r^2 \cdot R(s) \quad (12)$$

Therefore, only  $\Delta R_s$  will be treated in the following, and the results obtained can also be applied to the case of  $\bar{\eta}_v$ . The simulation results in Fig. 5 (under the same conditions as Fig. 4) illustrate the deterioration of both stability and accuracy of the speed estimation due to the stator resistance variation. It can be noticed that the regenerative operation is more sensitive to the disturbance than the motoring operation. This is because the amount of induced emf in the motor is smaller. The system can become unstable, even though the operating points are higher than the critical frequency.

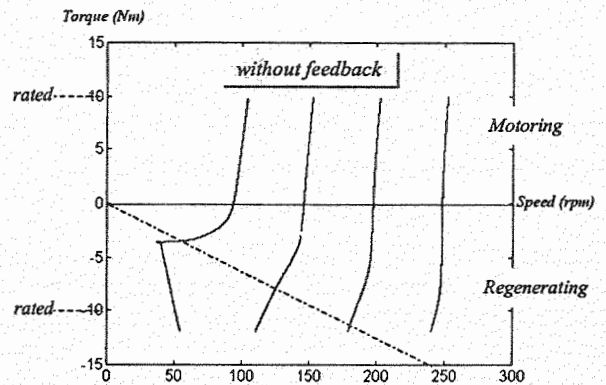


Fig. 5 Simulation results showing the effect of  $\Delta R_s$  ( $=0.2 R_s$ ) on the torque-speed curve at commanded speed: 100, 150, 200 and 250 rpm



The effect of stator resistance variation ( $\Delta R_s$ ) on the speed estimation can be described by the vector diagram shown in Fig. 6(a). The current error vector ( $\bar{e}$ ) is composed of one component from speed error ( $\bar{e}_{\Delta\omega_m}$ ) and the other from disturbances ( $\bar{e}_{\Delta R_s}$ ); the angle between both components ( $\gamma$ ) depends on motor parameters and feedback gains.  $\Delta R_s$  disturbs the q-axis component of the error vector which is used to estimate the rotor speed, and consequently causes the speed estimation error as shown in Fig. 5. If the effect of the disturbances is large enough to change the sign of  $e_q$  as shown in Fig. 6(b), the speed estimator will tune the estimated speed in the wrong direction, and the system will finally become unstable as seen in Fig. 5.

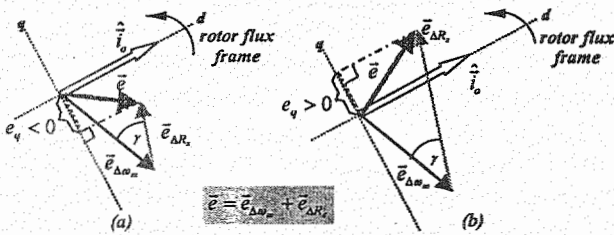


Fig. 6 Effect of  $\Delta R_s$  on current error vector

### 4.3 Adaptive Observer Design

In this section, a design strategy for the adaptive observer is introduced to improve both stability and robustness properties of the speed estimation system in the presence of the uncertainties. From Fig. 3 the effects of both  $\Delta R_s$  and  $\bar{\eta}_v$  disturbances on the speed estimation can theoretically be eliminated, if the feedback gains ( $H'_1, H'_2$ ) are designed to satisfy the condition :

$$\left[ R'(s) \cdot \hat{i}_s \right]_q = 0 \quad (13)$$

An example of  $H'_1$  and  $H'_2$  which satisfy (13) is

$$h'_1 = \frac{\hat{\omega}_o R_r}{\hat{\omega}_{sl} \sigma L_r} \left\{ \frac{R_r^2 + (2\sigma - 1)\hat{\omega}_{sl}^2 L_r^2}{R_r^2 + \hat{\omega}_{sl}^2 L_r^2} \right\} - \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (14)$$

$$h'_2 = h'_3 = h'_4 = 0$$

where  $\hat{\omega}_o$  and  $\hat{\omega}_{sl}$  are the estimated rotor flux and slip frequency. However the feedback gains used in (14) must also fulfill both the stable pole and zero conditions [(9), and (11)]. The additional constraint for  $h'_1$  to satisfy the stable pole conditions is

$$h'_1 > -\frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (15)$$

Fortunately, the stable zero condition (11) always holds with  $h'_1$  given in (14). This means that, the feedback gains in (14) not only attenuate the effects of  $\Delta R_s$  and  $\bar{\eta}_v$ , but also restore the stability in the regenerative operation. These properties are confirmed by comparing the simulation results shown in Fig. 7 and 8 with those in Fig. 4 and 5.

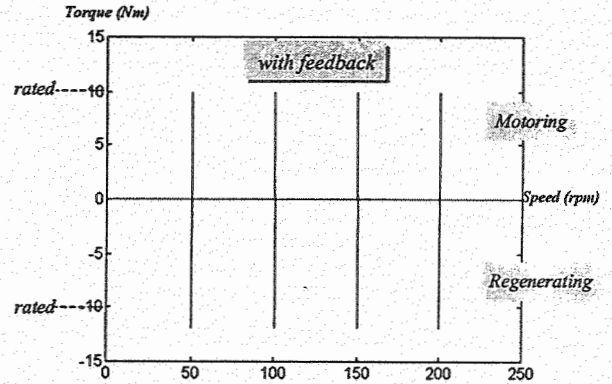


Fig. 7 Simulation results showing the stability enhancement in torque-speed plane with  $h'_1$  feedback

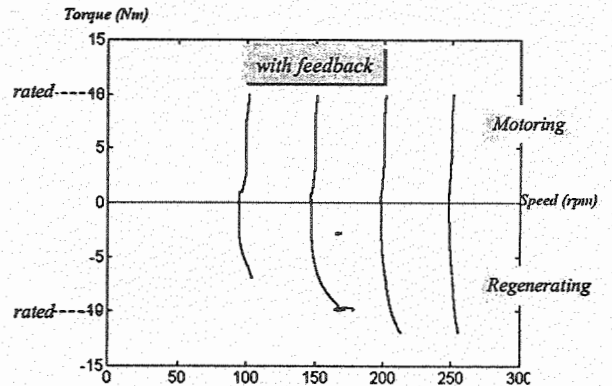


Fig. 8 Simulation results showing the attenuation of  $\Delta R_s (= 0.2 R_s)$  effect on the torque-speed curve with  $h'_1$  feedback at commanded speed: 100, 150, 200, and 250 rpm.

The torque-speed characteristics in Fig. 7 and 8 illustrate the effectiveness of the designed feedback gains in that the low speed performance is considerably improved for both motoring and generating operations. The physical behavior of the error vector under the feedback gains can be described as depicted in Fig. 9. It can be said that the  $h'_1$  feedback gain completely attenuates the disturbances by adjusting the error component caused by the disturbance  $\Delta R_s$  ( $\bar{e}_{\Delta R_s}$ ) to align with the d-axis and thus has no effects on the q-axis error component.

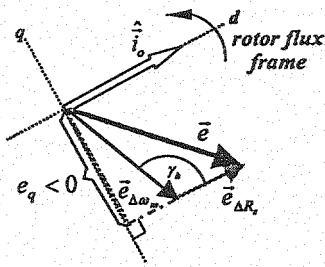


Fig. 9 Error vector with  $h'_1$  feedback gain

## 5 Experimental Results

The experiment is carried out with the speed-sensorless vector controller shown in Fig. 1. Fig. 10(a) illustrates the experimental results at 100 rpm with the load torque varied slowly from motoring to regenerating mode. It can be seen that the rotor speed is gradually diverged when the load torque is about 6.3 Nm and finally become unstable. When  $h'_1$  feedback is applied as designed in (14), the sensorless drive becomes stable as shown in Fig. 10(b). The experimental results for various commanded speeds are depicted in the torque-speed plane as shown in Fig. 11. The gray and bold lines are the torque-speed characteristics with and without  $h'_1$  feedback, respectively. The dotted line indicates the stability boundary calculated from (11) whose validity is confirmed again by these experimental results. Fig. 10 and 11 indicate that torque controllability is improved and stable region is enlarged by the feedback gain. The effects of  $\Delta R_r$  to the sensorless drive is shown in Fig. 12.

Without  $h'_1$  feedback (Fig. 12(a)), the speed error corresponds to the rated load torque is about 10 rpm in the motoring operation. On the other hand, the system is unstable in the regenerative mode even though the operating point is higher than the critical frequency. The effectiveness of the feedback gain against the  $\Delta R_r$  disturbance is illustrated in Fig. 12(b). The speed error is reduced, and the stability is restored. As a result, the system can now work properly in both quadrants. The torque-speed curves in Fig. 13 show the performance improvement by the feedback gain for various commanded speeds. Finally, the experimental results showing the dead-time effects are given in Fig. 14 and 15. The dead-time effect can be observed from not only the distortion of current waveform but also the sixth-order harmonic in the estimated speed waveform ( $\hat{\omega}_m$ ). The effectiveness of the feedback gain  $h'_1$  is again confirmed as can be seen from the decrease of speed error and restoration of stability in the regenerating mode.

## 6 Conclusions

The performance degradation in the low speed region of the sensorless induction motor drive was investigated. The theoretical instability in regenerative operation was reemphasized, and the effects of

parameters deviation on both stability and accuracy of the speed estimation were pointed out. The design guideline for the adaptive observer was also proposed to improve the stability and robustness properties. The performance improvement in the low speed region is confirmed by simulation and experiment.

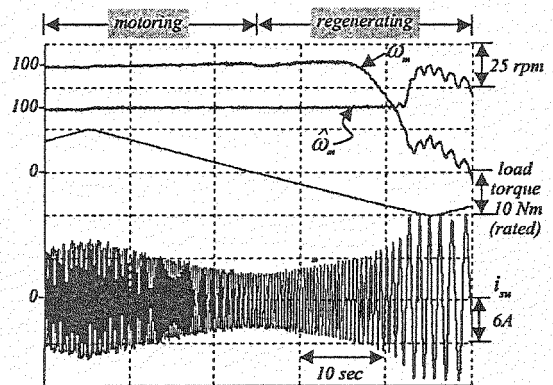
## Appendix

Motor's parameters:

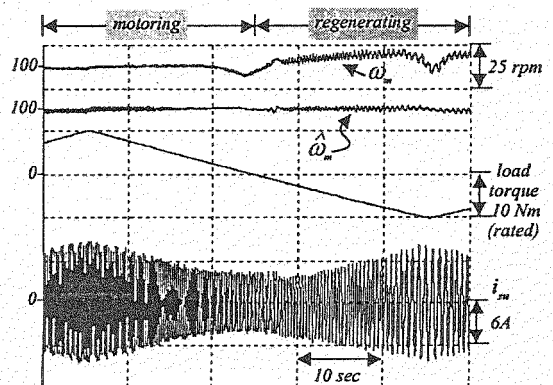
$$\begin{aligned} R_s &= 1.84 \text{ [ohm]}, & R_r &= 0.885 \text{ [ohm]} \\ L_s &= 131 \text{ [mH]}, & L_r &= M=120 \text{ [mH]}, & p &= 2 \end{aligned}$$

## References

- [1] F. Z. Peng et al., Low-Speed Performance of Robust Speed Identification Using Instantaneous Reactive Power for Ta:holeless Vector Control of Induction Motors, Proc. of IEEE/IAS, 1994, Vol. 1, pp. 509-514.
- [2] L. Hamefors, H. P. Nee, Adaptive Sensorless Control of Induction Motors for Improved Low-Speed Performance, Proc. of IEEE/IAS, 1996, Vol. 1, pp. 278-285.
- [3] S. Sangwongwanich, Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors-Stability Analysis and Realization-, Conf. Record of IPEC-Yokohama, 1995, Vol.1, pp. 310-315.
- [4] S. Sangwongwanich, Speed-Sensorless Induction Motor Drive System -Structure and Stability, Proc. of PEMC'96, Hungary, 1996, pp.78-85.
- [5] J. Holtz, Speed Estimation and Sensorless Control of AC Drives, Proc. of IEEE/IECON'93, 1993, pp. 649-654.
- [6] P.C. Parks and V. Hahn, Stability Theory, Prentice Hall, 1993.
- [7] S. Sangwongwanich, S. Suwankawin, A Speed-Sensorless IM Drive with Modified Decoupling Control, Proc. of PCC-Nagaoka, Vol. 1, 1997, pp. 85-90.



(a) without feedback



(b) with feedback

Fig. 10 Operation at 100 rpm in both motoring and regenerating operation

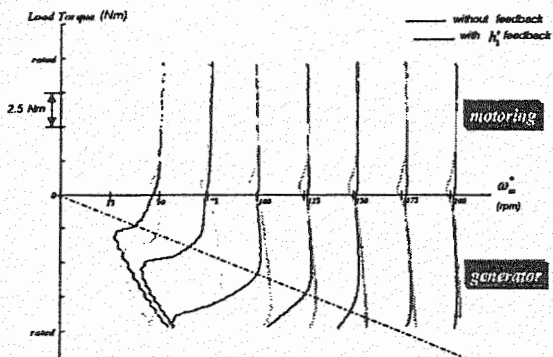
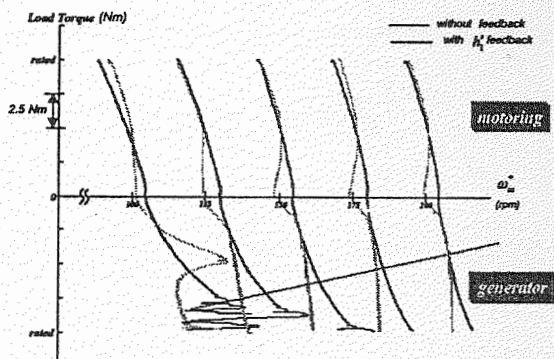
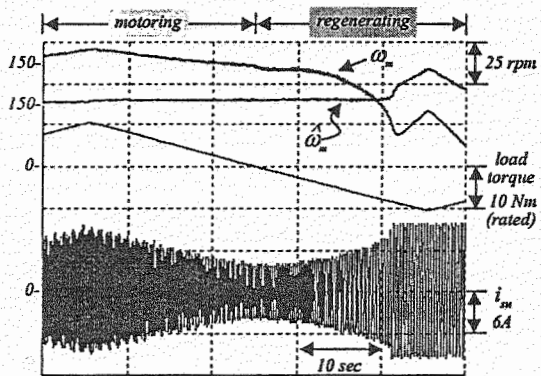


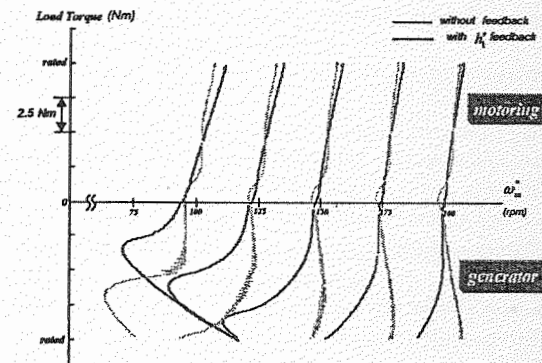
Fig. 11 Torque-Speed Curve of sensorless drive at commanded speed: 50, 75, 100, 125, 150, 175 and 200 rpm



(a)  $\Delta R_r = -0.2 R_r$

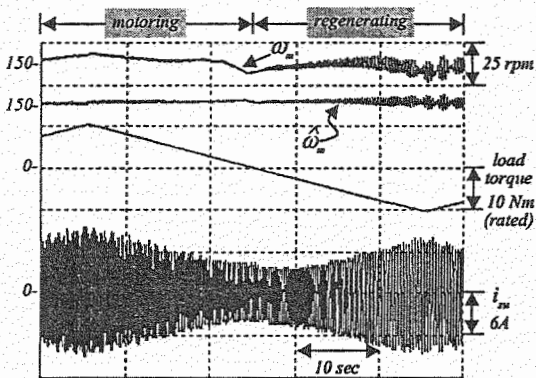


(a) without feedback



(b)  $\Delta R_r = 0.2 R_r$

Fig. 13 Effect of  $\Delta R_r$  on the torque-speed curve at commanded speed: 100, 125, 150, 175 and 200 rpm



(b) with feedback

Fig. 12 Effect of  $\Delta R_r (= 0.2 R_r)$  on the operation at 150 rpm

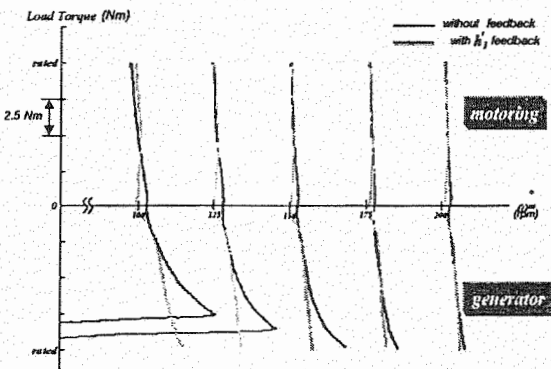
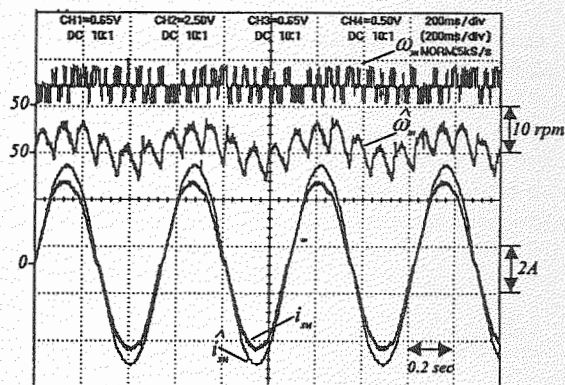
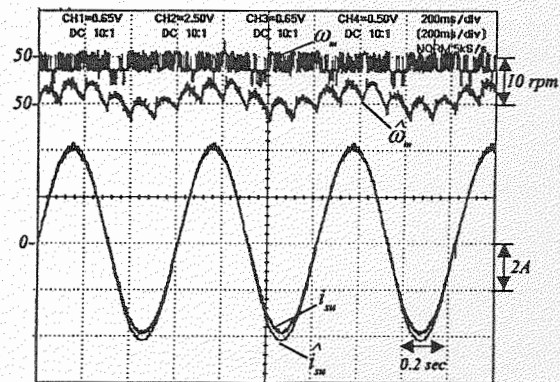


Fig. 15 Effect of dead-time on the torque-speed curve at commanded speed: 100, 125, 150, 175 and 200 rpm



(a) without feedback



(b) with feedback

Fig. 14 Effect of dead-time on the operation at 50 rpm with no load

# A Speed-Sensorless IM Drive With Decoupling Control and Stability Analysis of Speed Estimation

Surapong Suwankawin and Somboon Sangwongwanich, *Member, IEEE*

**Abstract**—A new sensorless drive based on a decoupling control and an adaptive full-order observer is developed. A modified decoupling control is introduced and integrated with the adaptive observer to reduce the complexity of the whole system. The speed estimation based on adaptive control theory is analyzed and the necessary and sufficient conditions for stability of the speed estimation are analytically derived. It is indicated that the system can be unstable in the low-speed region with regenerative loads. However, assigning an appropriate feedback gain to the adaptive observer can restore the stability and reduce the unstable region. Sensitivity of the sensorless drive against parameter and measurement errors is also qualitatively discussed. Simulation and experimental results are then given to verify the validity of the theoretical results.

**Index Terms**—Decoupling control, full-order adaptive observer, speed sensorless, stability analysis.

## I. INTRODUCTION

TO ACHIEVE low-cost inverters with satisfactory performance, a lot of effort has been expended on research on speed-sensorless induction motor (IM) drives. Such sensorless inverters are gradually applied to the industrial drives and replace the standard V/F inverters in several areas. Although the sensorless drives are quite efficient from the practical point of view, there are two significant issues that need to be paid attention. The first one is the instability phenomena of the speed estimation experienced in the regenerative operation. This instability issue is well recognized now and has been reported in several articles, e.g., [1], [2], [9]. However, it is still not clear as to: 1) when and how this instability phenomenon occurs and 2) how to improve the stability property of the speed estimation system.

The second issue concerns the structure of the sensorless vector controller. Most of the speed-sensorless induction motor drives, nowadays, have been developed from the basic concept of the conventional vector control and, thus, usually work by controlling the stator current with a current-controlled inverter [3]–[5]. These sensorless drives of the current-controlled type have several disadvantages.

- 1) A current loop of high bandwidth is needed, which causes complexity in the hardware/software implementation and requires a dedicated high-speed digital signal processor (DSP).

- 2) Their structure is not compatible with the general-purpose V/F inverters (of the voltage-controlled type) which share the largest market in the industry.
- 3) Stator voltage sensing is difficult if the hysteresis current control is used.

In this paper, a new sensorless drive based on a decoupling control and an adaptive full-order observer is proposed to overcome the aforementioned problems. The proposed sensorless drive based on a decoupling control has the following features.

- 1) It controls the stator voltage by a pulsewidth modulation (PWM) inverter with no current loop.
- 2) Its structure is basically similar to that of the general-purpose V/F inverter, but it has superior characteristics [6].
- 3) The voltage command in the controller can be used instead of the real voltage.
- 4) Stability of the speed estimation can be analyzed via rigorous control theory to obtain the analytical conditions for the instability.
- 5) The decoupling control is also integrated with the adaptive observer to reduce the complexity of the whole system.

In the following, the speed and flux estimation with a full-order observer and the stability of the speed estimation will first be described. The structure of the new sensorless system together with a modified decoupling control will, then, be given and implemented. All theoretical conclusions will be verified by simulation and experimental results.

## II. ADAPTIVE FULL-ORDER OBSERVER ON STATOR REFERENCE FRAME

In the proposed sensorless scheme, the adaptive full-order observer is used to estimate the speed and flux simultaneously. This choice of speed estimation method matches well with the decoupling control which uses also the full-order model and enables the model sharing to be done naturally.

### A. Model of IM on Stator Reference Frame

A dynamic model of an IM viewed from the stator reference frame is given by (1) and (2)

$$\frac{d\vec{i}_s}{dt} = A_{11}\vec{i}_s + A_{12}\vec{i}_o + B_1\vec{v}_s \quad (1)$$

$$\frac{d\vec{i}_o}{dt} = A_{21}\vec{i}_s + A_{22}\vec{i}_o \quad (2)$$

Manuscript received March 25, 1999; revised December 10, 2001. Abstract published on the Internet January 9, 2002. This work was supported by the National Electronics and Computer Technology Center (NECTEC) of Thailand.

The authors are with the Department of Electrical Engineering, Chulalongkorn University, Bangkok 10330, Thailand (e-mail: somboona@net-serv.chula.ac.th).

Publisher Item Identifier S 0278-0046(02)02877-0.



where

$$A_{11} = -\frac{\left(R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2}\right)}{\sigma L_s} \bullet I$$

$$A_{12} = -A_{22} \bullet \frac{M^2}{\sigma L_s L_r}$$

$$B_1 = \frac{1}{\sigma L_s}$$

$$A_{21} = \frac{R_r}{L_r} \bullet I$$

$$A_{22} = -\frac{R_r}{L_r} \bullet I + p\omega_m \bullet J,$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

$\vec{v}_s$  is the stator voltage vector,  $\vec{i}_s$  is the stator current vector,  $\vec{i}_o$  is the rotor flux magnetizing current vector,  $R_s$  is the stator resistance,  $R_r$  is the rotor resistance,  $L_s$  is the stator self-inductance,  $L_r$  is the rotor self-inductance,  $M$  is the mutual inductance,  $\omega_m$  is the rotor speed, and  $p$  is the number of pole pairs.

### B. Speed and Flux Estimation

From the model (1) and (2), we can build an adaptive observer as shown in (3)–(5)

$$\frac{d\hat{i}_s}{dt} = A_{11}\hat{i}_s + \hat{A}_{12}\hat{i}_o + B_1\vec{v}_s - H'_1(\hat{i}_s - \vec{i}_s) \quad (3)$$

$$\frac{d\hat{i}_o}{dt} = A_{21}\hat{i}_s + \hat{A}_{22}\hat{i}_o - \left[\frac{H'_2}{M}\right] \bullet (\hat{i}_s - \vec{i}_s) \quad (4)$$

$$\hat{\omega}_m = \left(k_p + k_I \int dt\right) w^T e \quad (5)$$

where

$$\hat{A}_{12} = -\hat{A}_{22} \bullet \frac{M^2}{\sigma L_s L_r}$$

$$\hat{A}_{22} = -\frac{R_r}{L_r} \bullet I + p\hat{\omega}_m \bullet J$$

$$w = JpM\hat{i}_o \quad e = \hat{i}_s - \vec{i}_s.$$

$H'_1$  and  $H'_2$  are the feedback gains of the observer and “ $\hat{\cdot}$ ” denotes the estimates. It can be seen that the rotor speed is estimated through the adaptation proportional plus integral (PI) gains ( $k_p, k_I > 0$ ) by projecting the current error onto the  $q$  axis of the estimated rotor flux frame, and this estimation scheme is similar to the one used in [7] and [8]. The main features of this adaptive observer can be summarized as follows: 1) estimation characteristics can be rigorously analyzed via linear control theory [9]–[12] and 2) it uses the same model as that of the decoupling control and that same model can be shared by both the control and observer parts.

### C. Output Error Equation

The error equation derived from the motor model (1) and (2) together with the adaptive full-order observer (3) and (4) can be expressed by the following equations:

$$e = \hat{i}_s - \vec{i}_s = G(s)JpM\hat{i}_o(\omega_m - \hat{\omega}_m) \quad (6)$$

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \\ = \frac{s}{\varepsilon} [s^2 I + s(xI + yJ) + mI + nJ]^{-1} \quad (7)$$

where

$$\left. \begin{aligned} m &= \left[\frac{R_r}{L_r} \left(h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{h'_3}{\varepsilon}\right) + p\omega_m \left(h'_2 + \frac{h'_4}{\varepsilon}\right)\right] \\ n &= \left[\frac{R_r}{L_r} \left(h'_2 + \frac{h'_4}{\varepsilon}\right) - p\omega_m \left(h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{h'_3}{\varepsilon}\right)\right] \\ x &= \left[h'_1 + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right], \quad y = [h'_2 - p\omega_m], \quad \varepsilon = \frac{\sigma L_s L_r}{M} \\ H'_1 &= \begin{bmatrix} h'_1 & -h'_2 \\ h'_2 & h'_1 \end{bmatrix}, \quad H'_2 = \begin{bmatrix} h'_3 & -h'_4 \\ h'_4 & h'_3 \end{bmatrix}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Considering the skew-symmetric property of the matrices  $A_{ij}$  in (1) and (2), it is reasonable to design the feedback gain ( $H'$ ) of the adaptive full-order observer to be skew-symmetric as given in (8).

## III. STABILITY ANALYSIS

It is seen that (5) and (6) form the familiar closed-loop system composed of the output error transfer function  $G(s)$  and the PI speed estimator of the adaptive full-order observer as shown in Fig. 1(a). This will be the basic block diagram used in the stability analysis.

### A. Hyperstability Theory Approach

By applying the hyperstability theory to the error system in Fig. 1(a), one can easily prove that the nonlinear feedback block satisfies Popov's criterion, therefore, stability of the adaptation system depends on the positive realness of the transfer function  $G(s)$  (SPR condition) in the feedforward path.

The same speed estimation method is also adopted in [7] and [8] and the stability was analyzed therein using the same closed-loop system [Fig. 1(a)]. Hyperstability theory was applied in [8] by defining the transfer function from point  $A$  to  $B$  in Fig. 1(a) as the feedforward path. Stability was then concluded under restricted and complicated assumptions and approximations whose validity is arguable.

On the contrary, it is clearly shown without any assumptions in Appendix A that the hyperstability of the block diagram in Fig. 1(a) fails because

$$G(j\omega) + G^*(j\omega) < 0 \quad \text{for } \omega < -\frac{n}{x} \quad (9)$$

whereas the SPR condition requires that  $G(j\omega) + G^*(j\omega) > 0$  for all  $\omega$ . Therefore, the stability of the speed estimation cannot be concluded by the hyperstability theory approach. Actually,

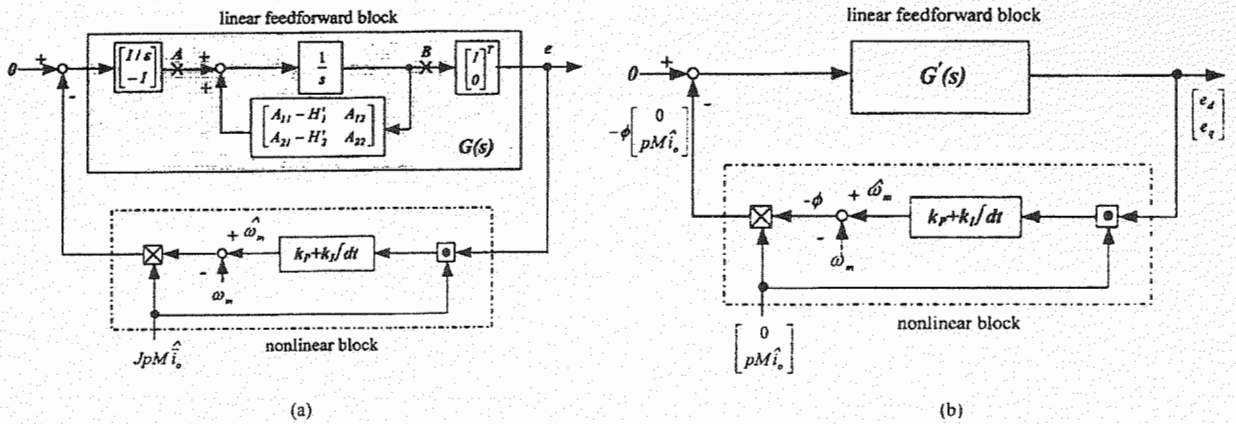


Fig. 1. Block diagram of output error in adaptive observer. (a) On stator frame. (b) On rotor flux reference frame.

the failure to satisfy the SPR condition (9) leads to the instability of the speed estimation, as will be confirmed by simulation and experiment later.

### B. Parametric Approach

The failure of the hyperstability approach stimulates one to seek for a different strategy for stability analysis which is described in the following.

**Output Error Block Diagram on Rotor Flux Reference Frame:** First of all, the block diagram of the estimation error system in Fig. 1(a) is transformed onto the rotor flux reference frame as shown in Fig. 1(b).  $[e_d \ e_q]^T$  and  $G'(s)$  as defined by (10) are the current error and the transfer function  $G(s)$  expressed on the rotor flux frame, respectively, and  $\hat{i}_o$  is the amplitude of  $\hat{i}_o$ .

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = G'(s) \begin{bmatrix} 0 \\ pM\hat{i}_o \end{bmatrix} (\omega_m - \hat{\omega}_m), \quad (10)$$

$$G'(s) = \begin{bmatrix} G'_{11}(s) & G'_{12}(s) \\ G'_{21}(s) & G'_{22}(s) \end{bmatrix}.$$

From Fig. 1(b), it is seen that the regressor vector  $JpM\hat{i}_o$  expressed on the rotor flux frame has its component only on the  $q$  axis, therefore, the transfer functions that are related to this input and are relevant to the closed-loop stability are  $G'_{12}(s)$  and  $G'_{22}(s)$ . Taking into account that the input to the nonlinear feedback block requires only the output error on the  $q$  axis,  $e_q$ ,

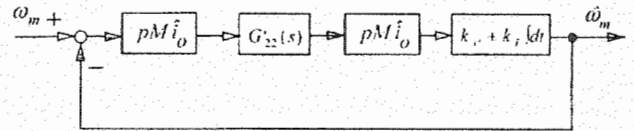


Fig. 2. Block diagram of SISO error system on rotor flux reference frame.

to calculate  $pM\hat{i}_o e_q$ , it is concluded that only the signals in the  $q$  axis form the closed-loop system. This means that only  $G'_{22}(s)$  is involved in the stability analysis of the speed estimation system. The closed-loop system can now be simplified to be a single-input–single-output (SISO) system as shown in Fig. 2 and  $G'_{22}(s)$  is calculated to be (11), shown at the bottom of the page, where  $\omega$  is the rotor flux frequency referred to the stator reference frame and ( $s\omega$ ), ( $sm$ ), and ( $sy$ ) denote the derivative terms ( $d\omega/dt$ ), ( $dm/dt$ ), and ( $dy/dt$ ), respectively. As shown in Appendix B, these derivative terms can usually be neglected and the transfer function  $G'_{22}(s)$  can be approximated by (12), shown at the bottom of the page.

It should be noted that, since the derivation of  $G'_{22}(s)$  in (11) needs no linearization process, its validity is, therefore, not limited locally as in the linearization method.

**Stability and Stable Zero Conditions:** The error system depicted in Fig. 2 enables the stability analysis to be carried out easily. Considering that a high adaptation PI gain is usually used in the speed estimation to obtain a fast tracking of a changing speed, the location of the zeros of  $G'_{22}(s)$  must be restricted to

$$G'_{22}(s) = \frac{s^3 + xs^2 + (\omega^2 + m)s + \omega^2x + \omega n - (\omega + y)(s\omega) + (sm)}{\epsilon \left[ (s^2 + xs - \omega^2 - \omega y + m)^2 + ((2\omega + y)s + \omega x + n + (s\omega) + (sy))^2 \right]} \quad (11)$$

$$G'_{22}(s) \cong \frac{s^3 + xs^2 + (\omega^2 + m)s + \omega^2x + \omega n}{\epsilon \left[ (s^2 + xs - \omega^2 - \omega y + m)^2 + ((2\omega + y)s + \omega x + n)^2 \right]} \quad (12)$$

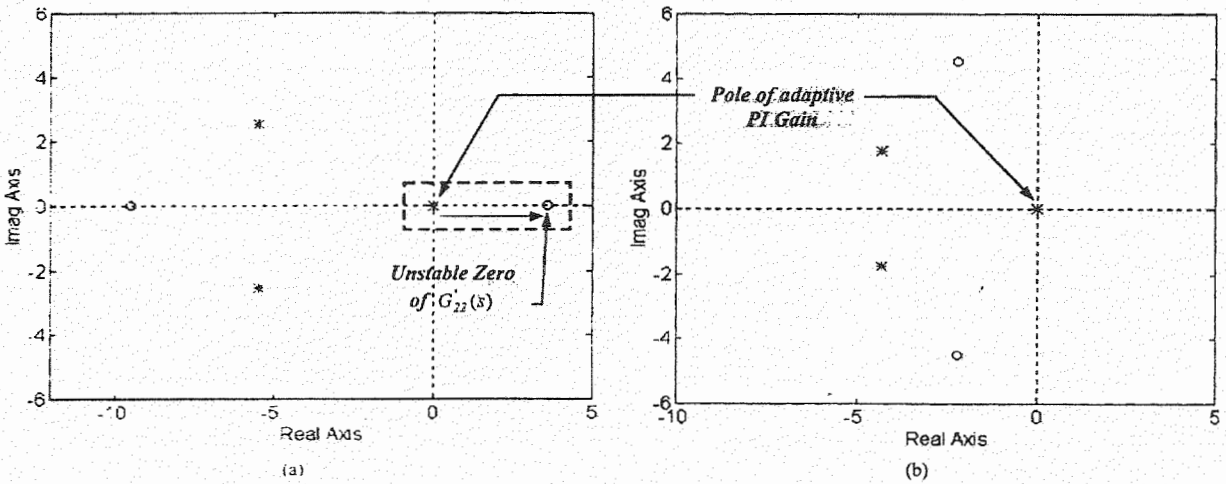


Fig. 3. Dominant poles/zeros allocation at a regenerating operation. (a) Without error feedback ( $H'_1 = 0, H'_2 = 0$ ). (b) With error feedback ( $H'_1 = 0, H'_2 = -0.25 R_s \cdot I$ ).

the left-half plane only; otherwise, the dominant poles will finally become unstable. The condition for all roots of the numerator of  $G'_{22}(s)$  to lie in the strictly left-half plane (stable zeros) can be determined by applying the Routh–Hurwitz criterion and the following necessary and sufficient conditions are obtained:

$$\omega(\omega - \omega_c) > 0, \quad \text{where} \quad \omega_c \triangleq -\frac{n}{x} \quad (\text{critical frequency}) \quad (13.A)$$

$$x > 0 \quad (13.B)$$

$$\omega n < \pi x. \quad (13.C)$$

Detailed discussions of each condition (13.A)–(13.C) are given in the following.

With regard to the first condition (13.A), if the operating frequency  $\omega$  goes lower than the critical frequency  $\omega_c$  so defined, an unstable zero will appear on the real axis. As a consequence, the pole of the adaptation PI gain at  $s = 0$  will move toward this unstable zero as shown in Fig. 3(a) and the speed estimation system will be unstable regardless of the adaptation gain used.

For the second condition (13.B), it only imposes a design constraint on the feedback gain  $H'_1$ . As can be seen from the definition (8), this condition always holds when there is no feedback.

Finally, if the third condition (13.C) is violated, unstable complex conjugate zeros will appear. These unstable zeros will cause the dominant complex conjugate poles (in the left-half plane close to the imaginary axis) of  $G'_{22}(s)$  to move across the imaginary axis toward them. When the feedback gains  $H'_1$  and  $H'_2$  are set to zeros, the condition (13.C) becomes

$$-\omega \cdot p\omega_m < \frac{R_r}{L_r} \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right). \quad (14)$$

The condition (13.C) may then be violated only in the plugging operation  $\omega \cdot p\omega_m < 0$  where the slip frequency is greater than  $\omega$  and  $p\omega_m$ . Fortunately, since the slip frequency at a normal operation is only about 3%–5% of the rated frequency, the left-hand side of (14) is of the order  $10^2$  while the right-hand side is of

the order  $10^3$ . Therefore, these unstable zeros can hardly occur in practice.

#### IV. INSTABILITY IN THE REGENERATIVE REGION AND ITS REMEDY

According to the discussion just given, it can be concluded that the most severe stability condition for the proposed speed estimation scheme is the condition (13.A) which requires that the operating frequency must be higher than the critical one. In the case that the feedback gains  $H'_1$  and  $H'_2$  are set to zeros, the corresponding critical frequency can be calculated from (8) and (13.A) to be dependent on the rotor speed as

$$\omega_c = \frac{p\omega_m}{1 + \frac{R_r L_s}{L_r R_s}}. \quad (15)$$

The result in (15) implies that  $\omega_c < p\omega_m$ , therefore, it can be derived from the condition (13.A) that the unstable phenomenon occurs only at an operation in the regenerative region with large enough regenerative loads under which  $\omega < \omega_c < p\omega_m$ .

Simulation results in Fig. 4(a) demonstrate this phenomenon under the condition that the motor speed is kept constant by the action of a vector controller with a speed sensor at 120 r/min (12.6 rad/s) against a regenerative load  $T_L \cong -9.7$  Nm (slip  $\omega_s = -11.7$  rad/s) and the operating frequency  $\omega$  is 13.5 rad/s. According to the motor parameters given in Appendix C, the critical frequency  $\omega_c$  is calculated to be 16.6 rad/s. The operating frequency  $\omega$  is, thus, lower than the critical frequency  $\omega_c$  and the instability of speed estimation can be clearly observed from the divergence of the estimated speed and the deviation of the estimated rotor flux and stator current as shown in Fig. 4(a).

The above instability problem can be alleviated by assigning an appropriate feedback gain to the adaptive observer to enlarge the stable region and render the stability as shown as an example in Figs. 3(b) and 4(b) with  $H'_1 = 0, H'_2 = -0.25 R_s \cdot I$ . Under the same operating condition as that in Fig. 4(a), the new critical frequency  $\omega_c$  is calculated from the definitions in (8) and (13.A) to be 12.6 rad/s. There is now no unstable zero because  $\omega =$

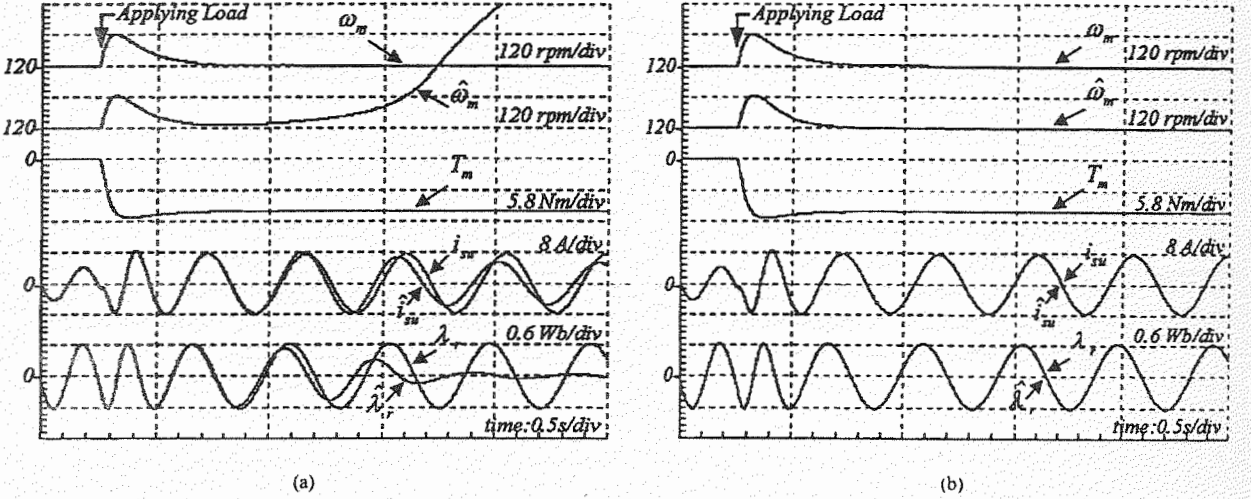


Fig. 4. Simulation results showing the behavior of the adaptive observer at a regenerating operation. (a) Without error feedback ( $H'_1 = 0, H'_2 = 0$ ). (b) With error feedback ( $H'_1 = 0, H'_2 = -0.25 R_s \cdot I$ ).

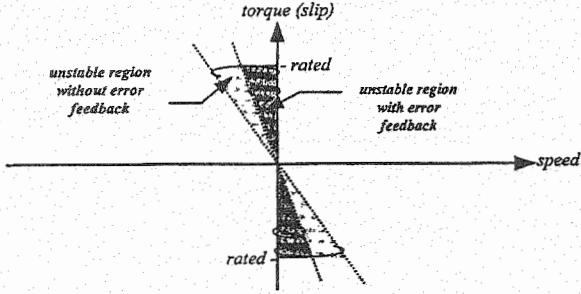


Fig. 5. Area of unstable region in torque-speed plane.

$13.5 \text{ rad/s} > \omega_c = 12.6 \text{ rad/s}$ , so the speed and flux estimation works properly.

Let the feedback gains be  $H'_1 = 0, H'_2 = h'_3 \cdot I$  and considering that the boundary for the stability is the point at which  $\omega = \omega_c$ , it can be derived that the stability boundary is given by (16)

$$\omega = \omega_c = \frac{p\omega_m}{1 + \eta}, \quad \text{where } \eta = \frac{\frac{R_r}{\sigma L_r} - \frac{h'_3}{\epsilon}}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{h'_3}{\epsilon}}. \quad (16)$$

By rewriting the equation in terms of the rotor speed ( $\omega_m$ ) and the motor torque ( $T_m$ ), the stability boundary (16) can be represented by the following straight line in the torque-speed plane:

$$\omega_m = -\frac{(1 + \eta)}{\eta} \frac{R_r}{p^2 (M i_o)^2} T_m. \quad (17)$$

The unstable regions on the torque-speed plane for the systems with and without error feedback can be depicted as shown in Fig. 5. The relations (16) and (17) can be used as a guideline for the design of the feedback gain  $h'_3$  to enlarge the stable region.

The validity of the predicted stability region according to (17) can be confirmed by the simulation results shown in Fig. 6.

In Fig. 6, the motor is operated from the motoring mode at rated torque down toward the regenerating mode at rated torque for several commanded speeds (50–200 r/min) and the stability boundary is shown as a dotted line. It is clear that as soon as the motor runs across the boundary into the predicted unstable region, the sensorless system becomes unstable. By comparing Figs. 6(a) and (b), it is concluded that the stable region is enlarged by the use of feedback gain.

It should be emphasized that all the simulation results are performed with perfect parameter matching and correct voltage and current information. As such, the exhibited instability phenomenon is an inherent property of the estimation process caused by the feedback loop not by parameter errors or any other uncertainties.

## V. STRUCTURE OF SPEED-SENSORLESS VECTOR CONTROLLER

Besides the stability, the complexity of the whole sensorless drive is also an important issue which should be investigated from the viewpoint of implementation. In this section, it will be shown how the sensorless drive system can be realized by merging the adaptive full-order observer with the decoupling control (to be described later) without model redundancy.

### A. Adaptive Full-Order Observer on Rotor Flux Reference Frame

In order to merge the observer with the decoupling control, it is natural to express the adaptive observer on the rotor flux reference frame as (18)–(22), shown at the bottom of the next page, where

$$\hat{i}_s = \begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ \hat{i}_{sq} \end{bmatrix}, \quad \vec{v}_s = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}, \quad \hat{i}_o = \begin{bmatrix} \hat{i}_o \\ 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

and the subscripts “d” and “q” denote the “d” and “q” components on the estimated rotor flux reference frame, respectively.

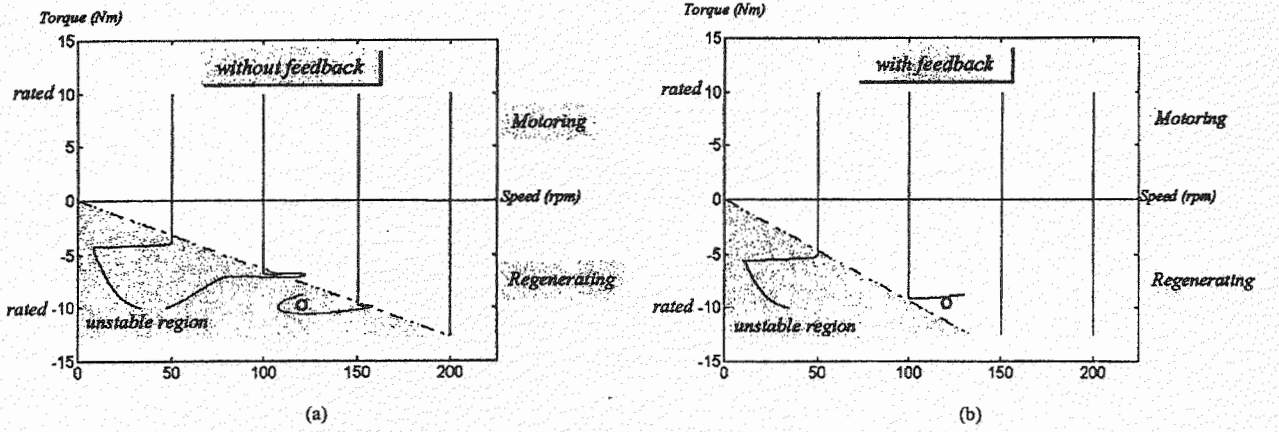


Fig. 6. Simulation results showing unstable region in torque–speed plane. (a) Without error feedback ( $H_1' = 0$ ,  $H_2' = 0$ ). (b) With error feedback ( $H_1' = 0$ ,  $H_2' = -0.25 R_s \cdot I$ ).

### B. Decoupling Control

In contrast to the conventional decoupling control which has been previously introduced in [6] and [13], a modified decoupling control is proposed here as

$$v_{sd} = R_s \hat{i}_{sd}^* - \omega \sigma L_s \hat{i}_{sq} + \frac{M^2}{L_r^2} R_r (\hat{i}_{sd} - \hat{i}_o) + [Ke]_d \quad (24)$$

$$v_{sq} = R_s \hat{i}_{sq}^* + \omega L_s \hat{i}_{sd} - \frac{M^2}{L_r} \omega (\hat{i}_{sd} - \hat{i}_o) + [Ke]_q \quad (25)$$

where (\*) denotes the commanded value.

In this modified decoupling control (24)–(25), the estimates  $\hat{i}_{sd}$ ,  $\hat{i}_{sq}$  are used instead of the current commands to calculate the back electromotive force (EMF) terms and the terms  $\hat{i}_{sd} - \hat{i}_o$  are also added to achieve complete and simple decoupled dynamics of the flux and torque current control even during transient. Although the modified decoupling control includes also the feedback term ( $Ke$ ), its objective is not to form a tight current control loop, but merely to simplify the merging process with the observer.

### C. Integration of Decoupling Control and Adaptive Observer

The decoupling control can now be integrated with the adaptive observer by selecting the feedback term ( $Ke$ ) as

$$[Ke]_d = \sigma L_s [H_1' e]_d \quad (26)$$

$$[Ke]_q = \sigma L_s [H_1' e]_q + \frac{M}{L_r} [H_2' e]_q \quad (27)$$

By substituting (24)–(27) into (18) and (19), the decoupled stator dynamics become

$$R_s \hat{i}_{sd} + \sigma L_s \frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} = R_s \hat{i}_{sd}^* \quad (28)$$

$$R_s \hat{i}_{sq} + \sigma L_s \frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} = R_s \hat{i}_{sq}^* \quad (29)$$

which are very simple. It should be noted that the decoupling control does not change the rotor dynamics (20)–(21). As such, the decoupling voltage (24) and (25) can be calculated from the rotor quantities ( $\hat{\omega}$ ,  $\hat{i}_o$ ) estimated from (20)–(21) together with the estimated current ( $\hat{i}_{sd}$ ,  $\hat{i}_{sq}$ ) calculated from the decoupled dynamics (28)–(29).

$$R_s \hat{i}_{sd} + \sigma L_s \frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} = \omega \sigma L_s \hat{i}_{sq} - \frac{M^2}{L_r^2} R_r (\hat{i}_{sd} - \hat{i}_o) + v_{sd} - \sigma L_s [H_1' e]_d \quad (18)$$

$$R_s \hat{i}_{sq} + \sigma L_s \frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} = -\omega L_s \hat{i}_{sd} + \frac{M^2}{L_r} \omega (\hat{i}_{sd} - \hat{i}_o) + v_{sq} - \frac{M}{L_r} [H_2' e]_q - \sigma L_s [H_1' e]_q \quad (19)$$

$$R_r \hat{i}_o + L_r \frac{d\hat{i}_o}{dt} = R_r \left( \hat{i}_{sd} - \frac{L_r}{R_r M} [H_2' e]_d \right) \quad (20)$$

$$\omega = p\hat{\omega}_m + \omega_s = p\hat{\omega}_m + \frac{\dot{R}_r}{L_r} \left( \hat{i}_{sq} - \frac{L_r}{R_r M} [H_2' e]_q \right) \hat{i}_o \quad (21)$$

$$\hat{\omega}_m = \left( k_p + k_I \int dt \right) pM \hat{i}_o [\hat{i}_{sq} - i_{sq}] \quad (22)$$



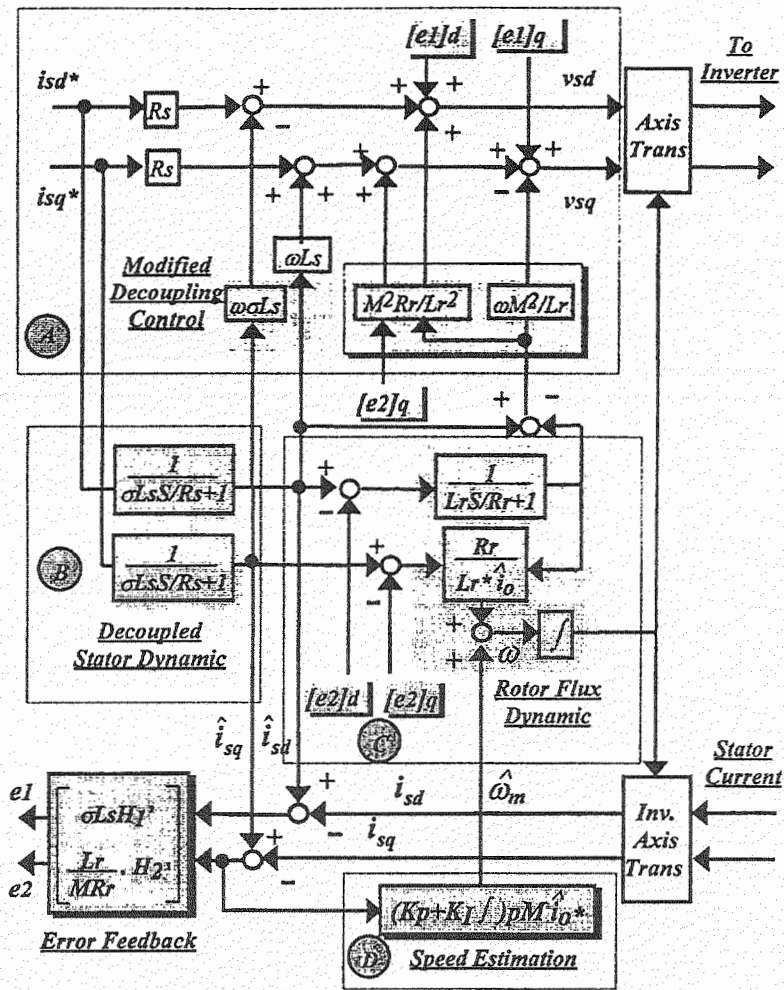


Fig. 7. Block diagram of the proposed sensorless drive with modified decoupling control.

Fig. 7 shows the resultant block diagram after the integration of the decoupling control together with the adaptive observer. The portion A is the modified decoupling control (24)–(27). The portion B is the decoupled stator dynamics (28)–(29) and the portion C is the rotor flux dynamics (20)–(21). Finally, the last portion D is the speed estimation (22). It is noteworthy to mention that, in contrast to some sensorless schemes [4], [5], [14], the motor dynamics are shared between the observer and the vector control and appear only once without redundancy in the block diagram.

## VI. IMPLEMENTATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

The new decoupling control sensorless drive is implemented using a microcontroller SH7032 as shown in Fig. 8. The sampling time is fixed at 500  $\mu$ s. The stator voltage command is used in the calculation instead of the real one and the effect of dead time is also compensated. The stator current is detected synchronously at the beginning of each period of the space-vector PWM pattern.

### A. Response to Speed Commands and Loads

All the variables in the observer and controller are initialized to zeros before running the drive. The startup procedure begins with a dc current injection in the  $d$ -axis direction to first build up the rotor flux and is followed by the acceleration to the commanded speed. Fig. 9 is the response at acceleration and deceleration between 500–1420 r/min; the response time is about 150 ms. Both of the estimated signals  $\hat{\omega}_m$  and  $\hat{i}_{su}$  can successfully track the real ones  $\omega_m$  and  $i_{su}$  during transient and steady states and the stator current  $i_{su}$  is nicely controlled without oscillation. The experimental result at speed reversal from 1420 to  $-1420$  r/min is shown in Fig. 10, which clearly indicates the smooth operation and the correctness of the estimated current and speed. The step responses to the speed command and load are also shown in Figs. 11 and 12, respectively. From the aforementioned results, it can be said that the performance of the decoupling control sensorless drive is comparable to that of the vector control with sensors.

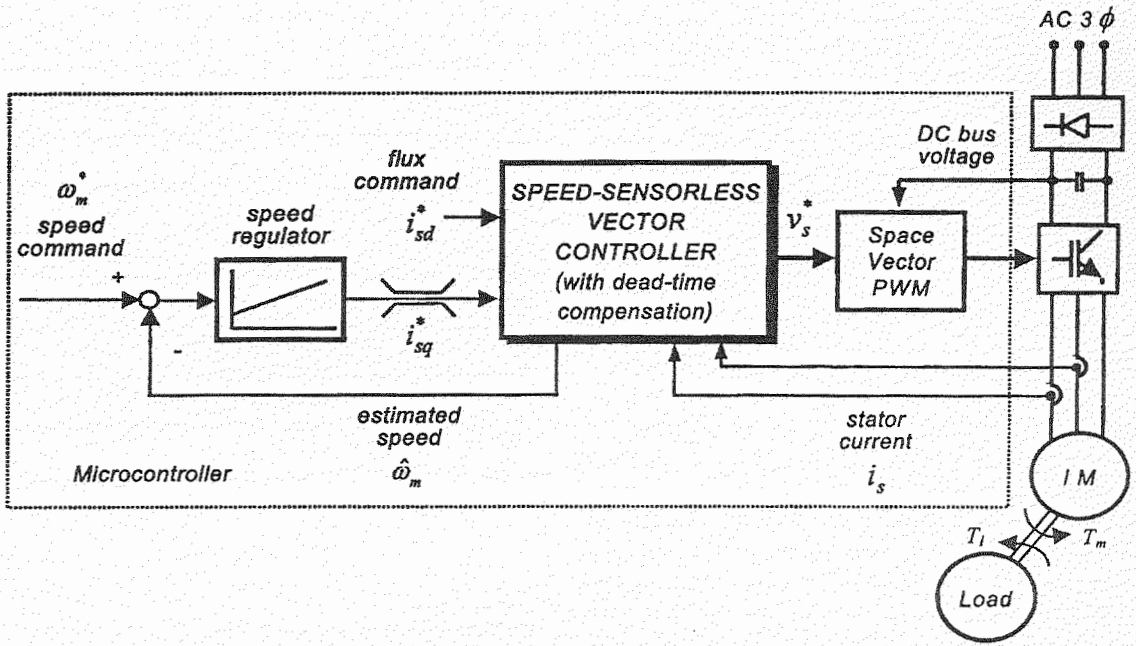


Fig. 8. Block diagram of experimental setup.

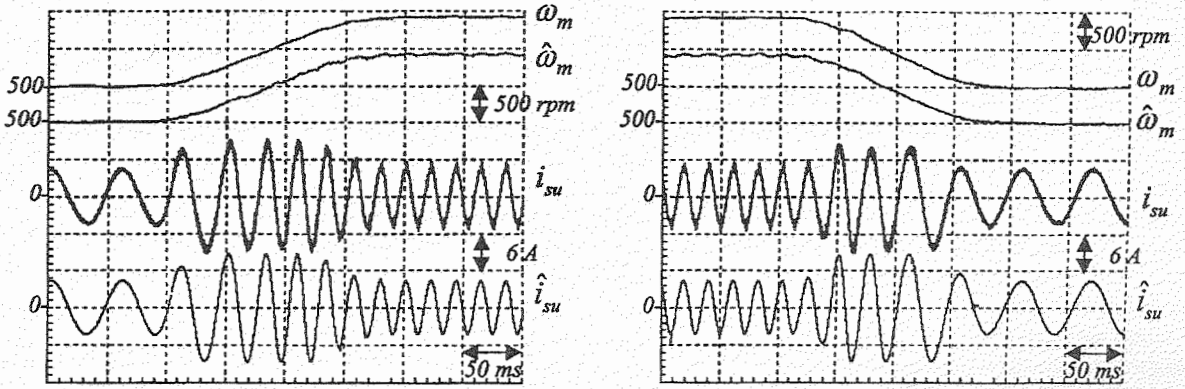


Fig. 9. Experimental result at acceleration (500–1420 r/min) and deceleration (1420–500 r/min) ( $H'_1 = 0, H'_2 = 0$ ).

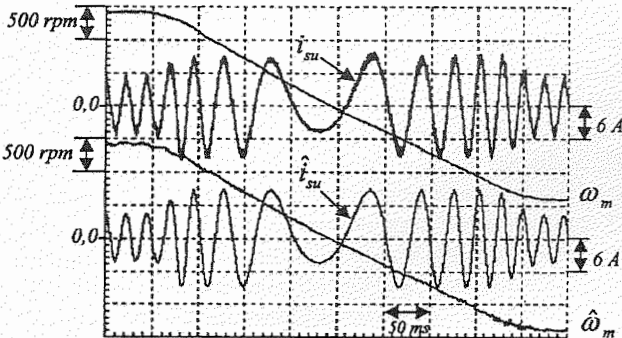


Fig. 10. Experimental result at speed reversal ( $H'_1 = 0, H'_2 = 0$ ).

**B. Experiment on Instability Behavior in Regenerative Region**

As an example to illustrate an unstable behavior in the regenerative operation at low speeds, the speed command is set at 12.6 rad/s (120 r/min) and a load torque of about  $-9.7 \text{ N} \cdot \text{m}$  (slip  $\omega_s = -11.7 \text{ rad/s}$ ) is applied to the motor shaft. This operating condition corresponds to the point marked as "o" in the unstable region of Fig. 6(a). From the result shown in Fig. 13(a), the instability of speed estimation is observed which leads to the speed error as well as the wrong torque and slip commands ( $T_m^* = -11.5 \text{ N} \cdot \text{m}, \omega_s^* = -14 \text{ rad/s}$ ).

In contrast to the simulation result in Fig. 4, the speed error in Fig. 13(a) does not diverge, but approaches a nonzero steady-state value ( $\cong 37 \text{ r/min}$ ), instead. This is because, in this case,

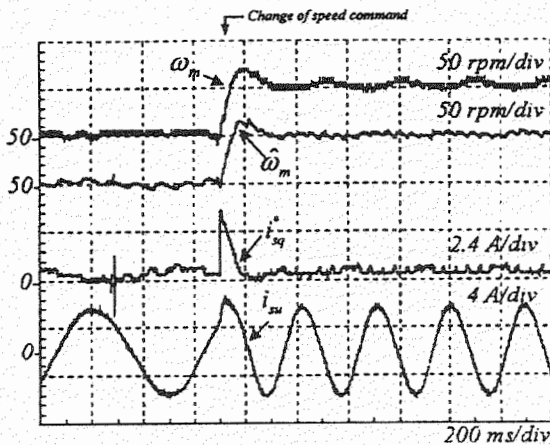


Fig. 11. Experimental result at a small step change in speed command (50–100 r/min) ( $H'_1 = 0$ ,  $H'_2 = 0$ ).

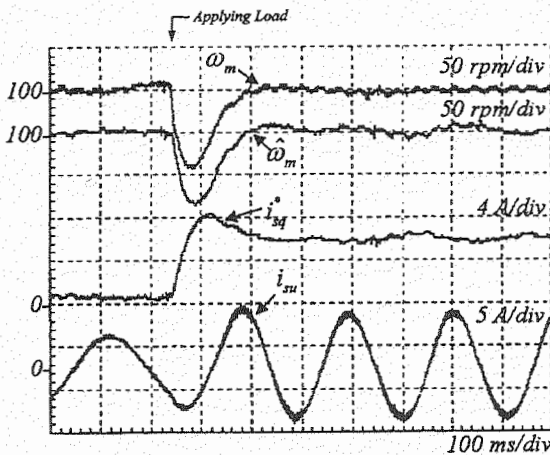


Fig. 12. Experimental result at a step load ( $H'_1 = 0$ ,  $H'_2 = 0$ ).

the motor is driven by the sensorless controller, with the estimated speed fed back for the speed loop control as shown in Fig. 8. This causes the operating frequency  $\omega$  and the critical frequency  $\omega_c$  to change continuously along with the changing speed  $\omega_m$  during the transient response and, finally, both become equal at new values  $\omega'$  and  $\omega'_c$  as depicted in Fig. 14. The new operating frequency  $\omega'$  calculated from the experimental result is  $\omega' = p\hat{\omega}'_m + \omega'_s = 2 \cdot 12.6 - 14 \approx 11$  rad/s. With the final rotor speed  $\omega_m \approx 8.7$  rad/s, the new critical frequency  $\omega'_c$  calculated from (15) is about 11 rad/s and is equal to  $\omega'$ , indicating that the system is operating just on the stability boundary. It should be mentioned that the stability boundary line defined by (17) is also changed from the solid line to the dotted line as shown in Fig. 14, because under instability the magnetizing current  $i_o$  will deviate from its command. Normally, when the instability occurs, the operating point of the system will move onto the boundary between the stability and instability. Under this circumstance, the unstable zero on the real axis of  $G'_{22}(s)$  becomes a zero at the origin, which cancels out the effect of the integrator of the adaptation PI gain and causes a steady-state error (see Fig. 2).

The experimental result when an error feedback ( $h'_3$ ) is applied to stabilize the speed estimation is shown in Fig. 13(b). The motor speed can now be regulated correctly with the torque command equal to the load. According to (16), the critical frequency  $\omega_c$  is shifted by the feedback gain  $h'_3$  to 12.6 rad/s which is just below the operating frequency  $\omega$  (13.5 rad/s) and sufficient to fulfill the condition (13.A). The operating point is marked as "o" in Fig. 6(b). These results confirm the effectiveness of the feedback gain and verify the validity of the theoretical results.

## VII. DISCUSSION ON EFFECTS OF PARAMETER DEVIATIONS AND MEASUREMENT ERRORS

Limitations by the instability in the low-speed region can, in theory, be completely removed by the design of feedback gains  $H'_1$ ,  $H'_2$  to fulfill the conditions in (13). However, besides the theoretical stability limitation, there are also practical problems arising from the inductance and resistance variations and measurement errors, which degrade the performance from its ideal one, especially at the very-low-speed region. In this section, some effects of these disturbances will be qualitatively discussed, while the detailed analysis and the remedies will be left to subsequent research.

Firstly, the deviation of the inductance, which occurs in the high-speed region where the magnetizing current is weakened, will degrade the performance of decoupling control which needs the accurate value of the induced EMF ( $\omega L_s i_{sd}$  and  $\omega \sigma L_s i_{sq}$ ) in (24) and (25). The simple and quite effective approach to cope with this parameter variation is by using the magnetization curve to adjust the inductance value according to the magnetizing current [15]. Secondly, for all sensorless drives including the proposed scheme, the rotor resistance variation ( $\Delta R_r$ ) will cause the speed estimator to adjust the estimated speed to compensate for the slip error until the torque current error becomes zero. The speed error is then calculated to be  $\Delta \omega_m = (\Delta R_r / L_r)(\hat{i}_{sq} / p\hat{i}_o)$ . However, the torque controllability of the system is insensitive to this rotor resistance variation because the rotor flux estimated from (20) and (21) is still correct. Thirdly, similar to other sensorless drives, the stator resistance deviation ( $\Delta R_s$ ) has a serious influence on the proposed sensorless drive in the low-speed region where the amount of induced emf in the motor is small. Both the stability and sensitivity of the speed estimation system will be deteriorated as shown as an example by the experimental result in Fig. 15. From Fig. 15, the speed estimation error caused by the stator resistance variation is about 10 r/min at the commanded speed of 100 r/min and the system becomes unstable when the command is changed to 75 r/min. One remedy to this problem is by the use of appropriate feedback gains ( $H'_1$ ,  $H'_2$ ) to reduce the sensitivity of  $\Delta \omega_m$  to  $\Delta R_s$ , which can be analyzed from the block diagram in Figs. 1 and 2 [16]. Lastly, the current measurement error and the imperfect dead-time compensation will cause ripples in the estimated speed waveform as observed in Figs. 11–13. The sensitivity to these errors can also be reduced by the same remedy against the stator resistance variation.



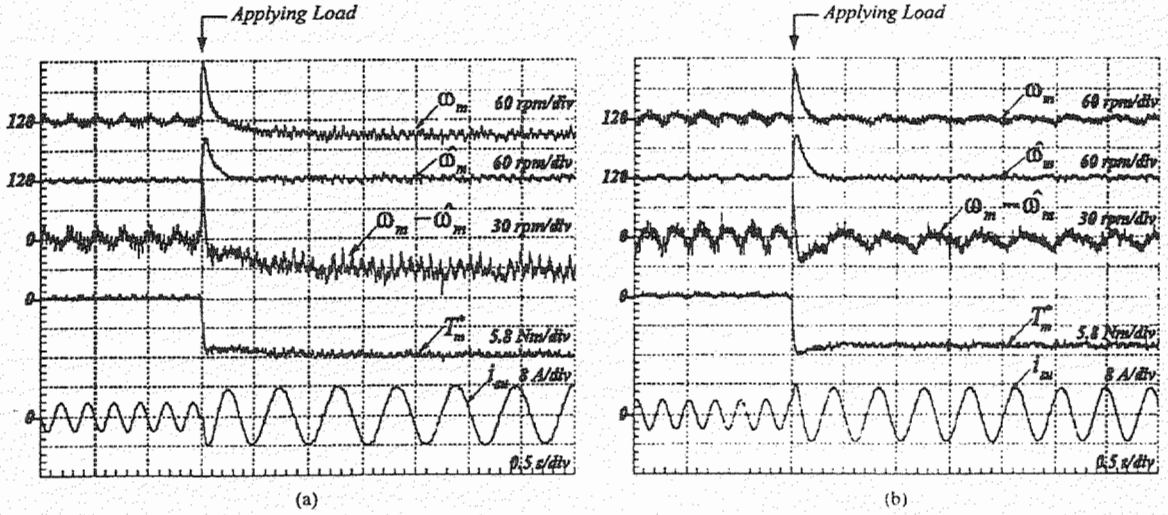


Fig. 13. Experimental results at regenerating operation. (a) Without error feedback ( $H'_1 = 0, H'_2 = 0$ ). (b) With error feedback ( $H'_1 = 0, H'_2 = -0.25 R_s \cdot I$ ).

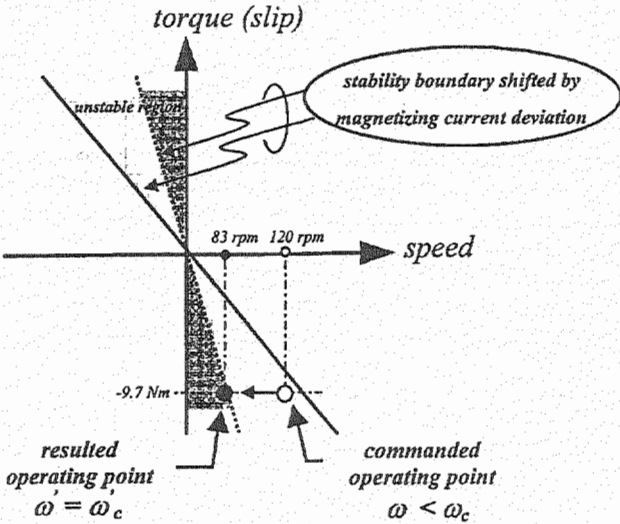


Fig. 14. Behavior of induction motor under instability.

VIII. CONCLUSION

In this paper, a new sensorless drive has been proposed based on an adaptive observer and a modified decoupling control. The complexity of the whole system is minimized by integrating harmoniously the decoupling control with the adaptive observer. Owing to its simple structure, the proposed sensorless drive can be implemented easily and its feasibility has been shown by experiments. The stability of the speed estimation drive system is analyzed using the Routh–Hurwitz criterion and it is pointed out that the speed estimation can be unstable in the regenerative region and this instability is caused by the unstable zeros. The analytical conditions for the existence of the unstable zeros are explicitly derived and can be used in the design of the feedback gain of the observer to avoid the instability. The validity of the analytical results is finally verified by experiments.

APPENDIX A

The positive real property requires that the transfer function  $G(s)$  satisfy the condition (A.1)

$$G(j\omega) + G^*(j\omega) > 0 \quad \forall \omega > 0 \quad (A.1)$$

where  $[\ ]^*$  denotes the complex conjugate transpose. Substituting (7) into (A.1) yields

$$G(s) + G^*(s) = \frac{1}{\epsilon} [s^2 I + s(xI + yJ) + mI + nJ]^{-1} \cdot [s^2 I + s(xI + yJ) + mI + nJ]^{*-1} \bullet B(s) > 0 \quad \forall \omega > 0 \quad (A.2)$$

where

$$B(s) = ss^* I + ss^*(xI - yJ) + smI - snJ + s^* s^2 I + ss^*(xI + yJ) + s^* mI + s^* nJ = ss^*(s + s^*)I + 2ss^* \cdot xI + (s + s^*)mI + (s^* - s)nJ.$$

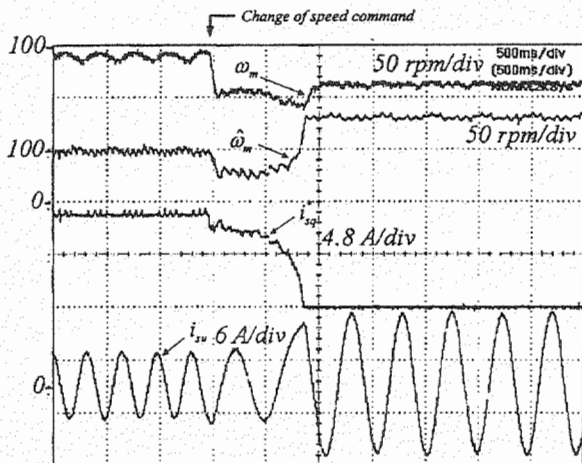


Fig. 15. Effect of stator resistance deviation on the operation at  $\omega_m^* : 100 \text{ r/min} \rightarrow 75 \text{ r/min}$ ,  $\Delta R_s (= 0.4 R_s)$ , ( $H'_1 = 0, H'_2 = 0$ ).

Letting  $s = j\omega$ , it can be derived that the condition (A.1) is satisfied if and only if

$$B(j\omega) = 2\omega^2 x I - 2j\omega n J \\ = \begin{bmatrix} 2\omega^2 x & 2j\omega n \\ -2j\omega n & 2\omega^2 x \end{bmatrix} > 0 \quad \forall \omega > 0. \quad (\text{A.3})$$

However, the condition (A.3) is violated for

$$\omega < -\frac{n}{x}, \quad \text{when } n < 0. \quad (\text{A.4})$$

The result (A.4) reveals then that the transfer function  $G(s)$  in the linear feedforward block is not positive real.

#### APPENDIX B

In the case that  $H'_1$  and  $H'_2$  as defined in (8) are constant, the derivative terms in (11) will depend mainly on the acceleration or deceleration rate of the rotor speed  $\omega_m$ . It can be shown that, in general, the following relations are satisfied:

$$\omega^2 x + \omega n \gg (\omega + y)(s\omega) + (sm) \quad (\text{B.1})$$

$$\omega x + n \gg (s\omega) + (sy). \quad (\text{B.2})$$

Even when the acceleration/deceleration rate ( $d\omega_m/dt$ ) is maximum, the above relations are valid down to a very low frequency of about 1~2 Hz. Consider as a numerical example when  $H'_1 = H'_2 = 0$  and the motor is maximally accelerated at the rated torque (slip frequency  $\omega_s = 17$  rad/s) with the operating frequency of 2 Hz. Using the definitions in (8) and the motor parameters in Appendix C, it can be calculated that

$$\left. \begin{aligned} m &= \frac{R_r}{L_r} \frac{R_s}{\sigma L_s} \\ n &= -p\omega_m \frac{R_s}{\sigma L_s} \\ x &= \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \\ y &= -p\omega_m \\ \frac{d\omega_m}{dt} &= 500 \text{ rad/s}^2 \end{aligned} \right\} \quad (\text{B.3})$$

and that

$$(\omega + y)(s\omega) + (sm) = (\omega - p\omega_m) \left( \frac{d\omega}{dt} \right) + \frac{dm}{dt} \\ = \omega_s \frac{d\omega}{dt} \approx \omega_s \frac{d\omega_m}{dt} \approx 8500 \text{ rad}^2/\text{s}^3$$

whereas

$$\omega^2 x + \omega n = \omega^2 \left[ \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right] + \omega(-p\omega_m) \frac{R_s}{\sigma L_s} \\ = \omega\omega_s \frac{R_s}{\sigma L_s} + \omega^2 \frac{R_r}{\sigma L_r} \approx 50000 \text{ rad}^2/\text{s}^3.$$

Therefore, the relation (B.1) is true. In the same manner,

$$(s\omega) + (sy) = \frac{d\omega}{dt} - p \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{d\omega_s}{dt} \approx 0$$

while

$$\omega x + n = \omega_s \frac{R_s}{\sigma L_s} + \omega \frac{R_r}{\sigma L_r} \approx 4000 \text{ rad/s}^2.$$

The relation (B.2) is also valid.

Therefore, for most operating conditions, the transfer function  $G'_{22}(s)$  can be approximated by (12).

#### APPENDIX C

The motor's parameters and ratings are as follows: 2 hp, 220 V/50 Hz, 6.2 A, 1420 r/min,  $R_s = 1.84 \Omega$ ,  $R_r = 0.885 \Omega$ ,  $L_s = 131$  mH,  $L_r = M = 120$  mH,  $p = 2$ ,  $J = 0.021$  kg · m<sup>2</sup>, rated slip = 17 rad/s, rated torque = 10 N · m.

Adaptation gains:  $k_p = 2$  rad/s · A · Wb,  $k_I = 400$  rad/s<sup>2</sup> · A · Wb.

#### REFERENCES

- [1] H. Hofmann and S. Sanders, "Speed-sensorless vector torque control of induction machines using a two-time-scale approach," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, pp. 169-177, Jan./Feb. 1998.
- [2] H. Sugimoto, "One improving measures of stability in regeneration operation of speed sensorless vector control induction motor system using adaptive observer of secondary magnetic flux," in *Proc. IPEC-Tokyo*, vol. 3, 2000, pp. 1069-1074.
- [3] H. Kubota *et al.*, "Direct field oriented control of induction motor without speed-sensor" (in Japanese), *Trans. Inst. Elect. Eng. Jpn.*, vol. 111-D, no. 11, pp. 954-960, 1991.
- [4] S. Tamai, H. Sugimoto, and M. Yano, "Speed sensorless vector control of induction motor applied model reference adaptive system," in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 1985, pp. 613-620.
- [5] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 1989, pp. 493-499.
- [6] K. Ohnishi *et al.*, "Decoupling control of secondary flux and secondary current in induction motor drive with controlled voltage source and its comparison with volts/hertz control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, pp. 241-247, Jan./Feb. 1985.
- [7] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, pp. 1219-1224, Sept./Oct. 1994.
- [8] G. Yang and T. H. Chin, "Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, pp. 820-825, July/Aug. 1993.
- [9] S. Sangwongwanich, "Speed-sensorless vector control of induction motors—stability analysis and realization," in *Proc. IPEC-Yokohama*, vol. 1, 1995, pp. 310-315.
- [10] S. Suwankawin and S. Sangwongwanich, "Stability analysis of speed-sensorless vector control system," in *Proc. ICPE*, 1995, pp. 403-408.
- [11] S. Sangwongwanich, "Speed-sensorless induction motor drive systems-structure and stability," in *Proc. PEMC '96*, 1996, pp. 78-85.
- [12] S. Sangwongwanich and S. Suwankawin, "A speed-sensorless IM drive with modified decoupling control," in *Proc. PCC*, vol. 1, Nagaoka, Japan, 1997, pp. 85-90.
- [13] F. Harashina *et al.*, "Multimicroprocessor-based control system for quick response induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-2, pp. 602-609, July/Aug. 1985.
- [14] H. Tajima and Y. Hori, "Speed sensorless field-orientation control of the induction machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, pp. 175-180, Jan./Feb. 1993.
- [15] H. Pan, J. Jiang, and J. Holtz, "Decoupling control and parameter identification of field-oriented induction motor with saturation," in *Proc. ICIT '96*, 1996, pp. 757-761.
- [16] S. Suwankawin and S. Sangwongwanich, "Performance improvement of a speed-sensorless induction motor drive in the low speed region," in *Proc. IPEC*, vol. 4, Tokyo, Japan, 2000, pp. 2076-2081.
- [17] T. Okuyama *et al.*, "Vector control scheme of induction motor without speed and voltage sensors," *Trans. Inst. Elect. Eng. Jpn.*, vol. 107-D, no. 2, pp. 191-198, 1987.
- [18] —, "Simplified vector control system without speed sensor and voltage sensors-effects of setting errors in control parameters and their compensation" (in Japanese), *Trans. Inst. Elect. Eng. Jpn.*, vol. 110-D, no. 5, pp. 477-480, 1990.

- [19] G. Yang and T. H. Chin, "Hyperstability of the full-order adaptive observer for vector-controlled induction motor without speed-sensor" (in Japanese), *Trans. Inst. Elect. Eng. Jpn.*, vol. 112-D, no. 11, pp. 1047-1055, 1992.
- [20] H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 29, pp. 344-348, Mar/Apr. 1993.
- [21] J. Holtz, "Speed estimation and sensorless control of AC drives," in *Proc. IEEE IECON '93*, 1993, pp. 649-654.
- [22] S. Sangwongwanich, "Generalized controllers for induction motor drive systems," in *Proc. PCC*, Yokohama, Japan, 1993, pp. 450-455.



Somboon Sangwongwanich (S'88-M'90) was born in Bangkok, Thailand, in 1962. He received the B.Eng., M.Eng., and Dr. Eng. degrees in electrical engineering from Nagoya University, Nagoya, Japan, in 1985, 1987, and 1990, respectively.

He was a Research Assistant in the Department of Electrical Engineering, Nagoya University, from 1990 to 1991. He is currently a Lecturer in the Department of Electrical Engineering, Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand. His present interests are in the areas of sensorless control of induction

and synchronous machines and applications of DSP theory to active filters.

Dr. Sangwongwanich has received several Prize Paper Awards from the Institute of Electrical and Electronics Engineers, Institute of Electrical Engineers of Japan, and Society of Instrument and Control Engineers of Japan.



Surapong Suwankawin was born in Bangkok, Thailand, in 1973. He received the B.Eng. and M.Eng. degrees in electrical engineering in 1994 and 1997, respectively, from Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand, where he is currently working toward the Ph.D. degree in electrical engineering.

### ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นาย สุรพงศ์ สุวรรณกวิน เกิดเมื่อวันที่ 20 มิถุนายน พ.ศ. 2516 ที่จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิตและวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยในปีการศึกษา 2536 และ 2539 ตามลำดับ และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิทยาศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในภาคปลายของปีการศึกษา 2539