

วิธีการแก้ไขผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสำหรับ  
ระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ใช้ฟลักซ์เทียบ



นาย มงคล แซ่เจี๋ย

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2545

ISBN 974-17-2225-7

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

**A METHOD TO ALLEVIATE EFFECTS OF INDUCTION MOTOR'S PARAMETER VARIATIONS ON  
A PSEUDO-FLUX-BASED SPEED-SENSORLESS VECTOR CONTROL SYSTEM**

Mr. Mongkol Saejia

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

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2002

ISBN 974-17-2225-7

หัวข้อวิทยานิพนธ์                      วิธีการแก้ไขผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของ  
มอเตอร์เหนี่ยวนำสำหรับระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัด  
ความเร็วที่ใช้ฟลักซ์เทียบ  
โดย    นาย มงคล แซ่เจี๋ย  
ภาควิชา                                        วิศวกรรมไฟฟ้า  
อาจารย์ที่ปรึกษา                         อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์

---

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็น  
ส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโทบริหารธุรกิจ

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

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิฑิต)

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

..... กรรมการ  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. มานพ วงศ์สายสุวรรณ)

สภามหาวิทยาลัย  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

มงคล แซ่เจี๋ย : วิธีการแก้ไขผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์  
เหนี่ยวนำสำหรับระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ใช้ฟลักซ์เทียม.  
(A METHOD TO ALLEVIATE EFFECTS OF INDUCTION MOTOR'S PARAMETER  
VARIATIONS ON A PSEUDO-FLUX-BASED SPEED-SENSORLESS VECTOR CONTROL  
SYSTEM) อ. ที่ปรึกษา : อ.ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์, 136 หน้า. ISBN 974-17-  
2225-7.

วิทยานิพนธ์นี้ศึกษาถึงผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  
ต่างๆของมอเตอร์เหนี่ยวนำต่อระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ใช้  
ฟลักซ์เทียมและได้นำเสนอวิธีการแก้ไขผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ที่มี  
ต่อการประมาณค่าความเร็วโดยมุ่งเน้นที่จะแก้ไขผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่า  
ความต้านทานสเตเตอร์เป็นหลักเนื่องจากพารามิเตอร์นี้มีผลกระทบกับระบบมากที่สุดจน  
อาจส่งผลต่อความเสถียรภาพของระบบได้ ในการแก้ไขได้นำเสนอวิธีแก้ไขอยู่สองแนวทาง  
แนวทางแรกเป็นการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับใหม่ให้ระบบประมาณค่าความเร็วมี  
ความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานสเตเตอร์ สำหรับแนวทางที่สองเป็น  
การประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ไปพร้อมๆกับการประมาณค่าความเร็วเพื่อให้ค่า  
ความต้านทานสเตเตอร์ที่ใช้ในการควบคุมมีค่าถูกต้องตามค่าจริง ทั้งนี้ผู้วิจัยได้นำเสนอ  
แนวคิดใหม่ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่มีการประมาณค่าความเร็วและความ  
ต้านทานสเตเตอร์จนได้เงื่อนไขที่เป็นประโยชน์สำหรับการออกแบบระบบให้มีเสถียร  
ภาพทุกย่านการทำงานและสามารถนำไปใช้อธิบายปรากฏการณ์การขาดเสถียรภาพของ  
ระบบ นอกจากนี้ผู้วิจัยยังได้เสนอวิธีการแก้ไขผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความ  
ต้านทานโรเตอร์และความเหนี่ยวนำร่วมด้วย และสุดท้ายได้แสดงผลการทดลองเพื่อยืนยัน  
ประสิทธิผลของวิธีการแก้ไขต่างๆที่นำเสนอ

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า..... ลายมือชื่อนิลิต.....  
สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า..... ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....  
ปีการศึกษา.....2545..... ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม.....

# # 4370447821 : MAJOR POWER ELECTRONICS

KEY WORD: SENSORLESS / PSEUDO-FLUX / STATOR RESISTANCE IDENTIFICATION /  
FULL-ORDER OBSERVER / STABILITY / REGRESSOR VECTOR

MONGKOL SAEJIA : A METHOD TO ALLEVIATE EFFECTS OF INDUCTION  
MOTOR'S PARAMETER VARIATIONS ON A PSEUDO-FLUX-BASED SPEED-  
SENSORLESS VECTOR CONTROL SYSTEM. THESIS ADVISOR : SOMBOON  
SANGWONGWANICH, Ph.D. , 136 pp. ISBN 974-17-2225-7.

This thesis investigates the effects of induction motor's parameter variations on a pseudo-flux-based speed-sensorless vector control system, and presents a method to alleviate the problems. Among the parameter variations, the stator resistance variation is of the main interest because it has the greatest influence on the system stability. Two methods are then proposed to correct its effect. The first method reduces the sensitivity of the speed estimator by designing a more robust feedback gain. On the other hand, the second method estimates both the rotor speed and the stator resistance simultaneously so that the stator resistance used in the control algorithm always tracks the actual value. In the latter approach, the thesis also introduces a new stability analysis method for the simultaneous estimation of both the speed and the stator resistance. As a result, a condition for designing the system to be stable over the whole speed range is found, and this condition can also explain why the system becomes unstable in some operating conditions. Additionally, a method to deal with the rotor resistance and the mutual inductance variations is addressed. Finally, experimental results are given to confirm the validity of the proposed methods.

Department.....Electrical Engineering. Student's signature.....  
Field of study.....Electrical Engineering. Advisor's signature.....  
Academic year.....2002..... Co-advisor's signature.....

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยความช่วยเหลือและเอาใจใส่อย่างดียิ่งของ อาจารย์ ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือด้านต่างๆที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยตลอดมา ขอขอบคุณความช่วยเหลือจาก เพื่อน พิสิฐ พรบัณฑิตย์ปัทมาและการสนับสนุนอุปกรณ์ในการวิจัยจากบริษัท เอ.พี.วาย เอ็นจิเนียริง จำกัด

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขอขอบพระคุณบิดา มารดา และญาติพี่น้อง ผู้ซึ่งให้โอกาสทางการศึกษาและเป็นกำลังใจด้วยดีเสมอมา



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	จ
กิตติกรรมประกาศ .....	ฉ
สารบัญ .....	ช
สารบัญตาราง .....	ซ
สารบัญภาพ .....	ฅ
บทที่	
1 บทนำ .....	1
2 ผลกระทบจากความผิดพลาดของค่าพารามิเตอร์ .....	7
3 ระบบควบคุมแวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่มีความคงทน ต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานสเตเตอร์ .....	18
4 ระบบควบคุมแวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่มีการประมาณ ค่าความต้านทานสเตเตอร์ .....	34
5 การแก้ไขผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานโรเตอร์ และค่าความเหนี่ยวนำร่วม .....	88
6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ .....	104
รายการอ้างอิง .....	106
ภาคผนวก .....	108
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์ .....	136

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
4.1 การพิจารณาค่า $\text{sgn}\{\det[A]\}$ เมื่อแยกพิจารณาแต่ละเทอม กรณี $w_2 = -J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	48
4.2 การพิจารณาค่า $\text{sgn}\{\det[A]\}$ เมื่อแยกพิจารณาแต่ละเทอม กรณี $w_2 = Q i_s$ และ $\hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) < 0$ .....	54
ก.1 พิกัดและพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในงานวิจัย .....	112
ก.2 อัตราขยายป้อนกลับและอัตราขยาย PI ที่ใช้ในการทดลอง .....	112



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



## สารบัญญภาพ

รูปที่	หน้า
1.1 โครงสร้างของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว .....	3
1.2 โครงสร้างของระบบประมาณค่าความเร็วของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์ วัดความเร็วโดยใช้ฟลักซ์เทียบ .....	4
1.3 โครงสร้างของระบบประมาณค่าความเร็วของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์ วัดความเร็วโดยใช้ฟลักซ์เทียบที่มีการป้อนกลับค่าความผิดพลาดผ่านอัตราขยาย แบบปรับตัวเพื่อให้ระบบมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของความต้านทาน สเตเตอร์.....	4
1.4 โครงสร้างของระบบประมาณค่าความเร็วของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์ วัดความเร็วโดยใช้ฟลักซ์เทียบที่มีการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ไป พร้อม ๆ กับค่าความเร็ว.....	5
2.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำในสภาวะอยู่ตัว .....	9
2.2 ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์เมื่อความเหนี่ยวนำร่วม เปลี่ยนแปลง .....	12
2.3 ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเมื่อความต้านทานโรเตอร์ เปลี่ยนแปลง .....	13
2.4 ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเมื่อความเหนี่ยวนำรั่วไหล สเตเตอร์เปลี่ยนแปลง .....	15
2.5 ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเมื่อความต้านทานสเตเตอร์ เปลี่ยนแปลง .....	16
3.1 วงรอบประมาณค่าความเร็วแบบ SISO .....	18
3.2 ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเปรียบเทียบระหว่าง อัตราขยายแบบเดิมกับแบบใหม่ .....	21
3.3 ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์เปรียบเทียบระหว่าง อัตราขยายแบบเดิมกับแบบใหม่ .....	21
3.4 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้อัตราขยาย แบบเดิมและ $\Delta R_s = 0\%$ .....	24
3.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้อัตราขยาย แบบเดิมและ $\Delta R_s = +14\%$ .....	25
3.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้อัตราขยาย แบบเดิมและ $\Delta R_s = -8\%$ .....	26
3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้อัตราขยาย ที่มีความคงทนและ $\Delta R_s = 0\%$ .....	27

สารบัญญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้อัตราขยายที่มีความคงทนและ $\Delta R_s = +14\%$ .....	28
3.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้อัตราขยายที่มีความคงทนและ $\Delta R_s = -8\%$ .....	29
3.10 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะเร่งความเร็วของมอเตอร์จาก 200 ไป 1200 rpm .....	30
3.11 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1200 ไป 200 rpm .....	30
3.12 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก -1450 ไป +1450 rpm .....	31
3.13 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก +1450 ไป -1450 rpm .....	31
3.14 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 100 rpm .....	32
3.15 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 500 rpm .....	32
3.16 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 1200 rpm .....	33
4.1 วงรอบการประมาณค่าความเร็วและความต้านทานสเตเตอร์ .....	35
4.2 ความสัมพันธ์ของปริมาณต่างๆในรูปแบบสเปซเวกเตอร์ .....	38
4.3 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์กรณี $w_2 = i_s$ .....	40
4.4 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงกระแสสเตเตอร์กรณี $w_2 = i_s$ .....	40
4.5 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์แบบ SISO กรณี $w_2 = i_s$ .....	41
4.6 ความสัมพันธ์ของปริมาณต่างๆในรูปแบบสเปซเวกเตอร์ กรณี $w_2 = i_s$ .....	42
4.7 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์แบบ SISO กรณี $w_2 = \text{sgn}(i_{sq} \hat{\omega}_{mR}) i_s$ ...	43
4.8 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงกระแสสเตเตอร์กรณี $w_2 = -J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	45
4.9 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่จัดรูปใหม่กรณี $w_2 = -J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	46
4.10 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์แบบ SISO กรณี $w_2 = -J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	46

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11 ย่านการทำงานที่ระบบขาดเสถียรภาพในย่านความเร็วน้อยกว่า 200 rpm เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $\text{sgn}(i_{sq} \hat{\omega}_{mR})i_s$ และ $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR})i_s$ .....	47
4.12 ความสัมพันธ์ของปริมาณต่างๆในรูปแบบสเปซเวกเตอร์กรณี $w_2 = -J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR})i_s$ .....	48
4.13 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงกระแสสเตเตอร์ เมื่อ $w_2 = Qi_s$ และ $\hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) < 0$ .....	51
4.14 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์แบบ SISO เมื่อ $w_2 = Qi_s$ และ $\hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) < 0$ .....	51
4.15 ความสัมพันธ์ของปริมาณต่างๆในรูปแบบสเปซเวกเตอร์ เมื่อ $w_2 = Qi_s$ และ $(\hat{\omega}_{mR} + \beta) = 0$ .....	52
4.16 ความสัมพันธ์ของปริมาณต่างๆในรูปแบบสเปซเวกเตอร์ เมื่อ $w_2 = Qi_s$ และ $\hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) < 0$ .....	53
4.17 ความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเมื่อเกิดความคลาดเคลื่อน ของค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่ค่าต่างๆกัน .....	55
4.18 อัตราส่วนระหว่างค่า $k'_i$ กับ $k'_p$ ที่ค่า $k'_p$ ต่างๆกันที่ความเร็วน้อยกว่า 150 rpm ที่แรงบิด -100% .....	59
4.19 แผนภาพสเปซเวกเตอร์ที่ใช้พิจารณา PE Condition .....	61
4.20 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์ เวกเตอร์ $i_s$ และ $\Delta R_s = 0\%$ .....	65
4.21 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด +10 Nm และ $\Delta R_s = +12\%$ เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $i_s$ .....	66
4.22 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด -10 Nm และ $\Delta R_s = +12\%$ เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $i_s$ .....	66
4.23 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด +10 Nm และ $\Delta R_s = -12\%$ เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $i_s$ .....	67
4.24 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด -10 Nm และ $\Delta R_s = -12\%$ เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $i_s$ .....	67
4.25 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์ เวกเตอร์ $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR})i_s$ และ $\Delta R_s = 0\%$ .....	68
4.26 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้เวกเตอร์ รีเฟรชเซอร์ $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR})i_s$ และ $\Delta R_s = +14\%$ .....	69
4.27 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้เวกเตอร์ รีเฟรชเซอร์ $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR})i_s$ และ $\Delta R_s = -8\%$ .....	70

## สารบัญญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.28 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด +10 Nm และ $\Delta R_s = +12\%$ เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	71
4.29 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด -10 Nm และ $\Delta R_s = +12\%$ เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	71
4.30 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด +10 Nm และ $\Delta R_s = -12\%$ เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	72
4.31 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด -10 Nm และ $\Delta R_s = -12\%$ เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	72
4.32 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะเร่งความเร็วของมอเตอร์จาก 200 ไป 1200 rpm เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	73
4.33 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1200 ไป 200 rpm เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	73
4.34 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก -200 ไป +200 rpm เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	74
4.35 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก +200 ไป -200 rpm เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	74
4.36 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก -1450 ไป +1450 rpm เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	75
4.37 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก +1450 ไป -1450 rpm เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	75
4.38 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 100 rpm เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	76
4.39 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 500 rpm เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	76
4.40 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 1200 rpm เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	77
4.41 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $Q i_s$ และ $\Delta R_s = 0\%$ .....	78
4.42 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $Q i_s$ และ $\Delta R_s = +14\%$ .....	79
4.43 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์ $Q i_s$ และ $\Delta R_s = -8\%$ .....	80

## สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.44 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด +10 Nm และ $\Delta R_s = +12\%$ เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $Q_i$ .....	81
4.45 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด -10 Nm และ $\Delta R_s = +12\%$ เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $Q_i$ .....	81
4.46 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด +10 Nm และ $\Delta R_s = -12\%$ เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $Q_i$ .....	82
4.47 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด -10 Nm และ $\Delta R_s = -12\%$ เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $Q_i$ .....	82
4.48 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะเร่งความเร็วของมอเตอร์จาก 200 ไป 1200 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $Q_i$ .....	83
4.49 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1200 ไป 200 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $Q_i$ .....	83
4.50 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก -200 ไป +200 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $Q_i$ .....	84
4.51 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก +200 ไป -200 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $Q_i$ .....	84
4.52 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก -1450 ไป +1450 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $Q_i$ .....	85
4.53 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก +1450 ไป -1450 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $Q_i$ .....	85
4.54 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 100 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $Q_i$ .....	86
4.55 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 500 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $Q_i$ .....	86
4.56 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 1200 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $Q_i$ .....	87
5.1 บล็อกการคำนวณค่าโรเตอร์ฟลักซ์โดยใช้ความสัมพันธ์ลักษณะการกระตุ้น .....	89
5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่ไม่มี การประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์เมื่อ $\Delta R_s, \Delta R_r = +14\%$ .....	91
5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่ไม่มี การประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์เมื่อ $\Delta R_s, \Delta R_r = -8\%$ .....	92
5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้เวกเตอร์ รีเกรสเซอร์ $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ และ $\Delta R_s, \Delta R_r = +14\%$ .....	93

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้เวกเตอร์รีเกรสเซอร์ $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ และ $\Delta R_s, \Delta R_r = -8\%$ .....	94
5.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่ไม่มี การประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์เมื่อ $\Delta R_s, \Delta R_r = +14\%$ .....	95
5.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่ไม่มี การประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์เมื่อ $\Delta R_s, \Delta R_r = -8\%$ .....	96
5.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้เวกเตอร์รีเกรสเซอร์ตามหัวข้อ 4.3.4 และ $\Delta R_s, \Delta R_r = +14\%$ .....	97
5.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้เวกเตอร์รีเกรสเซอร์ตามหัวข้อ 4.3.4 และ $\Delta R_s, \Delta R_r = -8\%$ .....	98
5.10 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความเร็วเมื่อใช้ค่าความต้านทานสเตเตอร์และ ความต้านทานโรเตอร์เป็นค่าคงที่ .....	99
5.11 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความเร็วเมื่อใช้ค่าความต้านทานสเตเตอร์และ ความต้านทานโรเตอร์ที่ประมาณโดยใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ .....	99
5.12 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความเร็วเมื่อใช้ค่าความต้านทานสเตเตอร์และ ความต้านทานโรเตอร์ที่ประมาณโดยใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $Q i_s$ .....	100
5.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่ไม่มี การแก้ไขความไม่เป็นเชิงเส้นของค่าฟลักซ์และ $i_{sd} = 60\%$ .....	101
5.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่มี การแก้ไขความไม่เป็นเชิงเส้นของค่าฟลักซ์และ $i_{sd} = 60\%$ .....	102
5.15 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่มี การแก้ไขความไม่เป็นเชิงเส้นของค่าฟลักซ์และ $i_{sd} = 100\%$ .....	103
ก.1 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบที่ใช้ในการทดสอบ .....	110
ก.2 ไดอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์โมดูล .....	111
ก.3 ไดอะแกรมสถานะและการเรียกใช้อินเทอร์พรีต .....	113
ก.4 ไดอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์โปรแกรมหลัก .....	115
ก.5 ไดอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์ส่วนการควบคุมกระแส .....	117

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเบื้องต้น

ปัจจุบันเทคโนโลยีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยปราศจากเซนเซอร์วัดความเร็วได้รับความนิยมมากขึ้น เนื่องจากช่วยลดค่าใช้จ่ายในการติดตั้งเซนเซอร์วัดความเร็วและลดข้อจำกัดของตัวเซนเซอร์เองในด้านการใช้งาน แต่ในทางปฏิบัติการควบคุมดังกล่าวยังคงมีขีดจำกัดในแง่เสถียรภาพ เพราะการควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยปราศจากเซนเซอร์จำเป็นต้องทราบค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องของมอเตอร์ ในความเป็นจริงเป็นไปได้ที่เราจะทราบค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องเนื่องจากค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงตลอดเวลาตามอุณหภูมิและระดับฟลักซ์แม่เหล็กภายในมอเตอร์ ทำให้ความแม่นยำในการควบคุมความเร็วลดลงจนอาจทำให้ระบบควบคุมขาดเสถียรภาพในที่สุด อย่างไรก็ตามได้มีความพยายามที่จะแก้ปัญหาดังที่ปรากฏในหลายงานวิจัยซึ่งพอจะจำแนกตามวิธีการประมาณค่าพารามิเตอร์ได้ดังนี้

#### [ 1 ] Model Reference Adaptive System (MRAS) Based Estimation Scheme

C. Schauder (1992) [4] กล่าวถึงการแก้ไขผลกระทบจากความคลาดเคลื่อนของค่าความต้านทานสเตเตอร์ด้วยวิธีการวัดค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยตรงจากมอเตอร์ด้วยการฉีดกระแสไฟตรงในส่วนที่ไม่มีผลกระทบต่อการทำงานของเครื่อง และแก้ไขผลกระทบจากความคลาดเคลื่อนของค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์ด้วยการประมวลผลสัญญาณของแรงดันและกระแสจากวงจรภายนอกแล้วส่งค่าที่ได้ให้แก่ไมโครโปรเซสเซอร์ จะเห็นว่าวิธีการแก้ไขค่อนข้างยุ่งยากและไม่สะดวกต่อการประยุกต์ใช้ในอุตสาหกรรม

F. Z. Peng et al. (1994) [5] นำเสนอการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์จากค่า Instantaneous reactive power จากการวิเคราะห์พบว่าระบบประมาณค่าความเร็วจะมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานสเตเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามระบบดังกล่าวอาจมีปัญหาเรื่องเสถียรภาพของการประมาณค่าความเร็วพร้อมทั้งค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่ระบบควบคุมใช้อยู่นั้นมีความคลาดเคลื่อนจากค่าจริง ดังนั้นถ้าความคลาดเคลื่อนของค่าความต้านทานสเตเตอร์มีค่ามากระดับหนึ่งก็อาจทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้โดยเฉพาะอย่างยิ่งในย่านความเร็วต่ำ

I. Takahashi et al. (1997) [6] ทำการแก้ไขปัญหาด้วยการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์จากค่า Reactive power ไปพร้อมกับประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์ด้วย

การทำให้เกิดระลอกของฟลักซ์ นอกจากนี้ยังพบว่าหากเกิดความคลาดเคลื่อนของค่าความเหนียวนำร่วมจะส่งผลกระทบต่อความถูกต้องในการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์และความคลาดเคลื่อนของค่าความเหนียวนำรั่วไหลสเตเตอร์จะส่งผลกระทบต่อความถูกต้องในการประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์ แต่บทความนี้ไม่ได้วิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าพารามิเตอร์

## [2] Adaptive Observer Based Estimation Scheme

H. Kubota et al. (1993) [7], G. Yang et al. (1993) [8] นำเสนอการแก้ไขโดยประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์และความต้านทานโรเตอร์ บทความของ Kubota ไม่ได้วิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ ส่วนบทความของ Yang แม้ว่าจะวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วที่มีการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ไปพร้อม ๆ กันโดยได้ผลลัพธ์ว่าระบบมีเสถียรภาพ แต่ Yang ได้ตั้งสมมติฐานบางประการที่ทำให้ผลการวิเคราะห์ผิดพลาด ซึ่งพบในภายหลัง

H. Sugimoto et al. (2000) [9] แก้ไขปัญหาด้วยการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ไปพร้อม ๆ กับค่าความต้านทานสเตเตอร์เช่นเดียวกับ Kubota และ Yang แต่ Sugimoto พบว่าการประมาณค่าพารามิเตอร์ทั้งสองไปพร้อม ๆ กันทำให้ระบบขาดเสถียรภาพในย่านเบรกแบบคืนพลังงาน Sugimoto ได้แก้ไข้ปัญหาโดยหยุดทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ในย่านเบรกคืนพลังงาน แม้ Sugimoto จะกล่าวถึงย่านการทำงานที่ระบบมีเสถียรภาพและขาดเสถียรภาพ แต่ Sugimoto ไม่ได้แสดงการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณอย่างชัดเจน

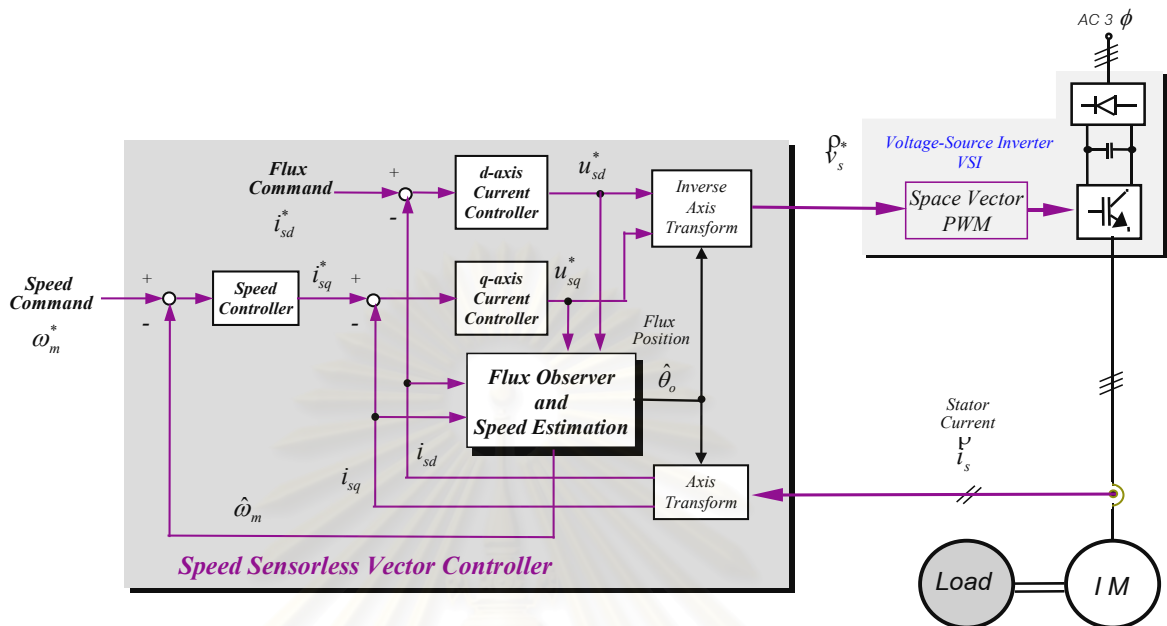
M. Tsuji (2001) et al. [10] นำเสนอระบบที่มีการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ไปพร้อม ๆ กับค่าความต้านทานสเตเตอร์เช่นเดียวกับนักวิจัยอื่นๆ แต่ Tsuji เลือกใช้รีเกสเซอร์เวกเตอร์ที่ใช้ในการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์แตกต่างจากนักวิจัยอื่นๆ พบว่าระบบมีเสถียรภาพทุกย่านการทำงานแต่ Tsuji ไม่ได้กล่าวถึงหลักเกณฑ์ในการเลือกเวกเตอร์รีเกสเซอร์และขาดการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบเช่นกัน

H. Umida (2002) et al. [11] นำเสนอวิธีการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ที่มีการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ไปพร้อม ๆ กันที่แตกต่างจากนักวิจัยอื่นๆ แม้ว่าจะระบบจะมีเสถียรภาพทุกย่านการทำงาน แต่วิธีที่ Umida นำเสนอมีความยุ่งยากประกอบกับขาดการวิเคราะห์เสถียรภาพอย่างมีหลักการ

T. Hamajima (2002) et al. [12] ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้ตัวสังเกตแบบสไลด์ดิ้ง (Sliding Observer) เข้ากับระบบที่มีการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ไปพร้อม ๆ กับค่าความต้านทานสเตเตอร์ แล้วเปลี่ยนโครงสร้างของระบบเพื่อให้ระบบสามารถประมาณค่าพารามิเตอร์ทั้งสองไปพร้อม ๆ กันได้ในทุกย่านการทำงานด้วยการใช้ค่าความผิดพลาดที่มีการ



ปรับปรุง (Augmented error) แม้ว่าระบบจะมีเสถียรภาพทุกย่านก็ตามแต่วิธีการที่นำเสนอค่อนข้างยุ่งยากประกอบกับการวิเคราะห์เสถียรภาพที่เสนอมายังมีจุดที่ผิดพลาดบางประการ

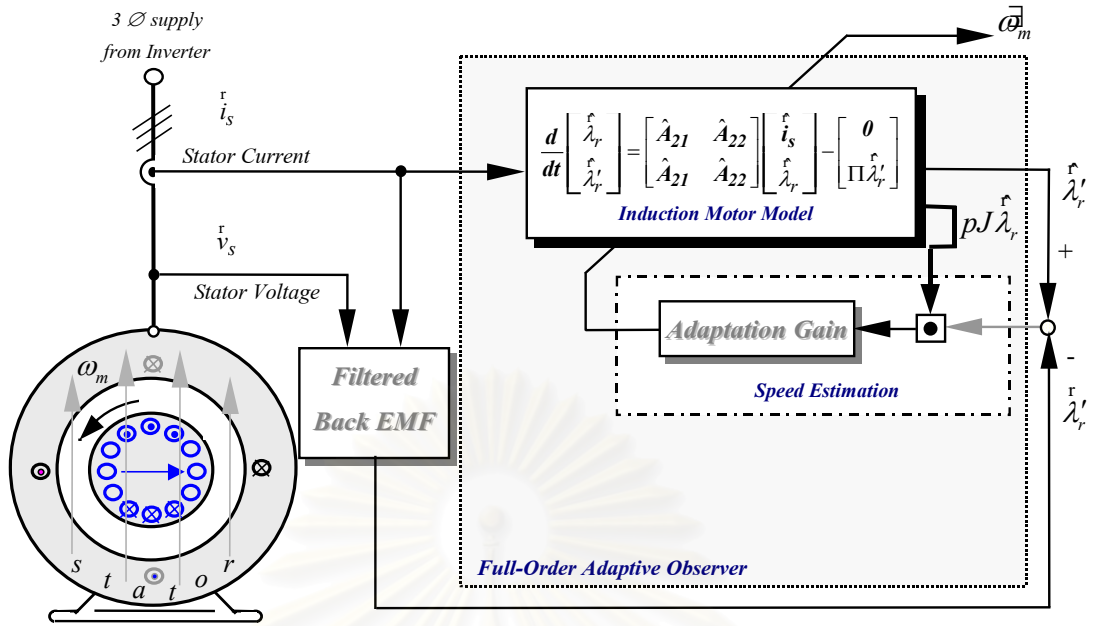


รูปที่ 1.1 โครงสร้างของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว

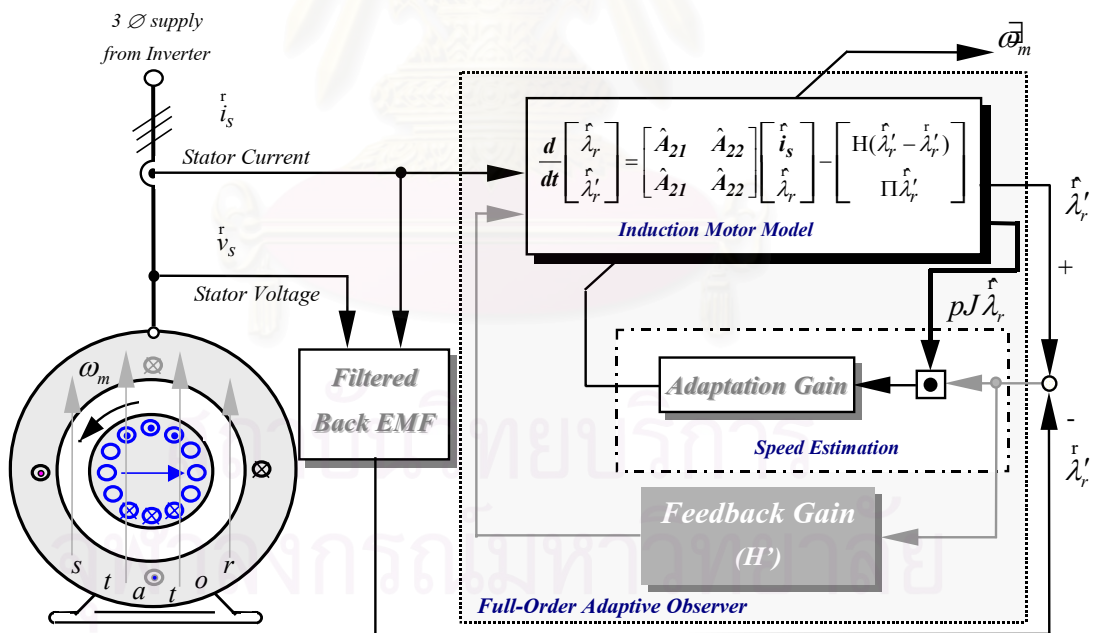
จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นได้ว่าหัวข้อการวิจัยนี้ได้รับความสนใจเป็นอันมาก แต่วิธีการแก้ไขปัญหามีความยุ่งยากซับซ้อน, ขาดเสถียรภาพในบางย่านการทำงาน และขาดการวิเคราะห์เสถียรภาพอย่างมีหลักการ ทำให้ไม่ทราบถึงข้อจำกัดของระบบในด้านเสถียรภาพ ดังนั้นในงานวิจัยนี้ผู้วิจัยจะศึกษาถึงผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำต่อระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วโดยใช้ฟลักซ์เทียม [1] ซึ่งมีโครงสร้างของระบบโดยรวมดังรูปที่ 1.1 และระบบประมาณค่าความเร็วดังรูปที่ 1.2 พร้อมกันนี้จะนำเสนอแนวทางการแก้ไขผลกระทบอันเกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่มีต่อระบบโดยมุ่งเน้นแก้ไขผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานสเตเตอร์เป็นหลักเนื่องจากพารามิเตอร์ตัวนี้ส่งผลกระทบต่อระบบมากที่สุด แนวทางการแก้ไขที่นำเสนอมีด้วยกัน 2 แนวทาง คือ

1. วิธีออกแบบอัตราขยายป้อนกลับให้ระบบประมาณค่าความเร็วมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานสเตเตอร์ ซึ่งโครงสร้างของระบบประมาณค่าความเร็วเป็นดังในรูปที่ 1.3
2. วิธีการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ไปพร้อมๆกับการประมาณค่าความเร็ว ซึ่งโครงสร้างของระบบประมาณค่าความเร็วเป็นดังในรูปที่ 1.4

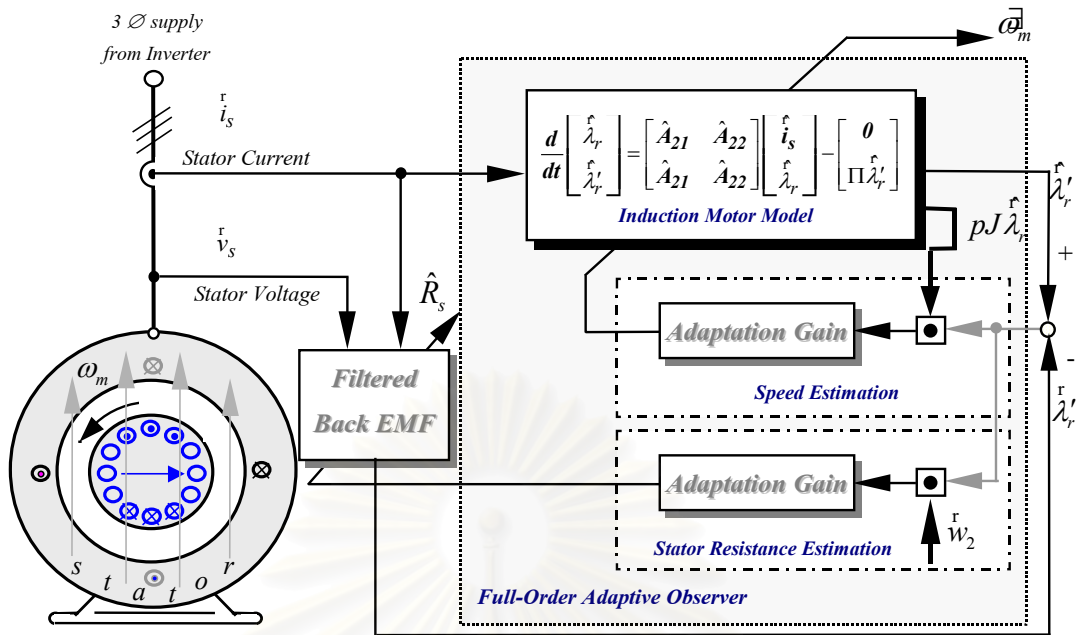
การแก้ไขผลกระทบที่นำเสนอจะช่วยให้ระบบที่ได้พัฒนาขึ้นมีความแม่นยำในการควบคุมความเร็วและมีย่านการทำงานที่มีเสถียรภาพกว้างขึ้น ทำให้ข้อจำกัดของระบบควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ลดลง



รูปที่ 1.2 โครงสร้างของระบบประมาณค่าความเร็วของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์ วัดความเร็วโดยใช้ฟลักซ์เทียบ



รูปที่ 1.3 โครงสร้างของระบบประมาณค่าความเร็วของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์ วัดความเร็วโดยใช้ฟลักซ์เทียบที่มีการป้อนกลับค่าความผิดพลาดผ่านอัตราขยายแบบปรับตัวเพื่อให้ระบบมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานสเตเตอร์



รูปที่ 1.4 โครงสร้างของระบบประมาณค่าความเร็วของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วโดยใช้ฟลักซ์เทียบที่มีการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ไปพร้อมกับค่าความเร็ว

## 1.2 วัตถุประสงค์

ศึกษาผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำต่อระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว และพัฒนาระบบควบคุมเพื่อลดผลกระทบที่เกิดขึ้น โดยอาศัยการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับใหม่ที่ทำให้ระบบมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานสเตเตอร์ และเพิ่มระบบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ พร้อมกับการวิเคราะห์ระบบเพื่อหาเงื่อนไขเสถียรภาพของการประมาณ

## 1.3 ขอบเขตโครงการวิทยานิพนธ์

1. ศึกษาผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานสเตเตอร์, ความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์, ความต้านทานโรเตอร์และความเหนี่ยวนำร่วม ที่มีต่อระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว
2. ศึกษาหาความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายป้อนกลับกับความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานสเตเตอร์
3. พัฒนารูปแบบการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ วิเคราะห์และหาวิธีแก้ไขข้อจำกัดทางด้านเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วที่มีการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์รวมอยู่ด้วย

4. แก้ไขผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานโรเตอร์โดยการปรับเปลี่ยนค่าตามการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานสเตเตอร์
5. แก้ไขผลกระทบจากความเหนี่ยวนำร่วมโดยใช้ความสัมพันธ์ลักษณะการกระตุ้น

### ขั้นตอนในการดำเนินงาน

1. ศึกษาผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ที่มีต่อระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว
2. ศึกษาและออกแบบอัตราขยายป้อนกลับที่มีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานสเตเตอร์
3. ศึกษาและวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วที่มีการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์
4. จำลองการทำงานของระบบด้วยคอมพิวเตอร์ เพื่อทดสอบแนวความคิด
5. ออกแบบระบบในส่วนซอฟต์แวร์ พร้อมทดสอบการทำงาน
6. ปรับปรุงแก้ไขระบบในส่วนซอฟต์แวร์ที่ได้พัฒนาขึ้น
7. เก็บข้อมูล ประเมินผล และสรุปผล
8. เขียนวิทยานิพนธ์

### ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ทราบถึงผลกระทบต่อระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่เกิดขึ้นเมื่อพารามิเตอร์ของมอเตอร์เปลี่ยนแปลง
2. ได้แนวทางในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วที่มีการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์พร้อมกับหลักการออกแบบอัตราขยายแบบปรับตัวที่ชัดเจนและมีทฤษฎีรองรับ
3. สามารถนำทฤษฎีที่พัฒนาขึ้นไปใช้งานเพื่อทำให้ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วมีสมรรถนะดีขึ้น

## บทที่ 2

### ผลกระทบจากความผิดพลาดของค่าพารามิเตอร์

ในบทนี้เราจะกล่าวถึงแบบจำลองลักษณะทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำและตัวสังเกตแบบปรับตัวของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วโดยใช้ฟลักซ์เทียมที่ใช้ในการศึกษาตลอดการวิจัยและจะศึกษาถึงผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่มีต่อการประมาณค่าความเร็ว

#### 2.1. แบบจำลองลักษณะทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำและตัวสังเกตแบบปรับตัว

เนื่องจากการควบคุมเวกเตอร์เป็นการควบคุมโรเตอร์ฟลักซ์โดยตรง เราจึงนิยมแสดงลักษณะทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยมีกระแสเดเตอร์ ( $i_s$ ) และโรเตอร์ฟลักซ์ ( $\lambda_r$ ) เป็นตัวแปรสถานะดังสมการที่ (2.1) ซึ่งในที่นี้อ้างอิงบนแกนสเตเตอร์ (แกน  $\alpha - \beta$ )

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (2.1)$$

โดยที่

$$A_{11} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{M^2 R_r}{L_r} \right) * I = -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + R_r') * I, \quad B_1 = \frac{1}{\sigma L_s} * I$$

$$A_{12} = -\frac{1}{\sigma L_s} A_{22}, \quad A_{21} = \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 R_r * I = R_r' * I, \quad M' = \frac{M^2}{L_r}, \quad R_r' = \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 R_r,$$

$$A_{22} = -\frac{R_r}{L_r} * I + p\omega_m * J = -\frac{R_r'}{M'} * I + p\omega_m * J, \quad \sigma L_s = L_s - \frac{M^2}{L_r} = L_s - M'$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$v_s$  : สเปซเวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์บนแกน  $\alpha - \beta$

$i_s$  : สเปซเวกเตอร์ของกระแสเดเตอร์บนแกน  $\alpha - \beta$

$\lambda_r$  : สเปซเวกเตอร์ของโรเตอร์ฟลักซ์บนแกน  $\alpha - \beta$  อ้างอิงทางด้านสเตเตอร์

$R_s, R_r$  : ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ ตามลำดับ

$L_s, L_r$  : ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ ตามลำดับ

$M$  : ค่าความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์

$M'$ : ค่าความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ อ้างอิงทางด้านสเตเตอร์

$R_r'$ : ค่าความต้านทานของขดลวดโรเตอร์อ้างอิงทางด้านสเตเตอร์

$\sigma$ : สัมประสิทธิ์การรั่วไหลรวม (Total leakage coefficient)

$\omega_m$ : ความเร็วโรเตอร์ (Rotor speed)

$p$ : จำนวนคู่ของขั้วแม่เหล็ก (Number of pole pairs)

เนื่องจากอินเวอเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้เป็นแบบควบคุมกระแส ดังนั้นตัวแปรสถานะของระบบในสมการที่ (2.1) จึงได้แก่ โรเตอร์ฟลักซ์ ( $\lambda_r$ ) ส่วนกระแสสเตเตอร์ ( $i_s$ ) นั้นจะกลายเป็นสัญญาณควบคุมของระบบแทน อย่างไรก็ตามเราไม่สามารถใช้ค่าโรเตอร์ฟลักซ์เป็นสัญญาณออกของระบบได้เนื่องจากเราไม่สามารถวัดค่าโรเตอร์ฟลักซ์จริงได้ในทางปฏิบัติ และถึงแม้จะมีวิธีการคำนวณค่าฟลักซ์โดยการอินทิเกรตค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำภายในที่หาได้จากค่าแรงดันและกระแสสเตเตอร์แต่ก็จะประสบกับปัญหาสัญญาณออฟเซตที่เกิดจากการตรวจจับกระแส เราจึงมีความจำเป็นต้องนิยาม ฟลักซ์เทียมหรือ Pseudo flux ( $\lambda_r'$ ) ขึ้นดังสมการที่ (2.2) เพื่อใช้เป็นสัญญาณออกของระบบจริงที่จะนำไปใช้ในการประมาณค่าของตัวสังเกต

$$\text{นิยามฟลักซ์เทียม} \quad s\lambda_r' @ s\lambda_r - \Pi\lambda_r' = (v_s - R_s i_s - \sigma L_s s i_s) - \Pi\lambda_r' \quad (2.2)$$

ในที่นี้ “s” แทนตัวปฏิบัติการอนุพันธ์

และเราจะได้สมการที่ (2.3) และ (2.4) เป็นสมการสถานะของมอเตอร์เหนี่ยวนำสำหรับระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสและเป็นแบบจำลองที่เราใช้ตลอดทั้งงานวิจัยนี้

$$s\lambda_r = A_{21}i_s + A_{22}\lambda_r \quad (2.3)$$

$$s\lambda_r' = A_{21}i_s + A_{22}\lambda_r - \Pi\lambda_r' \quad (2.4)$$

โดยอาศัยแบบจำลองดังกล่าวข้างต้นเราสามารถสร้างตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวเพื่อใช้ในการประมาณค่าฟลักซ์ ( $\hat{\lambda}_r, \hat{\lambda}_r'$ ) ได้ดังสมการที่ (2.5) และ (2.6) ตามลำดับ

$$s\hat{\lambda}_r = \hat{A}_{21}i_s + \hat{A}_{22}\hat{\lambda}_r - H(\hat{\lambda}_r' - \lambda_r') \quad (2.5)$$

$$s\hat{\lambda}_r' = \hat{A}_{21}i_s + \hat{A}_{22}\hat{\lambda}_r - \Pi\hat{\lambda}_r' \quad (2.6)$$

$$\hat{\omega}_m = -\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \cdot \{(pJ\hat{\lambda}_r)^T (\hat{\lambda}_r' - \lambda_r')\} \quad (2.7)$$

(adaptation gain > 0  $k_p, k_i$ )

โดยที่

$$\Pi = \begin{bmatrix} \alpha & -\beta \\ \beta & \alpha \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} h_1 & -h_2 \\ h_2 & h_1 \end{bmatrix}$$

$(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r)$ : ค่าความผิดพลาดด้านออก (Output error)

$\Pi$ : เมตริกซ์การกรอง (Filtering matrix) ที่ใช้ในการคำนวณค่าฟลักซ์เทียบ  $(\hat{\lambda}'_r)$

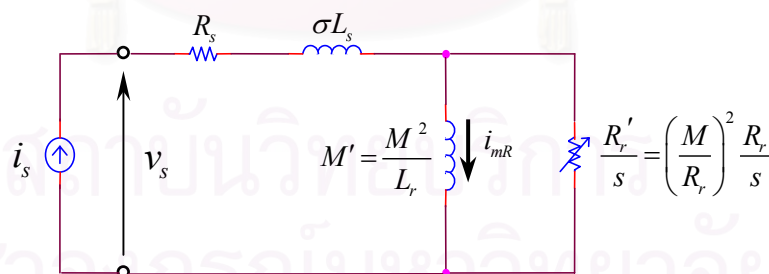
$H$ : อัตราขยายป้อนกลับ (Feedback gain) ค่าความผิดพลาดด้านออก

“ ^ ” หมายถึงค่าประมาณ

ในสมการที่ (2.6) จะไม่มีการป้อนกลับค่าความผิดพลาดเหมือนสมการที่ (2.5) เป็นเพราะว่าเราสามารถหาค่าเมตริกซ์  $\Pi$  ทำหน้าที่เหมือนอัตราขยายป้อนกลับได้ และในที่นี้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์และค่าความเร็ว  $(\hat{\omega}_m)$  ที่ใช้ในตัวสังเกตในส่วนของเมตริกซ์  $A_{ij}$  เป็นค่าที่ได้จากการประมาณซึ่งอาจคลาดเคลื่อนจากค่าจริง

## 2.2 ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำต่อระบบ-ประมาณค่าความเร็ว

รูปที่ 2.1 แสดงวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำในสภาวะอยู่ตัว ซึ่งประกอบไปด้วยพารามิเตอร์ 4 ตัวคือ  $R_s, \sigma L_s, M'$  และ  $R'_r$  เราจะวิเคราะห์ผลกระทบของพารามิเตอร์แต่ละตัวในวงจรสมมูลนี้ว่ามีผลต่อความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วของมอเตอร์อย่างไร โดยในการวิเคราะห์ผลกระทบจากพารามิเตอร์แต่ละตัว เราถือว่าพารามิเตอร์ตัวอื่นที่ไม่ได้พิจารณาในขณะนั้นเป็นพารามิเตอร์ที่มีค่าคงตัวและตรงกับค่าจริง



รูปที่ 2.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำในสภาวะอยู่ตัว

### 2.2.1 ผลกระทบที่เกิดจากความคลาดเคลื่อนของค่าความเหนี่ยวนำร่วม ( $M'$ )

โดยทั่วไปแล้วความเหนี่ยวนำร่วมจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามระดับฟลักซ์ภายในมอเตอร์และในบางกรณีเราจำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงระดับฟลักซ์ภายในมอเตอร์เพื่อให้ระบบควบคุมสามารถทำงานได้ตามวัตถุประสงค์บางประการ ดังนั้นการใช้ค่าความเหนี่ยวนำร่วมที่มีค่าคงตัวย่อมส่งผลกระทบต่อระบบประมาณค่าความเร็ว ซึ่งเราสามารถหาผลกระทบที่เกิดจากความคลาดเคลื่อนของค่าความเหนี่ยวนำร่วมโดยอาศัยสมการสถานะของมอเตอร์ (สมการที่ (2.3)-(2.4)) และสมการตัวสังเกตเพิ่มเติมอันดับแบบปรับตัว (สมการที่ (2.5)-(2.6)) ดังนี้ (ดูรายละเอียดในภาคผนวก ข)

$$\text{Output error : } \hat{\lambda}'_r - \lambda'_r = G(s)pJ\hat{\lambda}'_r(\hat{\omega}_m - \omega_m) + G(s)\hat{\lambda}'_r \frac{R'_r}{M'} I \cdot \frac{(\hat{M}' - M')}{\hat{M}'} \quad (2.8)$$

โดยที่

$$G(s) = s[s^2I + s(\Pi - A_{22}) - A_{22}(\Pi - H)]^{-1} = s[s^2I + s(xI + yJ) + mL + nJ]^{-1} \quad (2.9)$$

$$x = \alpha + \frac{R'_r}{M'} \quad (2.10)$$

$$y = \beta - p\omega_m \quad (2.11)$$

$$m = \frac{R'_r}{M'}(\alpha - h_1) + p\omega_m(\beta - h_2) \quad (2.12)$$

$$n = \frac{R'_r}{M'}(\beta - h_2) - p\omega_m(\alpha - h_1) \quad (2.13)$$

เมื่อเราเขียนสมการที่ (2.8) และ (2.7) ใหม่อ้างอิงบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ (แกน d-q) จะได้ว่า

$$\begin{bmatrix} (\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r)_d \\ (\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r)_q \end{bmatrix} = G'(s) \begin{bmatrix} 0 \\ p\|\hat{\lambda}'_r\| \end{bmatrix} (\hat{\omega}_m - \omega_m) + G'(s) \begin{bmatrix} \|\hat{\lambda}'_r\| \\ 0 \end{bmatrix} \frac{R'_r}{M'} \cdot \frac{(\hat{M}' - M')}{\hat{M}'} \quad (2.14)$$

$$\hat{\omega}_m = -\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \cdot \left\{ p\|\hat{\lambda}'_r\| \cdot [(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r)_q] \right\} \quad (2.15)$$

โดยที่

ตัวห้อย d และ q หมายถึง องค์ประกอบในแกน d และ q ตามลำดับ

$\|\hat{\lambda}'_r\|$ : ค่าประมาณของขนาดโรเตอร์ฟลักซ์

$\hat{\omega}_{mR}$ : ค่าประมาณของความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ (Rotor flux frequency)



$G'(s)$ : ฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  ที่อ้างอิงบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ มีค่าดังนี้คือ

$$G'(s) = G(s') \Big|_{s'=sI+J\hat{\omega}_{mR}} = \begin{bmatrix} G'_{11}(s) & G'_{12}(s) \\ G'_{21}(s) & G'_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

เมื่อเราพิจารณากรณีที่ระบบยังคงมีเสถียรภาพและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวได้ ซึ่งจากสมการที่ (2.15) จะพบว่าในสภาวะอยู่ตัว ค่าความผิดพลาดด้านนอกในแกน  $q$   $(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r)_q$  จะมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นเราจึงสามารถหาค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ในสภาวะอยู่ตัวจากสมการที่ (2.14) และ (2.16) ได้ดังสมการที่ (2.17)

$$\Delta\omega_m = \omega_m - \hat{\omega}_m = \frac{G'_{21}(0)R'_r(\hat{M}' - M')}{pG'_{22}(0)M'\hat{M}'} \quad (2.17)$$

โดยที่

$\Delta\omega_m$ : ความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็ว

$$G'_{21}(0) = - \left[ \frac{(\hat{\omega}_{mR} + y)s^2 + ns + \hat{\omega}_{mR}(\hat{\omega}_{mR}^2 + \hat{\omega}_{mR}y - m)}{(s^2 + xs - \hat{\omega}_{mR}^2 - \hat{\omega}_{mR}y + m)^2 + ((2\hat{\omega}_{mR} + y)s + \hat{\omega}_{mR}x + n)^2} \right] \Big|_{s=0} \quad (2.18)$$

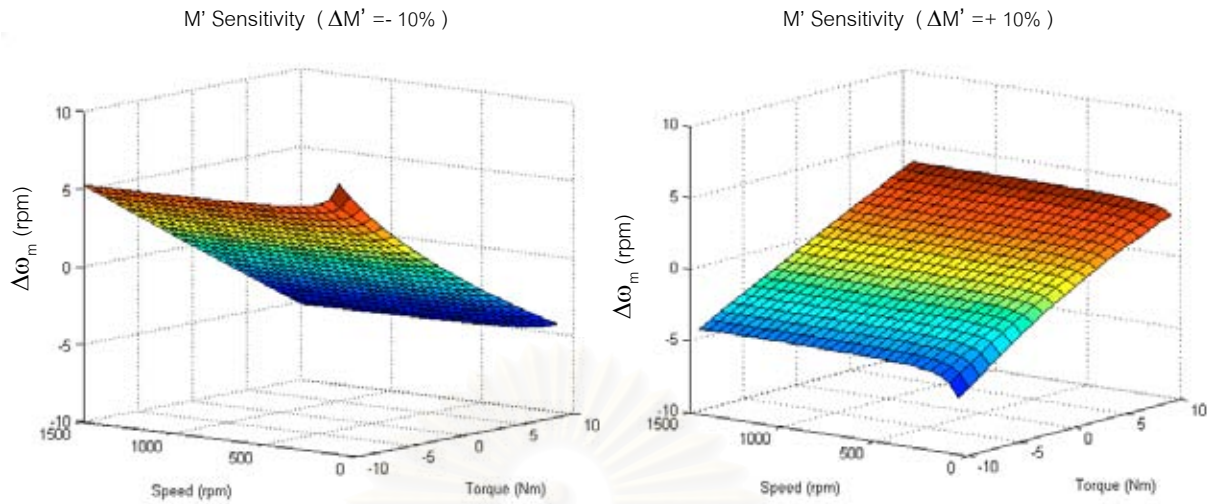
$$= - \left[ \frac{\hat{\omega}_{mR}(\hat{\omega}_{mR}^2 + \hat{\omega}_{mR}y - m)}{(\hat{\omega}_{mR}^2 + \hat{\omega}_{mR}y - m)^2 + (\hat{\omega}_{mR}x + n)^2} \right]$$

$$G'_{22}(0) = \left[ \frac{s^3 + xs^2 + (\hat{\omega}_{mR}^2 + m)s + \hat{\omega}_{mR}^2x + \hat{\omega}_{mR}n}{(s^2 + xs - \hat{\omega}_{mR}^2 - \hat{\omega}_{mR}y + m)^2 + ((2\hat{\omega}_{mR} + y)s + \hat{\omega}_{mR}x + n)^2} \right] \Big|_{s=0} \quad (2.19)$$

$$= \left[ \frac{\hat{\omega}_{mR}(\hat{\omega}_{mR}x + n)}{(\hat{\omega}_{mR}^2 + \hat{\omega}_{mR}y - m)^2 + (\hat{\omega}_{mR}x + n)^2} \right]$$

จากสมการที่ (2.17) เราสามารถคำนวณค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ที่จุดทำงานต่างๆในระนาบแรงบิด-ความเร็ว เมื่อความเหนี่ยวนำร่วมมีค่าเปลี่ยนแปลงไป  $\pm 10\%$  ได้ดังรูปที่ 2.2

จากรูปที่ 2.2 เราจะพบว่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วมีค่าสูงเมื่อแรงบิดมีค่ามาก ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากเมื่อเกิดความคลาดเคลื่อนของค่าความเหนี่ยวนำร่วมส่งผลให้ค่าคงตัวเวลาโรเตอร์ (Rotor time constant) เกิดความผิดพลาด ทำให้ค่าสลิปประมาณซึ่งมีค่าขึ้นกับค่าคงตัวเวลาโรเตอร์และแรงบิดเกิดความผิดพลาดตามไปด้วย ดังนั้นในสภาวะอยู่ตัวที่ความคลาดเคลื่อนของค่าความเหนี่ยวนำร่วมค่าหนึ่ง เมื่อแรงบิดมีค่าสูงทำให้เกิดความผิดพลาดในการคำนวณค่าสลิปประมาณที่มีค่ามาก ส่งผลให้เกิดความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วมากตามไปด้วย



รูปที่ 2.2 ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์เมื่อความเหนี่ยวนำรวมเปลี่ยนแปลง

### 2.2.2 ผลกระทบที่เกิดจากความคลาดเคลื่อนของค่าความต้านทานโรเตอร์ ( $R'_r$ )

เนื่องจากขดลวดต้านโรเตอร์ทำจากโลหะทองแดงหรืออลูมิเนียม เมื่ออุณหภูมิของขดลวดมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามสภาพการใช้งาน ค่าความต้านทานของขดลวดก็จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิโดยมีความสัมพันธ์เป็นแบบเชิงเส้น ดังนั้นการใช้ค่าความต้านทานโรเตอร์ที่มีค่าคงตัวย่อมส่งผลกระทบต่อระบบประมาณค่าความเร็ว เราสามารถหาผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานโรเตอร์ได้เช่นเดียวกันกับในกรณีของความเหนี่ยวนำรวมดังนี้ (ดูรายละเอียดในภาคผนวก ข)

$$\text{Output error: } \hat{\lambda}'_r - \lambda'_r = G(s)pJ\hat{\lambda}'_r(\hat{\omega}_m - \omega_m) - G(s)\left[\hat{\lambda}'_r - M' i_s\right] \left[\frac{\hat{R}'_r - R'_r}{M'}\right] \quad (2.20)$$

จากสมการที่ (2.15), (2.16) และ (2.20) เราสามารถหาค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วในสภาวะอยู่ตัวได้ดังสมการที่ (2.21)

$$\Delta\omega_m = \omega_m - \hat{\omega}_m = \left[\frac{i_{sq}}{p i_{mR}}\right] \cdot \left[\frac{\hat{R}'_r - R'_r}{M'}\right] \quad (2.21)$$

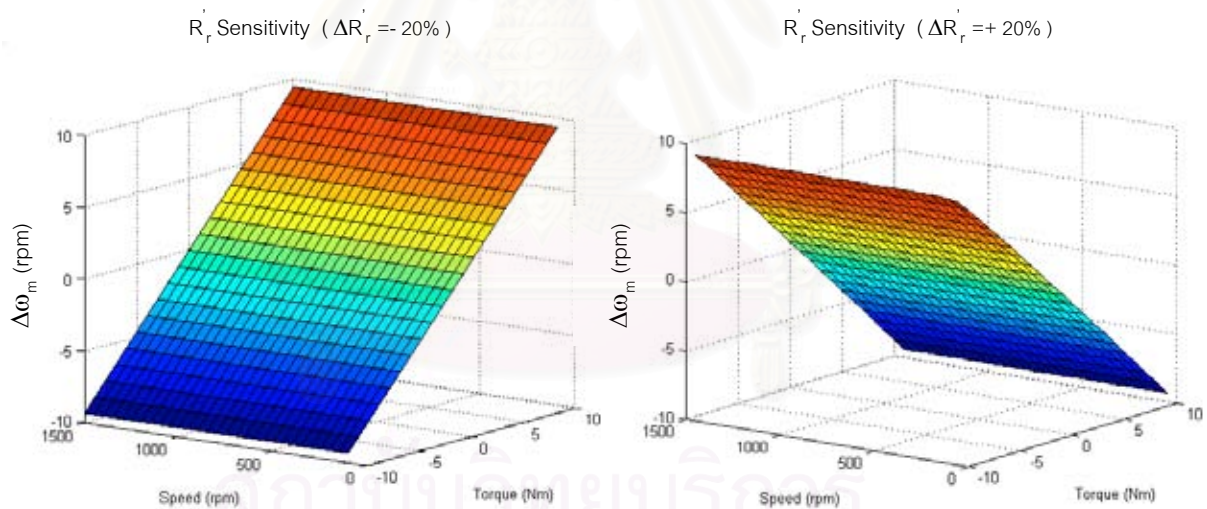
โดยที่

$i_{sq}$  : กระแสสเตเตอร์ในแกน q

$i_{mR}$  : ค่าประมาณของกระแสสนามโรเตอร์ฟลักซ์ (Magnetizing current)

จากสมการที่ (2.21) เราสามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วที่จุดทำงานต่างๆในระนาบแรงบิด-ความเร็วเมื่อความต้านทานโรเตอร์เปลี่ยนแปลงไป  $\pm 20\%$  ได้ดังรูปที่ 2.3

จากรูปที่ 2.3 เราจะพบว่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วไม่ขึ้นกับความเร็วมอเตอร์ แต่ขึ้นกับแรงบิดเพียงอย่างเดียว ที่เป็นเช่นนี้ก็เนื่องจากในสภาวะอยู่ตัวความผิดพลาดจากการประมาณค่าความเร็วกับความคลาดเคลื่อนของความต้านทานโรเตอร์จะมีทิศทางเดียวกันและหักล้างกันทำให้ค่าฟลักซ์เทียมนและโรเตอร์ฟลักซ์ที่ประมาณได้จากตัวสังเกตมีค่าถูกต้อง การเปลี่ยนแปลงของความต้านทานโรเตอร์จึงไม่ส่งผลกระทบต่อควบคุมแรงบิดและเสถียรภาพในการควบคุมไม่ว่าความเร็วจะมีค่าเท่าใดก็ตาม แต่จะทำให้เกิดความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเท่านั้น ดังนั้นในงานวิจัยนี้เราจึงไม่ได้มุ่งเน้นที่จะแก้ไขผลกระทบที่เกิดจากความต้านทานโรเตอร์ อย่างไรก็ตามเนื่องจากความต้านทานทั้งโรเตอร์และสเตเตอร์เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิของมอเตอร์ไปพร้อมๆกันดังนั้นในกรณีที่เราทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ เราอาจจะปรับเปลี่ยนความต้านทานโรเตอร์โดยอิงค่าการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานสเตเตอร์ที่ประมาณได้เพื่อให้ความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วมีค่าลดลง



รูปที่ 2.3 ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเมื่อความต้านทานโรเตอร์เปลี่ยนแปลง

### 2.2.3 ผลกระทบที่เกิดจากความคลาดเคลื่อนของค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์ ( $\sigma L_s$ )

การเปลี่ยนแปลงค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์มีลักษณะเช่นเดียวกับความเหนี่ยวนำร่วมกล่าวคือจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามระดับฟลักซ์ภายในมอเตอร์ โดยเราสามารถหาผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์โดยอาศัยสมการ

สถานะด้านสเตเตอร์ของมอเตอร์ (สมการที่ (2.2)) และสมการตัวสังเกตเพิ่มเติมอันดับแบบปรับตัว (สมการที่ (2.5-2.6)) ได้ดังนี้ (ดูรายละเอียดในภาคผนวก ข)

$$\text{Output error : } \hat{\lambda}'_r - \lambda'_r = G(s)pJ\hat{\lambda}'_r(\hat{\omega}_m - \omega_m) + L(s)i_s(\mathcal{L}L_s - \sigma L_s) \quad (2.22)$$

โดยที่

$$L(s) = s[sI - A_{22}][s^2I + s(\Pi - A_{22}) - A_{22}(\Pi - H)]^{-1} \quad (2.23)$$

จากสมการที่ (2.15) และ (2.22) เราสามารถหาค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วในสภาวะอยู่ตัวได้ตั้งสมการที่ (2.24)

$$\Delta\omega_m = \omega_m - \hat{\omega}_m = \frac{[L'_{21}(0) \cdot i_{sd} + L'_{22}(0) \cdot i_{sq}](\mathcal{L}L_s - \sigma L_s)}{G'_{22}(0) \cdot p \|\hat{\lambda}'_r\|} \quad (2.24)$$

โดยที่

$$L'_{21}(0) = \omega_{mR} \cdot \left[ \frac{-\frac{R'_r}{M'}(\hat{\omega}_{mR}^2 + \hat{\omega}_{mR}y - m) + \omega_s(\hat{\omega}_{mR}x + n)}{(\hat{\omega}_{mR}^2 + \hat{\omega}_{mR}y - m)^2 + (\hat{\omega}_{mR}x + n)^2} \right] \quad (2.25)$$

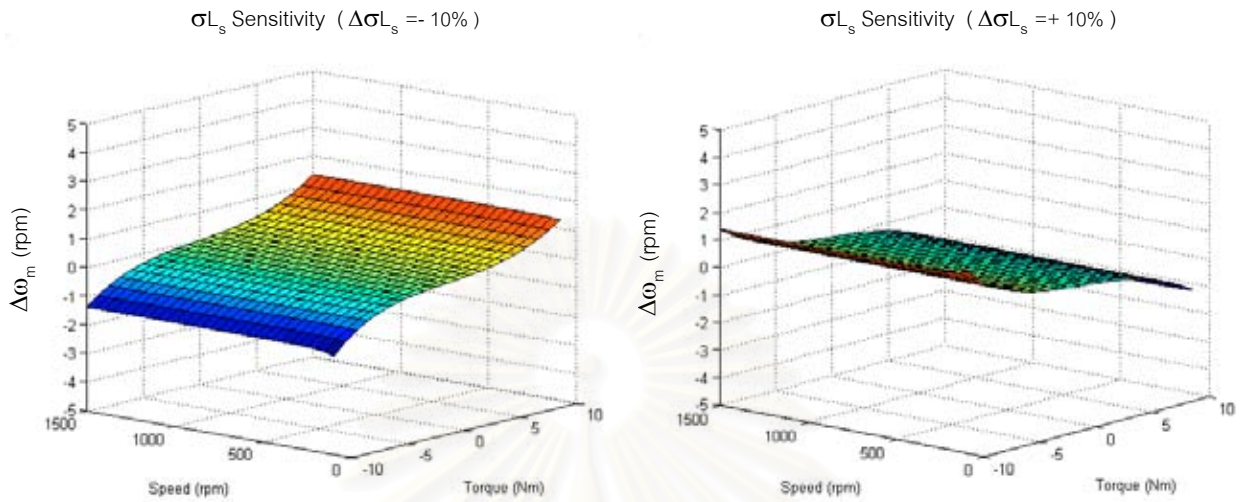
$$L'_{22}(0) = \hat{\omega}_{mR} \cdot \left[ \frac{\omega_s(\hat{\omega}_{mR}^2 + \hat{\omega}_{mR}y - m) + \frac{R'_r}{M'}(\hat{\omega}_{mR}x + n)}{(\hat{\omega}_{mR}^2 + \hat{\omega}_{mR}y - m)^2 + (\hat{\omega}_{mR}x + n)^2} \right] \quad (2.26)$$

$L'(s)$ : ฟังก์ชันโอนย้าย  $L(s)$  ที่อ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์

จากสมการที่ (2.24) เราสามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วที่จุดทำงานต่างๆในระนาบแรงบิด-ความเร็วเมื่อความเหนี่ยวนำรั้วไหลสเตเตอร์เปลี่ยนแปลงไป  $\pm 10\%$  ได้ดังรูปที่ 2.4

จากรูปที่ 2.4 เราจะพบว่าค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วมีค่าค่อนข้างต่ำเมื่อเทียบกับรูปที่ 2.2 และ 2.3 ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความถี่ต่ำถึงแม้ขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำจากโรเตอร์ฟลักซ์จะมีค่าน้อย แต่ค่ารีแอกแตนซ์ของความเหนี่ยวนำรั้วไหลสเตเตอร์ที่มีค่าน้อยทำให้แรงดันตกคร่อมรีแอกแตนซ์มีค่าน้อยด้วย ส่วนในย่านความเร็วสูงแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำจากโรเตอร์ฟลักซ์ก็จะมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นแรงดันตกคร่อมความเหนี่ยวนำรั้วไหลที่คลาดเคลื่อนจึงไม่ส่งผลกระทบต่อระบบประมาณค่าความเร็วมากนัก ยิ่งไปกว่านั้นโดยทั่วไปแล้วการควบคุมมอเตอร์ในช่วงความเร็วพิกัดเราจะรักษาฟลักซ์ภายในมอเตอร์ให้คงที่ ทำให้ความเหนี่ยวนำรั้วไหลสเตเตอร์ซึ่งมีค่าเปลี่ยนแปลงตาม

พลั๊กซ์ภายในมอเตอร์มีค่าเปลี่ยนแปลงไม่มาก ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงไม่ได้แก้ไขผลกระทบที่เกิดจากความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์



รูปที่ 2.4 ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเมื่อความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์เปลี่ยนแปลง

### 2.2.4 ผลกระทบที่เกิดจากความคลาดเคลื่อนของค่าความต้านทานสเตเตอร์ ( $R_s$ )

ความต้านทานสเตเตอร์มีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิเช่นเดียวกับความต้านทานโรเตอร์ และเนื่องจากในความเป็นจริงการทำงานของสวิตช์กำลังไม่เป็นอุดมคติจึงมีเวลาประวิงและแรงดันตกคร่อมสวิตช์ ซึ่งผลกระทบเนื่องจากเวลาประวิงและแรงดันตกคร่อมสวิตช์กำลังทำให้แรงดันสเตเตอร์ขาดหายไป องค์ประกอบหลักมูลของแรงดันที่ขาดหายไปจะมีเฟสตรงกับกระแสสเตเตอร์ หมายความว่าผลกระทบที่เกิดขึ้นจะเหมือนเป็นการเพิ่มความคลาดเคลื่อนของค่าความต้านทานสเตเตอร์ให้สูงขึ้นจากความคลาดเคลื่อนที่แปรตามอุณหภูมิ เราจึงสามารถคิดผลกระทบเนื่องจากเวลาประวิงและแรงดันตกคร่อมสวิตช์กำลังรวมอยู่ในผลกระทบที่เกิดจากความคลาดเคลื่อนของค่าความต้านทานสเตเตอร์ได้ เราสามารถหาผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานสเตเตอร์ได้เช่นเดียวกันกับในกรณีของความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์ดังนี้ (ดูรายละเอียดในภาคผนวก ข)

$$\text{Output error : } \hat{\lambda}'_r - \lambda'_r = G(s)pJ\hat{\lambda}'_r(\hat{\omega}_m - \omega_m) + R(s)i_s(\hat{R}_s - R_s) \quad (2.27)$$

โดยที่

$$R(s) = [sI - A_{22}][s^2I + s(\Pi - A_{22}) - A_{22}(\Pi - H)]^{-1} \quad (2.28)$$

จากสมการที่ (2.15) และ (2.27) เราสามารถหาค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วในสภาวะอยู่ตัวได้ตั้งสมการที่ (2.29)

$$\Delta\omega_m = \omega_m - \hat{\omega}_m = \frac{[R'_{21}(0) \cdot i_{sd} + R'_{22}(0) \cdot i_{sq}](\hat{R}_s - R_s)}{G'_{22}(0) \cdot p \|\hat{\lambda}_r\|} \quad (2.29)$$

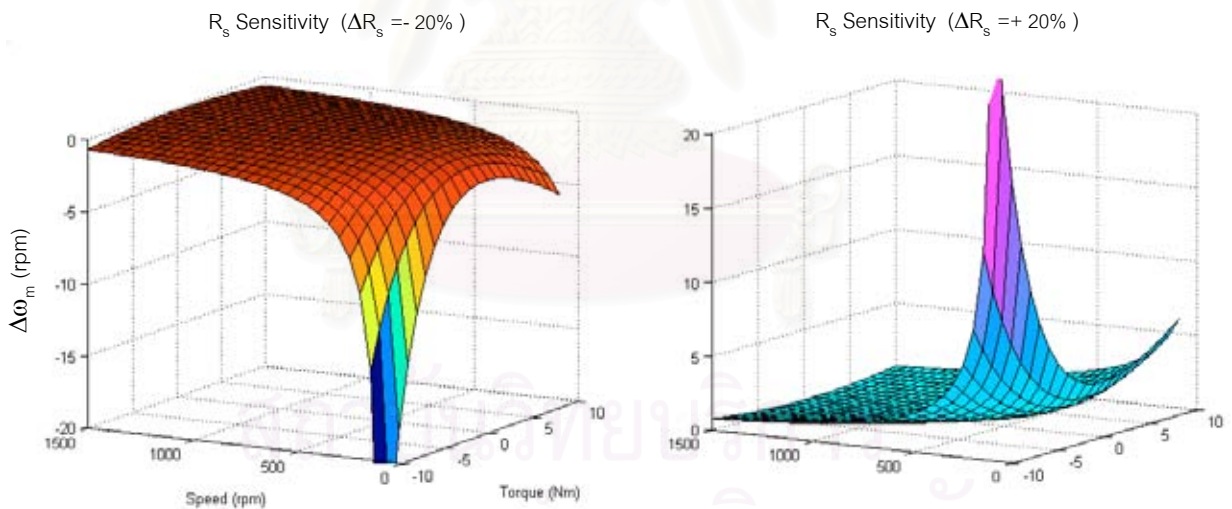
โดยที่

$$R'_{21}(0) = - \left[ \frac{\omega_s (\hat{\omega}_{mR}^2 + \hat{\omega}_{mR} y - m) + \frac{R'_r}{M'} (\hat{\omega}_{mR} x + n)}{(\hat{\omega}_{mR}^2 + \hat{\omega}_{mR} y - m)^2 + (\hat{\omega}_{mR} x + n)^2} \right] \quad (2.30)$$

$$R'_{22}(0) = \left[ \frac{-\frac{R'_r}{M'} (\hat{\omega}_{mR}^2 + \hat{\omega}_{mR} y - m) + \omega_s (\hat{\omega}_{mR} x + n)}{(\hat{\omega}_{mR}^2 + \hat{\omega}_{mR} y - m)^2 + (\hat{\omega}_{mR} x + n)^2} \right] \quad (2.31)$$

$R'(s)$ : ฟังก์ชันโอนย้าย  $R(s)$  ที่อ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์

จากสมการที่ (2.29) เราสามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วที่จุดทำงานต่างๆในระนาบแรงบิด-ความเร็วเมื่อความต้านทานสเตเตอร์เปลี่ยนแปลงไป  $\pm 20\%$  ได้ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเมื่อความต้านทานสเตเตอร์เปลี่ยนแปลง

จากรูปที่ 2.5 เราจะพบว่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วมีค่าสูงขึ้นเมื่อมอเตอร์ทำงานในย่านเบรกแบบคืนพลังงานที่ความเร็วต่ำ (ความถี่โรเตอร์ฟลักซ์มีค่าต่ำ) ที่เป็นเช่นนี้ก็เนื่องจากในย่านการทำงานดังกล่าวแรงดันที่จ่ายให้แก่มอเตอร์มีค่าต่ำ ดังนั้นแรงดันตกคร่อมในความต้านทานสเตเตอร์ที่คลาดเคลื่อนย่อมมีผลกระทบต่อการทำงานของ

ระบบมาก และอาจส่งผลต่อการขาดเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วและระบบควบคุมได้ในที่สุด จะเห็นได้ว่าผลกระทบจากความต้านทานสเตเตอร์มีความสำคัญมากเมื่อเทียบกับพารามิเตอร์ตัวอื่นๆ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงมุ่งเน้นที่จะแก้ไขผลกระทบจากความต้านทานสเตเตอร์เป็นหลัก



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

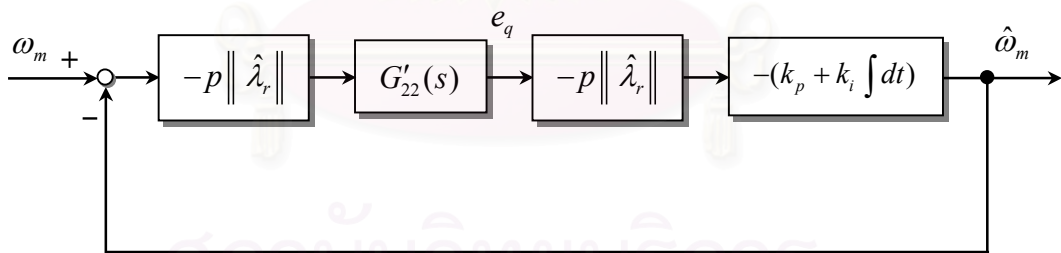
### บทที่ 3

## ระบบควบคุมเวกเตอร์ไโรเซนเซอร์วัดความเร็วที่มีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานสเตเตอร์

ในบทนี้เราจะกล่าวถึงการแก้ไขผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับที่ทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานสเตเตอร์ และเราจะทำการทดสอบประสิทธิภาพของอัตราขยายป้อนกลับที่ได้ออกแบบใหม่ด้วยผลทดลองจริงเพื่อแสดงให้เห็นว่าระบบประมาณค่าความเร็วมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานสเตเตอร์จริง

### 3.1 การออกแบบอัตราขยายป้อนกลับที่ทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วมีความคงทน

แนวทางการแก้ไขผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานสเตเตอร์วิธีหนึ่งคือการออกแบบเมตริกซ์การกรอง ( $\Pi$ ) และอัตราขยายป้อนกลับ ( $H$ ) ใหม่เพื่อให้ระบบมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานสเตเตอร์ ในวิทยานิพนธ์[1] ได้นำเสนอเมตริกซ์การกรองและอัตราขยายป้อนกลับดังสมการที่ (3.1) ที่ถูกออกแบบเพื่อให้สอดคล้องตามสมการที่ (3.2)-(3.3) ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่ทำให้ศูนย์และขั้วของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  ในวงรอบประมาณค่าความเร็วดังแสดงในรูปที่ 1 มีเสถียรภาพ (Stable Zero และ Stable Pole)



รูปที่ 3.1 วงรอบประมาณค่าความเร็วแบบ SISO

Filtering Matrix ( $\Pi$ ) and Feedback Gain ( $H$ ):

$$\Pi = k \left( \frac{R_r}{L_r} * I + p \hat{\omega}_m * J \right) = k \left( \frac{R'_r}{M'} * I + p \hat{\omega}_m * J \right) \quad ; \quad k > 0$$

$$H = 0$$
(3.1)



Stable Zero Condition :

$$\begin{aligned} 1. \quad & \hat{\omega}_{mR}(\hat{\omega}_{mR}x+n) > 0 \\ 2. \quad & x > 0 \\ 3. \quad & \hat{\omega}_{mR}n < mx \end{aligned} \quad (3.2)$$

Stable Pole Condition :

$$\begin{aligned} 1. \quad & x > 0 \\ 2. \quad & mx+ny > \frac{n^2}{x} \end{aligned} \quad (3.3)$$

จากสมการที่ (3.1) จะเห็นได้ว่าผู้วิจัยในงานวิจัย [1] ได้เลือกใช้เมตริกซ์  $H=0$  ทำให้ไม่ได้ใช้ประโยชน์จากอัตราขยายป้อนกลับซึ่งเราสามารถเลือกให้แตกต่างจากศูนย์ได้ ทำให้มีอิสระในการออกแบบระบบน้อยลง ในที่นี้เรากำหนดวัตถุประสงค์ในการเลือกเมตริกซ์การกรองและอัตราขยายป้อนกลับไว้ 2 ประการคือ

1. ระบบต้องมีเสถียรภาพทุกย่านการทำงาน
2. ระบบต้องมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานสเตเตอร์

ดังนั้นถ้าเราเลือกอัตราขยายป้อนกลับตัวใหม่ที่มีเมตริกซ์  $H \neq 0$  อาจทำให้เราบรรลุวัตถุประสงค์ที่ต้องการได้ อย่างไรก็ตามการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับโดยที่เมตริกซ์  $H \neq 0$  มีความยุ่งยากเพิ่มขึ้นกว่าเดิม เนื่องจากความสัมพันธ์ของปริมาณต่างๆ มีความซับซ้อนดังสมการที่ (2.9)-(2.13) แนวทางหนึ่งที่เราสามารถใช้ในการออกแบบคือการพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วกับค่าความคลาดเคลื่อนของความต้านทานสเตเตอร์ตามสมการที่ (2.29) โดยเราจะพยายามออกแบบให้เมตริกซ์การกรองและอัตราขยายป้อนกลับตัวใหม่สอดคล้องตามเงื่อนไขเสถียรภาพ (Stable Zero และ Stable Pole) และให้ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วมีค่าต่ำ

ตัวอย่างเมตริกซ์การกรองและอัตราขยายป้อนกลับที่สอดคล้องตามสมการที่ (3.2)-(3.3) แสดงได้ดังสมการที่ (3.4)

$$\begin{aligned} \Pi &= k_\alpha \frac{R_r}{L_r} * I + k \hat{\omega}_{mR} * J = k_\alpha \frac{R_r'}{M'} * I + k \hat{\omega}_{mR} * J \quad ; \quad k_\alpha, k > 0 \\ H &= k_1 \frac{R_r}{L_r} * I + k \hat{\omega}_s * J = k_1 \frac{R_r'}{M'} * I + k \hat{\omega}_s * J \quad ; \quad k_1, k > 0 \end{aligned} \quad (3.4)$$

โดยที่  $k_\alpha - k_1 = k$

สำหรับแนวทางในการเลือกค่า  $k_\alpha, k_\beta$  และ  $k$  นั้น เราจะพิจารณาค่าความผิดพลาดของความเร็วตามสมการที่ (2.29) ให้มีค่าน้อย ในขณะที่เดียวกันก็จะพิจารณาดำแหน่งศูนย์ของ  $G'_{22}(s)$  ให้อยู่ห่างจากแกนจินตภาพมากเพื่อไม่ให้ขั้วของระบบประมาณค่าความเร็วอยู่ใกล้แกนจินตภาพมากจนทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วเกิดการแกว่ง

จากสมการที่ (2.29) เมื่อแทนความสัมพันธ์  $\omega_s = \frac{R_r}{L_r} \cdot \frac{i_{sq}}{i_{mr}} = \frac{R'_r}{M'} \cdot \frac{i_{sq}}{i_{mr}}$  และจัดรูปใหม่ดังสมการที่ (3.5) จะพบว่าถ้าเราเลือก  $k$  ที่มีค่าน้อยๆ และ  $k_\alpha$  ที่มีค่ามากๆ จะทำให้ระบบมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานสเตเตอร์มาก

$$\Delta\omega_m = \left\{ \frac{(R'_r{}^2 - M'{}^2\omega_s^2)}{R'_r M'} + \frac{2\omega_s\omega_{mR}(k+1)}{(k_\alpha+1)\frac{R'_r}{M'}} - \frac{2\omega_s \left[ k \left( \frac{R'_r}{M'} \right)^2 + k(p\omega_m)^2 + p\omega_m\omega_{mR} \right]}{(k_\alpha+1)\frac{R'_r}{M'}\omega_{mR}} \right\} \cdot \left( \frac{i_{sd}}{\omega_{mR}P \|\hat{\lambda}_r\|} \Delta R_s \right) \quad (3.5)$$

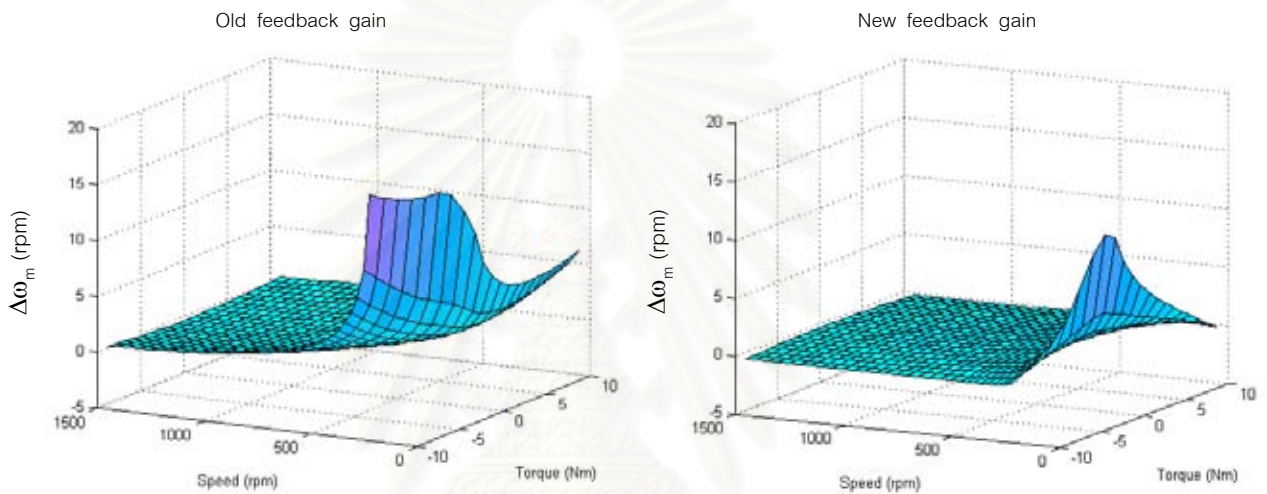
อย่างไรก็ตามหากเราพิจารณสมการที่ (2.29) จะพบว่าศูนย์ของ  $G'_{22}(s)$  มีทั้งหมด 3 ตัว ( $z_1, z_1^*, z_2$ ) ในจำนวนนี้เป็นจำนวนเชิงซ้อน 2 ตัว ( $z_1, z_1^*$ : ซึ่งเป็นคู่สังยุคและจะอยู่ใกล้แกนจินตภาพมาก ถ้ามอเตอร์มีความเร็วต่ำๆ) และเป็นจำนวนจริง 1 ตัว ( $z_2$ : ซึ่งอยู่ไกลจากแกนจินตภาพมาก) เมื่อเราประมาณ  $|\text{Re}\{z_1\}| \ll |z_2|$  และ  $|\text{Re}\{z_1\}| \ll |\text{Im}\{z_1\}|$  จะพบว่าตำแหน่งศูนย์ที่เป็นคู่สังยุค(พิจารณาเฉพาะ  $\text{Re}\{z_1\}$ ) มีค่าโดยประมาณดังสมการที่ (3.6)

$$\text{Re}\{z_1\} \cong -k \frac{\left[ \left( \frac{R'_r}{M'} \right)^2 + (p\omega_m)^2 \right]}{2(k_\alpha+1)\frac{R'_r}{M'}} \quad (3.6)$$

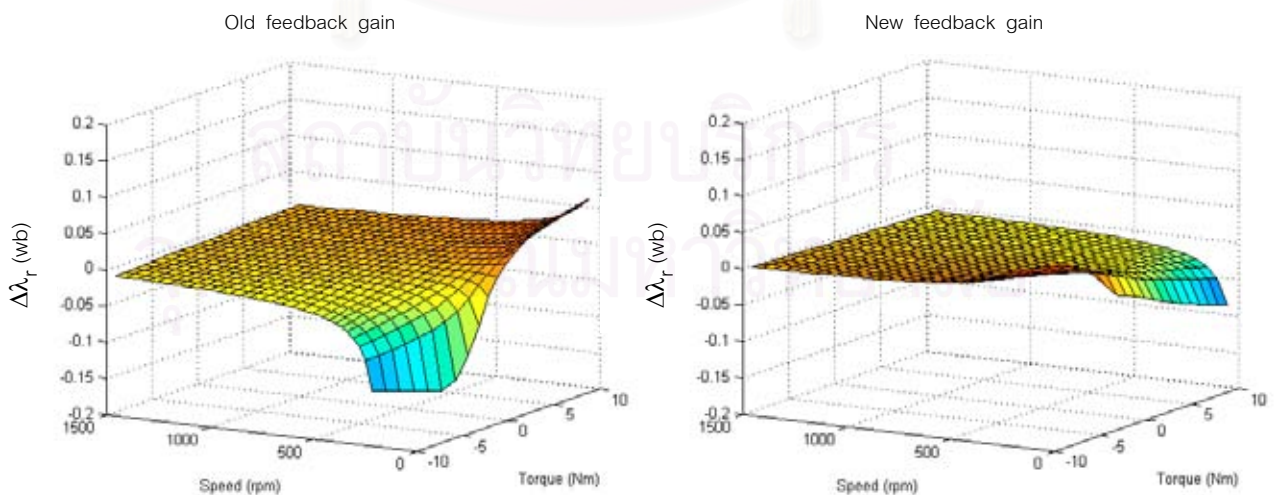
สมการที่ (3.6) แสดงให้เห็นว่าที่ความเร็วต่ำๆ ถ้าเราเลือก  $k$  มีค่าน้อยๆ และ  $k_\alpha$  มีค่ามากๆ อาจจะทำให้ตำแหน่งของศูนย์ที่เป็นคู่สังยุคอยู่ใกล้แกนจินตภาพมาก ส่งผลให้ระบบแกว่งจนอาจขาดเสถียรภาพในที่สุดดังนั้นการกำหนดค่า  $k$  และ  $k_\alpha$  จึงต้องพิจารณาอย่างรอบคอบ ในที่นี้เรากำหนดให้  $k=0.5$  และให้  $k_\alpha=10$  ซึ่งเมื่อลองพิจารณาดำแหน่งศูนย์ของ  $G'_{22}(s)$  ในย่านความเร็วต่ำมากเช่นที่  $\omega_m=10$  rad/s จะได้ค่า  $\text{Re}\{z_1\} \cong -1.5$  ซึ่งนับว่าอยู่ห่างจากแกนจินตภาพอยู่พอสมควร ดังนั้นตัวอย่างเมตริกซ์การกรองและอัตราขยายป้อนกลับตัวใหม่ที่เหมาะสมตัวอย่างหนึ่งจึงมีค่าแสดงได้ดังสมการที่ (3.7)

$$\begin{aligned} \Pi &= 10 \cdot \frac{R'_r}{M'} * I + 0.5 \cdot \hat{\omega}_{mR} * J \\ H &= 9.5 \cdot \frac{R'_r}{M'} * I + 0.5 \cdot \hat{\omega}_s * J \end{aligned} \quad (3.7)$$

เมื่อเปรียบเทียบอัตราขยายแบบเดิม (สมการที่ (3.1)) กับแบบใหม่ (สมการที่ (3.7)) พบว่าในช่วงความถี่ต่ำ ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเมื่อใช้อัตราขยายแบบใหม่มีค่าลดลงดังแสดงในรูปที่ 3.2 และเมื่อเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์พบว่าอัตราขยายแบบใหม่ประมาณค่าฟลักซ์ได้ถูกต้องมากกว่าแบบเดิมดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.2 ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเปรียบเทียบระหว่างอัตราขยายแบบเดิมกับแบบใหม่



รูปที่ 3.3 ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์ ( $\Delta\lambda_r = \lambda_r - \lambda'_r$ ) เปรียบเทียบระหว่างอัตราขยายแบบเดิมกับแบบใหม่

### 3.2 ผลการทดลอง

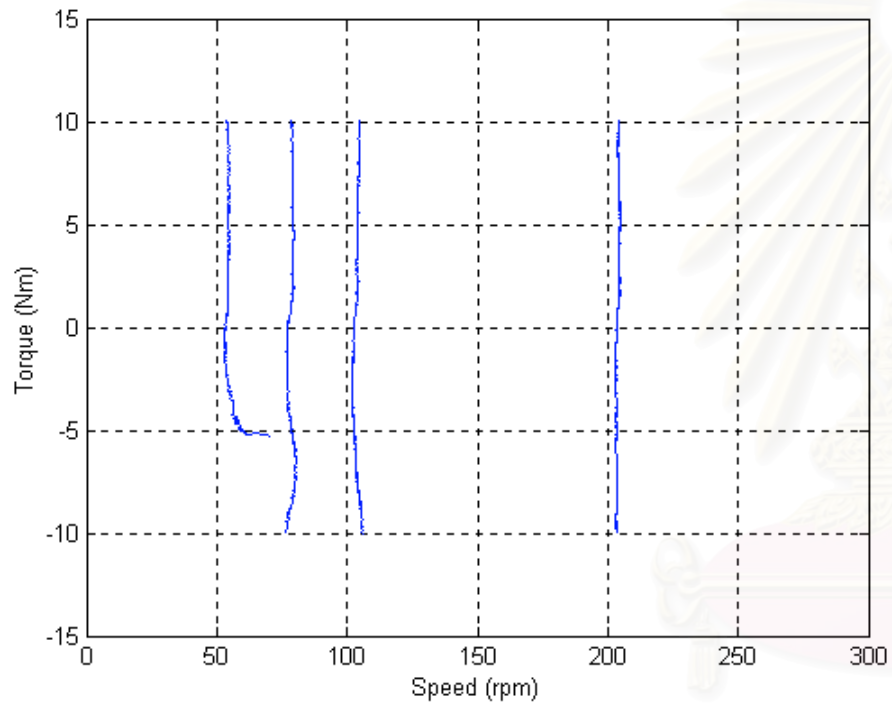
รูปที่ 3.4 - 3.6 เป็นผลการทดสอบระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว ณ จุดทำงานต่างๆ โดยแสดงเป็นความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้อัตราขยายป้อนกลับแบบเดิม และรูปที่ 3.7-3.9 เป็นผลการทดลองในกรณีที่อัตราขยายป้อนกลับที่นำเสนอใหม่เพื่อให้ระบบมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานสเตเตอร์ รูปที่ 3.4 และ 3.7 เป็นกรณีที่ความต้านทานสเตเตอร์ไม่มีความคลาดเคลื่อน ส่วนรูปที่ 3.5 และ 3.8 เป็นกรณีที่ความต้านทานสเตเตอร์มีความคลาดเคลื่อน ( $\Delta R_s = R_s - \hat{R}_s$ ) ประมาณ +14% และรูปที่ 3.6 และ 3.9 เป็นกรณีที่ความต้านทานสเตเตอร์มีความคลาดเคลื่อนประมาณ -8% เหตุผลที่เลือกใช้ค่าความคลาดเคลื่อนของความต้านทานสเตเตอร์ดังกล่าวในการทดสอบก็เนื่องจากเราต้องการทดสอบระบบเมื่อความต้านทานสเตเตอร์ของมอเตอร์จริงมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่าค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่ใช้ในตัวควบคุมเวกเตอร์ โดยเราจะสมมติสถานการณ์ที่อาจจะเกิดขึ้นจริงใน 2 ลักษณะ ในกรณีแรกนั้นเราจะสมมติให้มอเตอร์จริงทำงานที่อุณหภูมิ  $75^{\circ}\text{C}$  ซึ่งเป็นจุดทำงานที่ใช้ในการออกแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำ ส่วนค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่ใช้ในตัวควบคุมจะอ้างอิงที่อุณหภูมิ  $40^{\circ}\text{C}$  ซึ่งเป็นอุณหภูมิห้องที่กำหนดไว้ในป้ายชื่อ (Name plate) ของมอเตอร์ เมื่อคำนวณค่าความคลาดเคลื่อนของความต้านทานสเตเตอร์ที่ความแตกต่างของอุณหภูมิทั้งสองจะได้ค่าความคลาดเคลื่อนเป็น +14% ส่วนกรณีที่สองเป็นกรณีที่ค่าความต้านทานสเตเตอร์ของมอเตอร์จริงมีค่าน้อยกว่าค่าที่ใช้ในการควบคุม ซึ่งเราจะสมมติให้มอเตอร์จริงทำงานที่อุณหภูมิ  $20^{\circ}\text{C}$  ดังนั้นค่าความคลาดเคลื่อนของความต้านทานสเตเตอร์จึงมีค่าเป็น -8% อย่างไรก็ตามในการทดลองการทำให้มอเตอร์มีอุณหภูมิ  $75^{\circ}\text{C}$  และ  $20^{\circ}\text{C}$  เป็นเรื่องยุ่งยาก ดังนั้นเราจึงกำหนดให้ค่าความต้านทานสเตเตอร์ในตัวควบคุมมีค่าที่อุณหภูมิ  $75^{\circ}\text{C}$  และ  $20^{\circ}\text{C}$  แทนแล้วรักษาอุณหภูมิของมอเตอร์จริงที่  $40^{\circ}\text{C}$  ซึ่งให้ค่าความคลาดเคลื่อนเช่นเดียวกับความต้องการในการทดสอบข้างต้น จากผลการทดลองที่ได้เราพบว่าการใช้อัตราขยายป้อนกลับที่นำเสนอใหม่จะช่วยลดความผิดพลาดในการควบคุมความเร็วได้และช่วยให้ระบบสามารถทำงานในย่านเบรกแบบคืนพลังงาน (แรงบิดเป็นลบ) ได้กว้างขึ้นโดยสังเกตได้จากเส้นกราฟความเร็ว-แรงบิดในย่านความเร็วต่ำ

รูปที่ 3.10-3.16 เป็นผลการทดลองแสดงผลตอบสนองสถานะชั่วคราวสำหรับระบบที่ใช้อัตราขยายป้อนกลับที่นำเสนอใหม่โดยค่า  $\Delta R_s = 0$  ในรูปที่ 3.10-3.11 เราทำการเร่งและลดความเร็วระหว่างความเร็ว 200 และ 1200 rpm ในที่นี้เราให้ความเร็วคำสั่งมีลักษณะเป็นฟังก์ชันของพาราโบลาแทนความเร็วคำสั่งที่เป็นแบบขั้นเพื่อลดการกระชากในช่วงต้นของการเร่งหรือลดความเร็ว จะเห็นได้ว่าระบบใช้เวลาในการตอบสนองประมาณ 200 ms และความเร็วประมาณสามารถติดตามค่าความเร็วจริงที่มีการเปลี่ยนแปลงได้เป็นอย่างดี รูปที่ 3.12-3.13 เป็นรูปแสดงผลตอบสนองสถานะชั่วคราวโดยทำการกลับทิศทางการหมุนระหว่างความเร็ว +1450 rpm และ -1450 rpm เห็นได้ว่าระบบสามารถควบคุมให้มอเตอร์ติดตาม

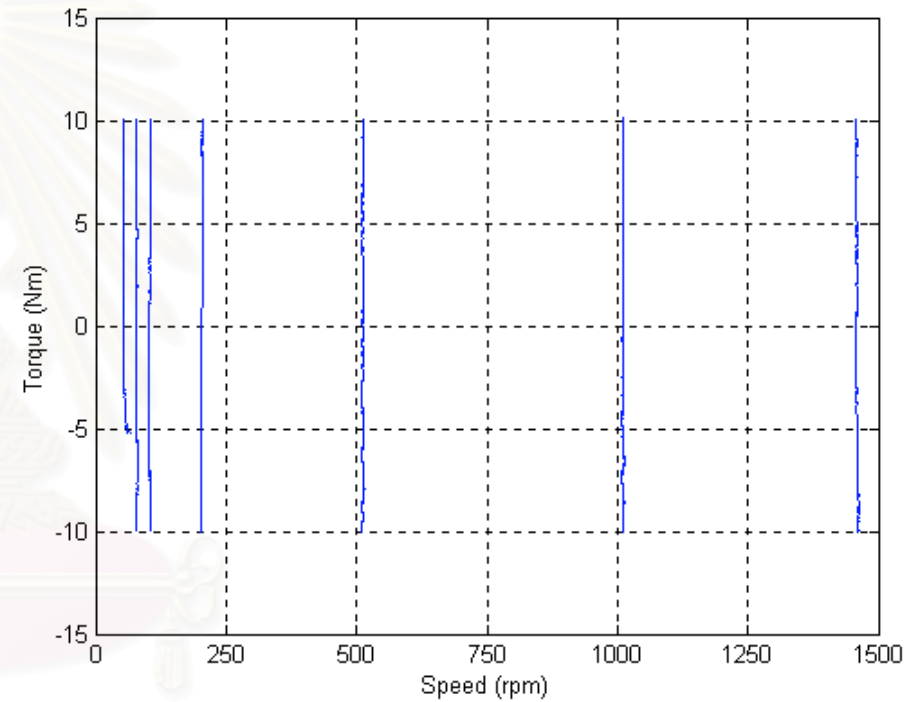
ความเร็วคำสั่งได้เป็นอย่างดี รูปที่ 3.14-3.16 เป็นรูปแสดงผลตอบสนองสภาวะชั่วครู่โดยใส่ โหลดพิกัดให้แก่มอเตอร์ที่ความเร็ว 100, 500 และ 1200 rpm ตามลำดับ จะพบว่าในขณะใส่ โหลดความเร็วมอเตอร์มีค่าลดลงแต่ระบบสามารถควบคุมความเร็วให้กลับมาสู่ค่าความเร็วคำสั่งได้



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

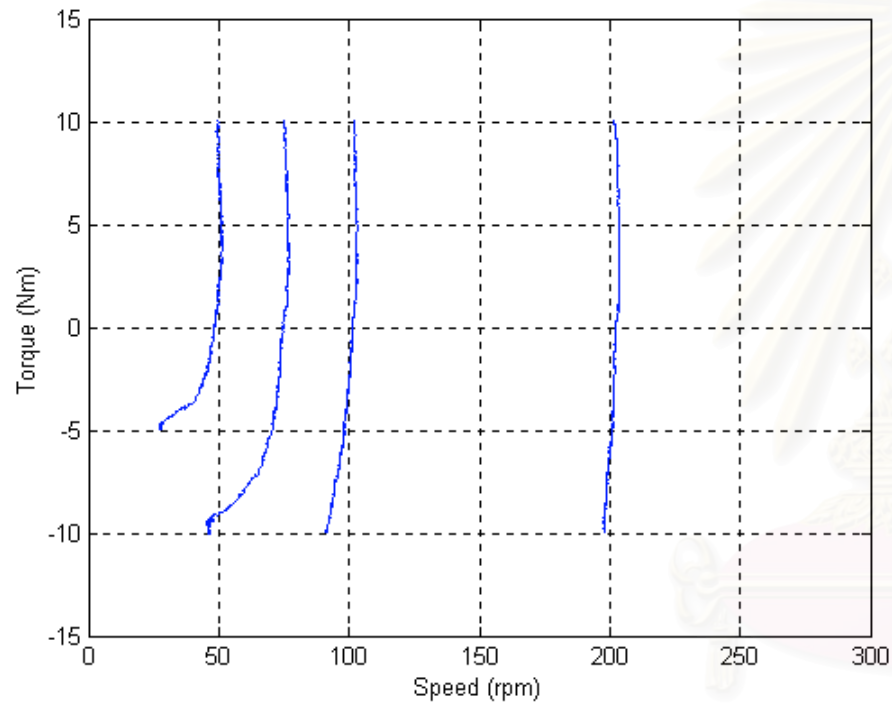


(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

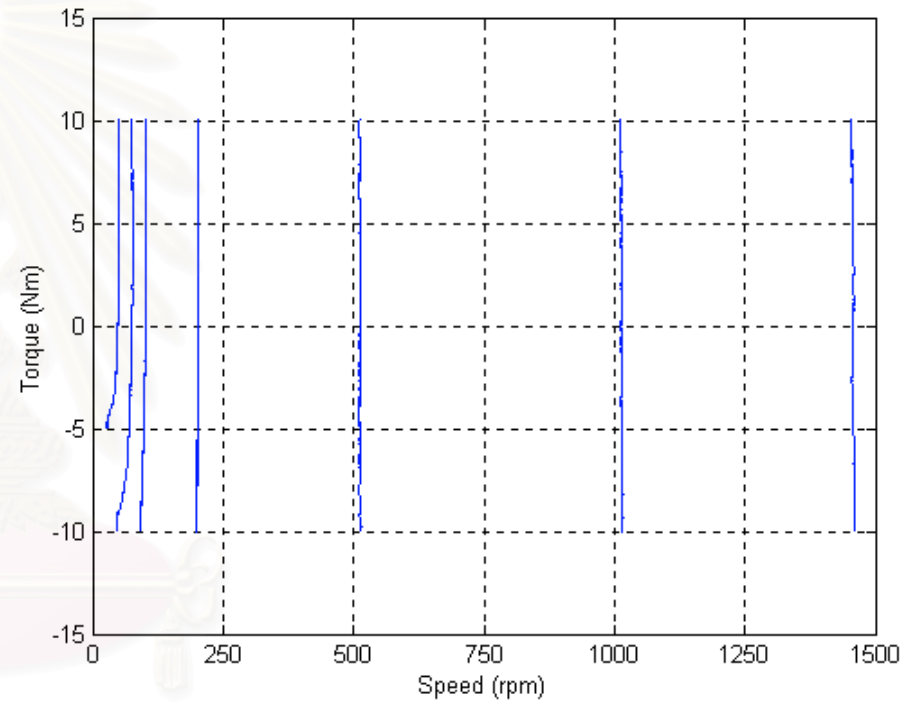


(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

รูปที่ 3.4 ผลการทดลองแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้อัตราขยายแบบเต็มและ  $\Delta R_s = 0\%$

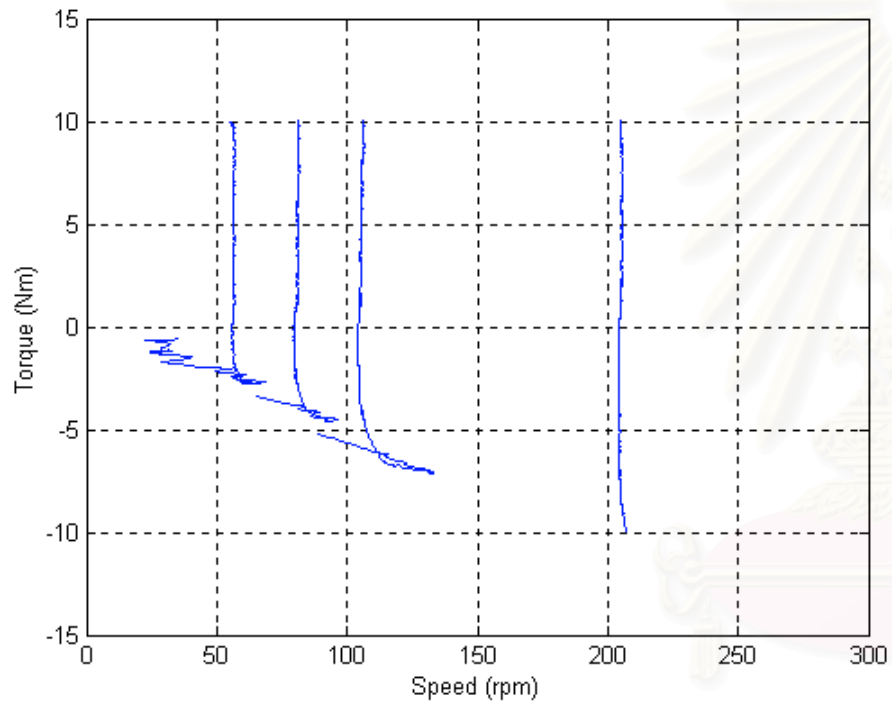


(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

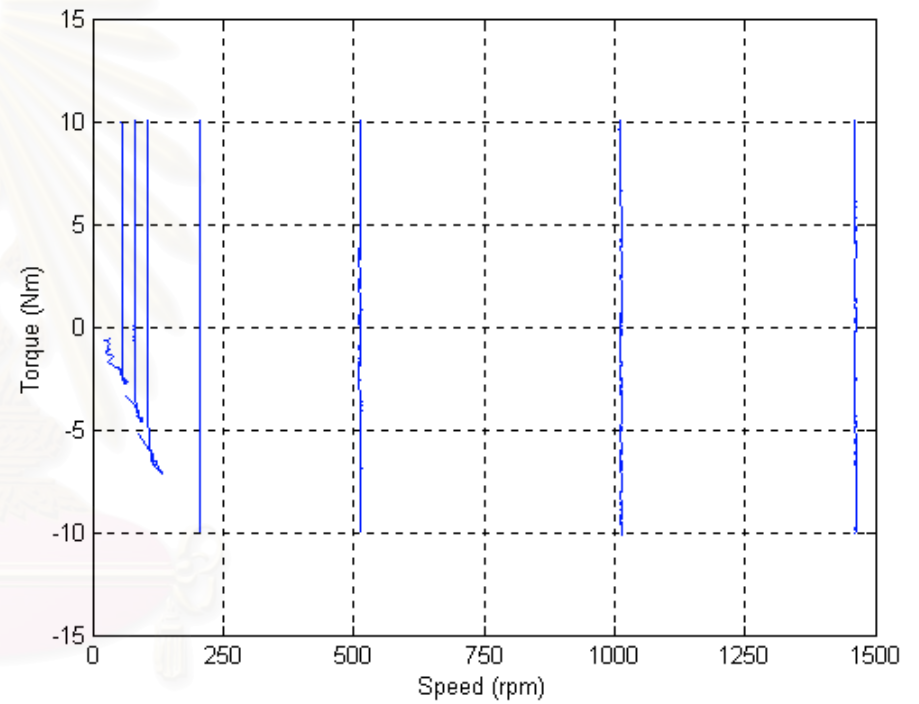


(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

รูปที่ 3.5 ผลการทดลองแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้อัตราขยายแบบเต็มและ  $\Delta R_s = +14\%$



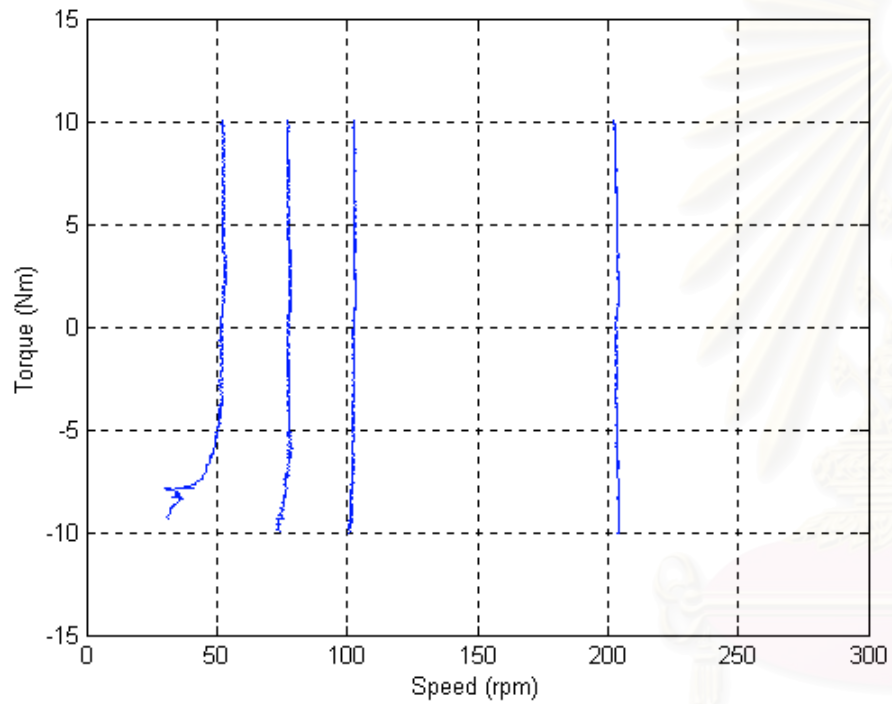
(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ



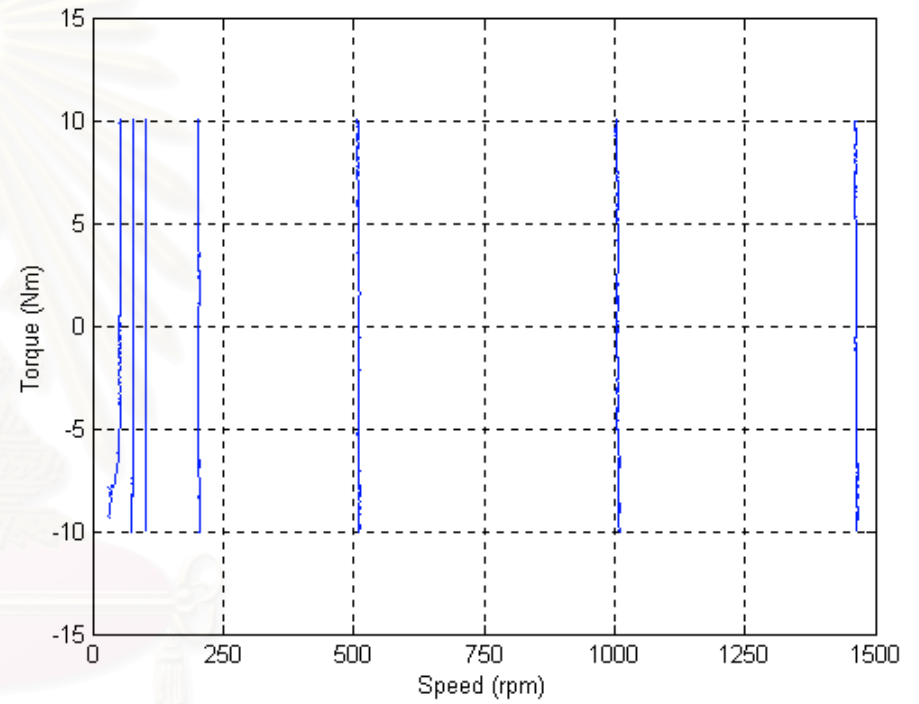
(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

รูปที่ 3.6 ผลการทดลองแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้อัตราขยายแบบเดิมและ  $\Delta R_s = -8\%$



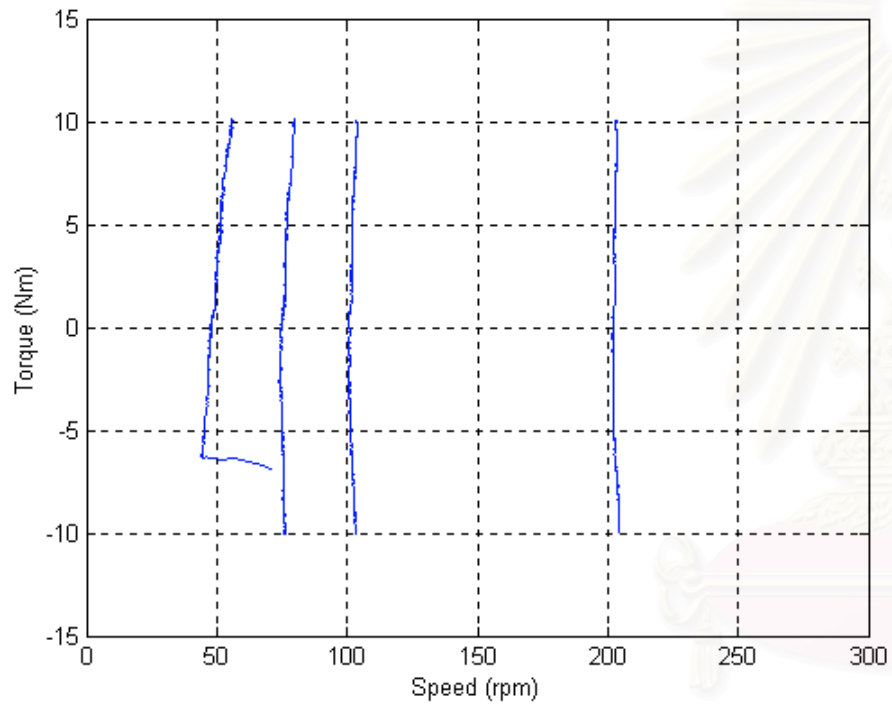


(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

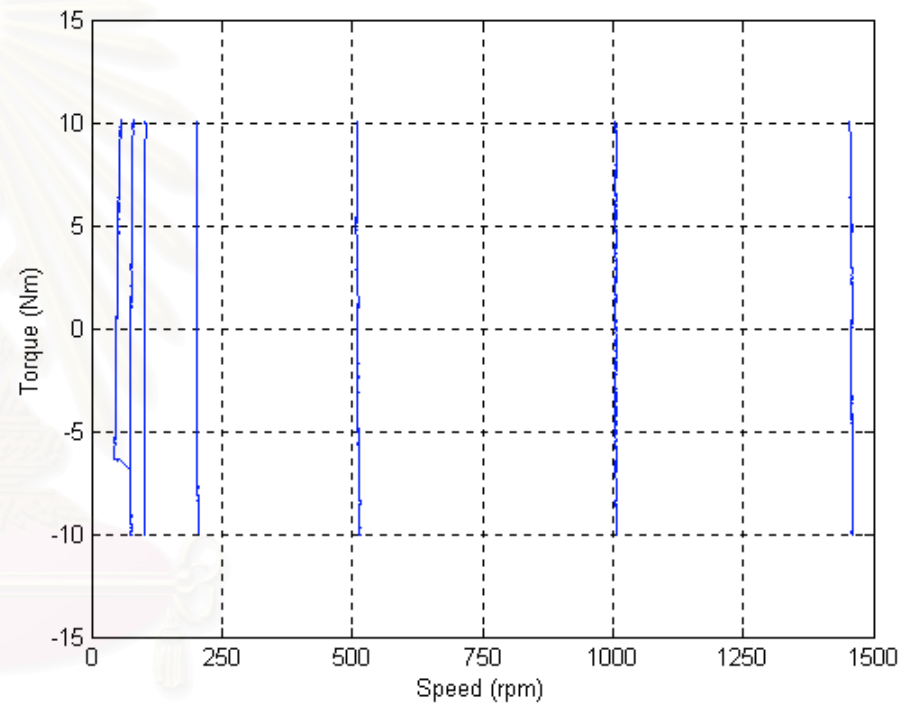


(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

รูปที่ 3.7 ผลการทดลองแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้อัตราขยายที่มีความคงทนและ  $\Delta R_s = 0\%$

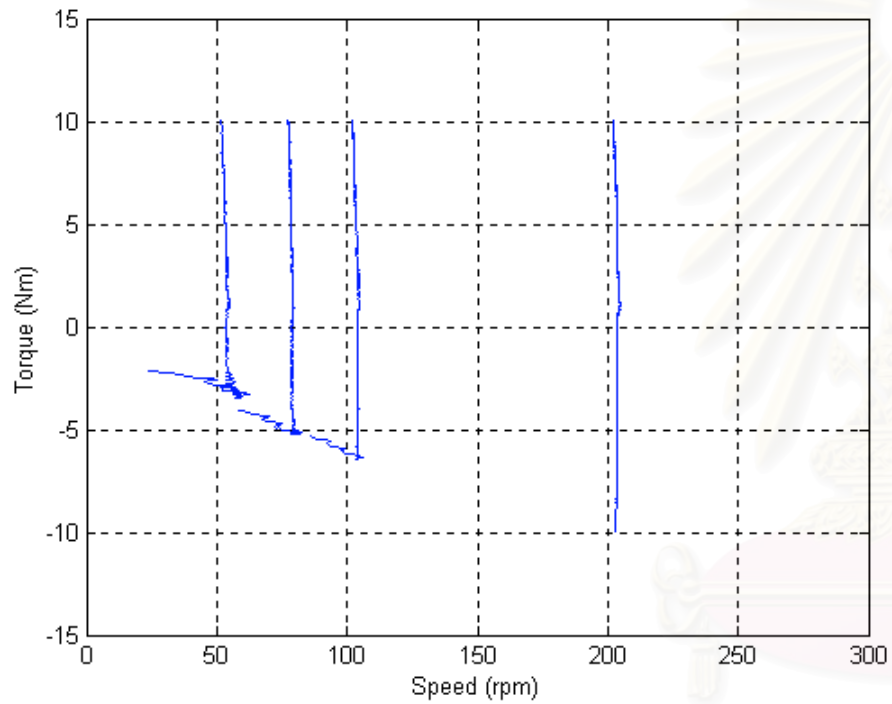


(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

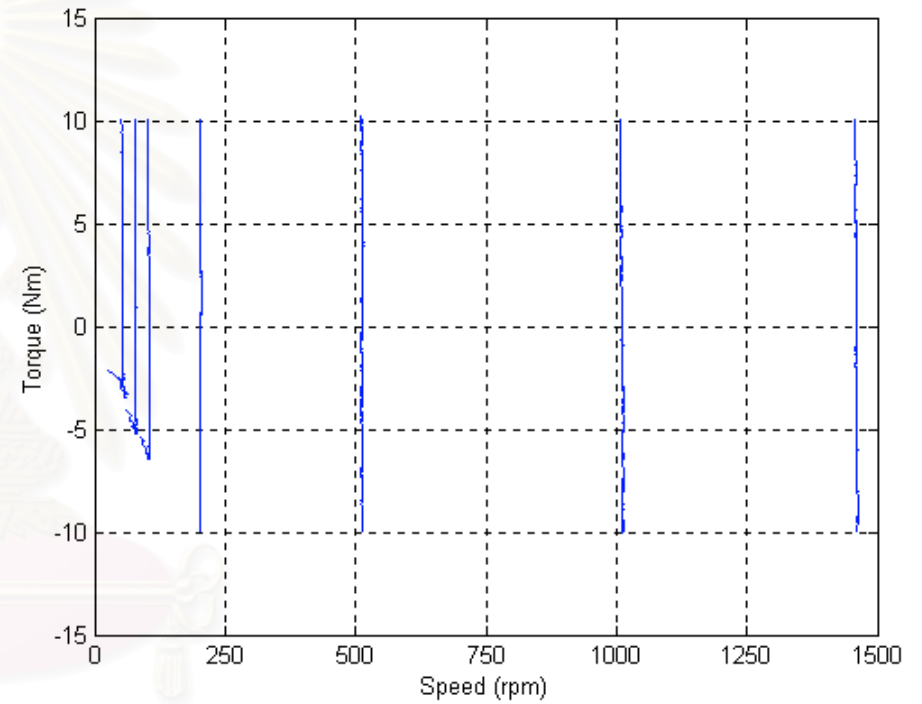


(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

รูปที่ 3.8 ผลการทดลองแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้ตัวขยายที่มีความคงทนและ  $\Delta R_s = +14\%$



(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

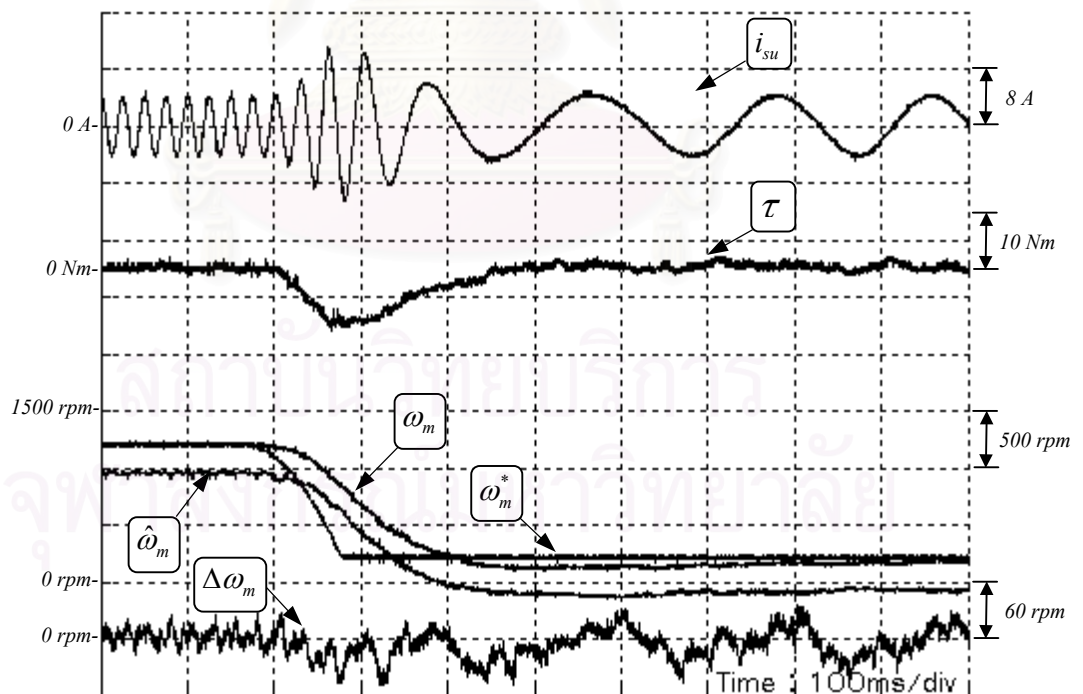


(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

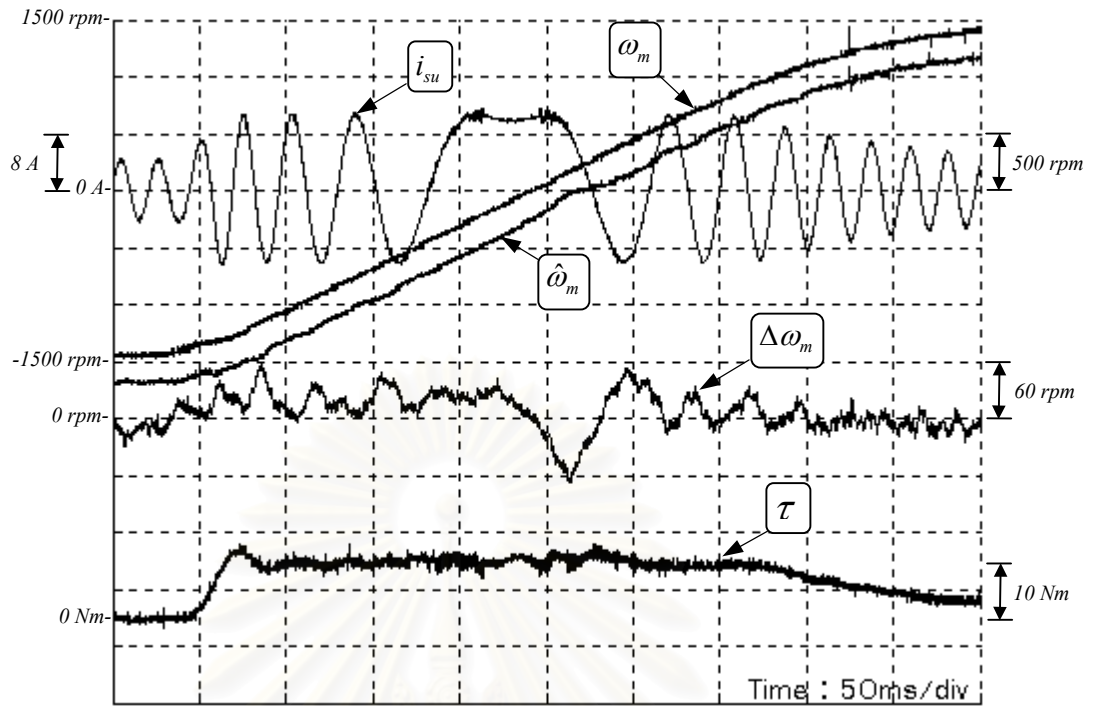
รูปที่ 3.9 ผลการทดลองแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้อัตราขยายที่มีความคงทนและ  $\Delta R_s = -8\%$



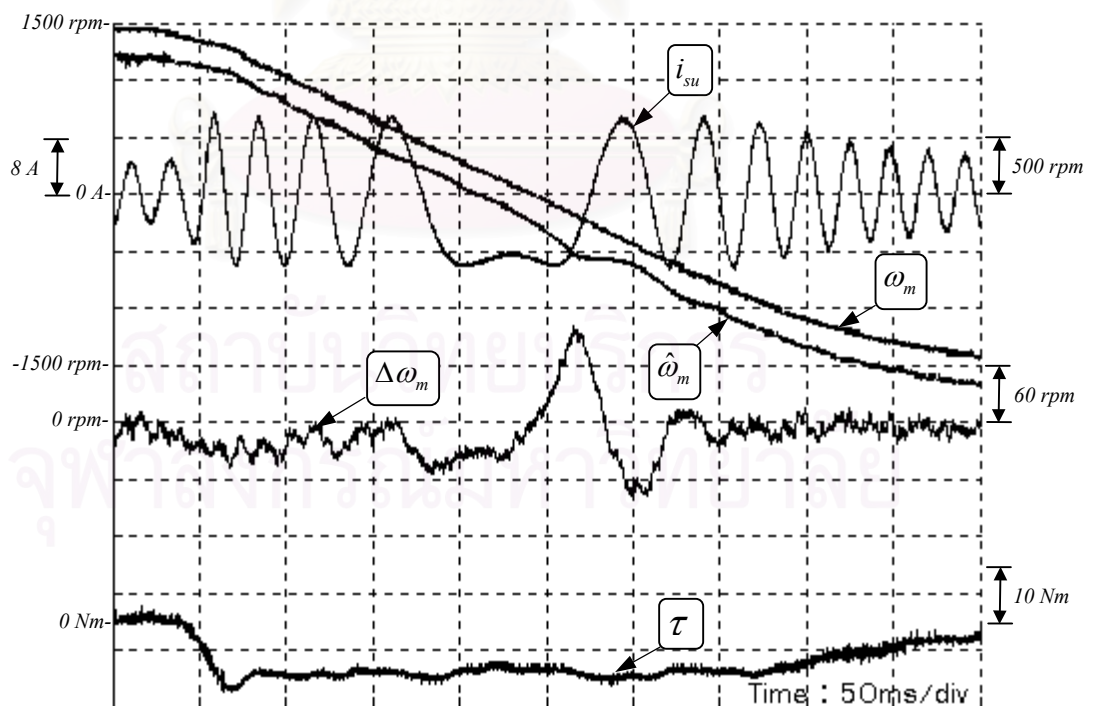
รูปที่ 3.10 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะเร่งความเร็วของมอเตอร์จาก 200 ไป 1200 rpm ( $\Delta R_s = 0$ )



รูปที่ 3.11 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1200 ไป 200 rpm ( $\Delta R_s = 0$ )



รูปที่ 3.12 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วครู่ขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก -1450 ไป +1450 rpm ( $\Delta R_s = 0$ )



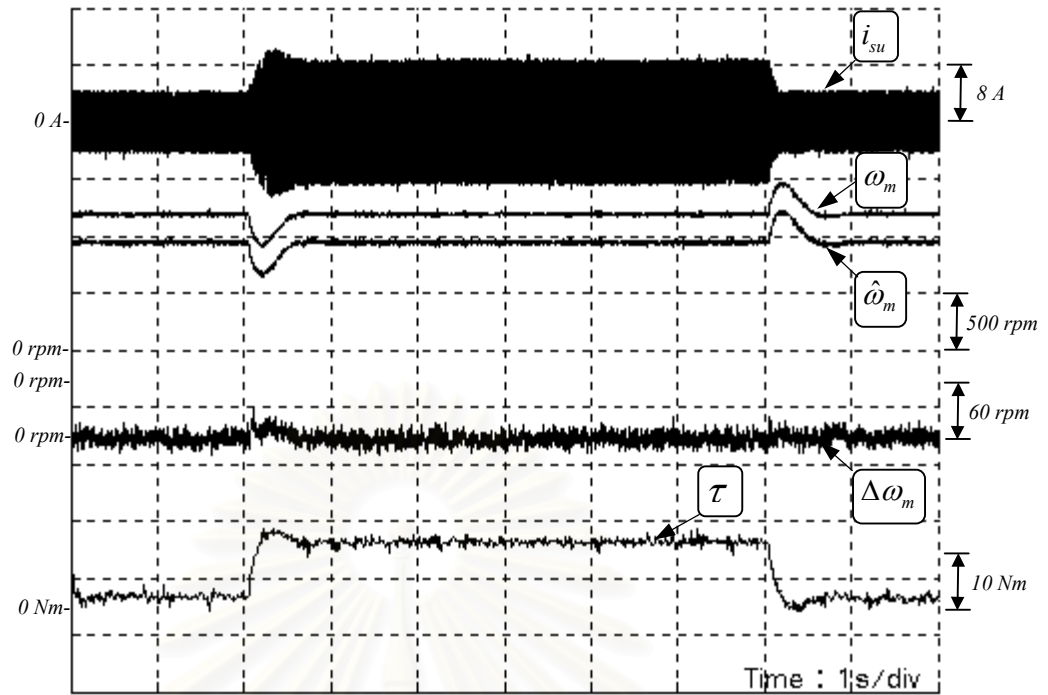
รูปที่ 3.13 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วครู่ขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก +1450 ไป -1450 rpm ( $\Delta R_s = 0$ )



รูปที่ 3.14 ผลตอบสนองของสถานะชั่วครู่ขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 100 rpm ( $\Delta R_s = 0$ )



รูปที่ 3.15 ผลตอบสนองของสถานะชั่วครู่ขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 500 rpm ( $\Delta R_s = 0$ )



รูปที่ 3.16 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วครู่ขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 1200 rpm ( $\Delta R_s = 0$ )

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทที่ 4

### ระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่มีการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์

ในบทนี้เราจะกล่าวถึงการแก้ไขผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ไปพร้อมกับประมาณค่าความเร็ว ทั้งนี้ผู้วิจัยจะนำเสนอแนวคิดใหม่ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณที่วงรอบการประมาณค่าความเร็วและวงรอบการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์มีการเชื่อมโยงกัน ผลสุดท้ายเราจะได้เงื่อนไขในการออกแบบระบบเพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพทุกย่านการทำงานซึ่งจะทดสอบความถูกต้องด้วยผลทดลองจริง

#### 4.1 การประมาณค่าความเร็วและความต้านทานสเตเตอร์

การออกแบบอัตราขยายใหม่ที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 เพื่อให้ระบบมีคุณสมบัติความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานสเตเตอร์นี้ชี้ให้เห็นว่าเราสามารถปรับปรุงระบบได้ดีขึ้นในระดับหนึ่งแต่ไม่สามารถกำจัดค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วให้เป็นศูนย์ได้และแม้ว่าอัตราขยายป้อนกลับที่มีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงความต้านทานสเตเตอร์ช่วยให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้นแต่ระบบยังคงขาดเสถียรภาพได้เมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็วโรเตอร์ฟลักซ์ต่ำๆ เนื่องจากค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่ใช้ในตัวสังกะตมีค่าไม่ตรงกับค่าความต้านทานของมอเตอร์ซึ่งมีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิอยู่ตลอดเวลา ดังนั้นการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ไปพร้อมกับประมาณค่าความเร็วโรเตอร์จึงเป็นสิ่งที่จำเป็นสำหรับการแก้ไขปัญหานี้

นำสมการที่ (2.27) ซึ่งเป็นสมการที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความคลาดเคลื่อนของค่าฟลักซ์เทียบกับความคลาดเคลื่อนของค่าความเร็วและความต้านทานสเตเตอร์นำมาแสดงใหม่ดังสมการที่ (4.1)

$$e = \hat{\lambda}'_r - \lambda'_r = G(s) p J \hat{\lambda}'_r (\hat{\omega}_{m4} - \omega_m) + R(s) i_s (\hat{R}'_s - R_s) \quad (4.1)$$

โดยที่

$$G(s) = [s^2 I + s(\Pi - A_{22}) - A_{22}(\Pi - H)]^{-1}$$

$$R(s) = [sI - A_{22}][s^2 I + s(\Pi - A_{22}) - A_{22}(\Pi - H)]^{-1}$$



จากสมการที่ (4.1) เราจะประมาณค่าความเร็วและความต้านทานสเตเตอร์ โดยอาศัยวิธีที่เรียกว่าเกรเดียนต์อัลกอริทึม (Gradient algorithm) ดังแสดงในสมการที่ (4.2)-(4.3) ตามลำดับ

$$\hat{\omega}_m = -(k_p + k_i \int dt) \{ (w_1)^T (\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) \} \quad (k_p, k_i > 0) \quad (4.2)$$

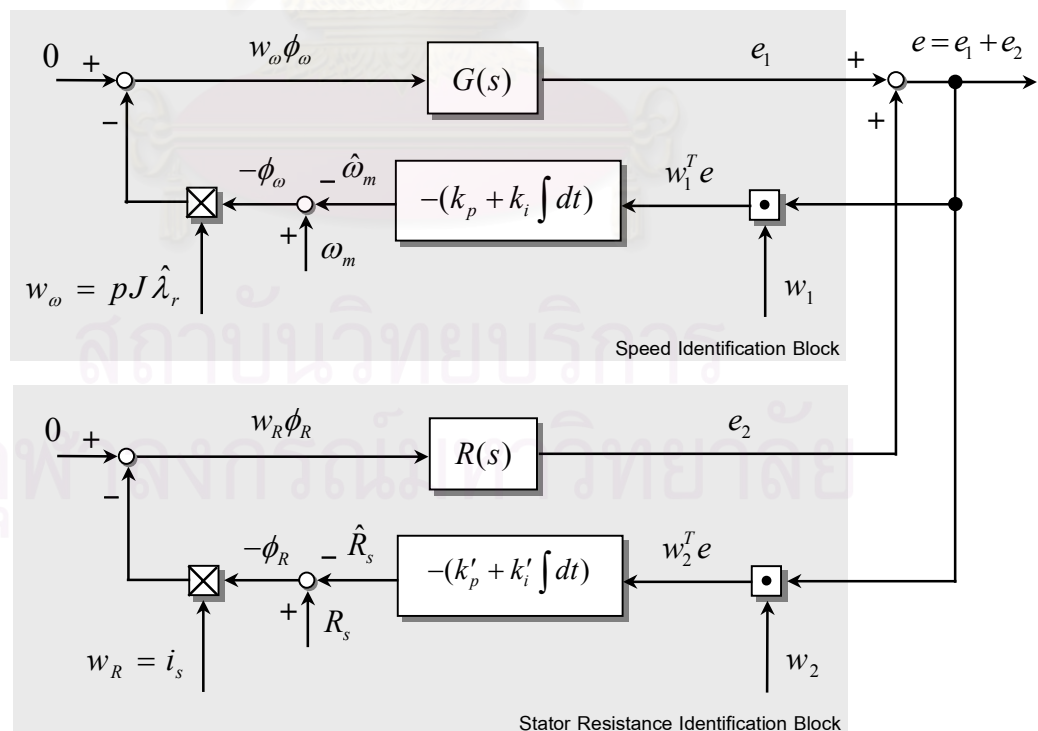
$$\hat{R}_s = -(k'_p + k'_i \int dt) \{ (w_2)^T (\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) \} \quad (k'_p, k'_i > 0) \quad (4.3)$$

โดยที่

$w_1$  : รีเกรสเซอร์ที่ใช้ในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์

$w_2$  : รีเกรสเซอร์ที่ใช้ในการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์

อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาสมการค่าความผิดพลาดด้านออกตามสมการที่ (4.1) และสมการประมาณค่าพารามิเตอร์ตามสมการที่ (4.2)-(4.3) จะพบว่าการทำงานที่ประมาณทั้งค่าความเร็วและค่าความต้านทานสเตเตอร์ไปพร้อมกันจะทำให้เกิดการเชื่อมโยงกันระหว่างวงรอบประมาณทั้งสองส่วนดังแสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งมีโอกาสที่ระบบจะขาดเสถียรภาพได้ ดังนั้นเราจำเป็นต้องวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าพารามิเตอร์นี้



รูปที่ 4.1 วงรอบการประมาณค่าความเร็วและความต้านทานสเตเตอร์

#### 4.2 การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วและความต้านทานสเตเตอร์

นำสมการที่ (4.1) มาเขียนใหม่ได้เป็นสมการที่ (4.4) โดย  $\hat{G}(\cdot)$  และ  $\hat{R}(\cdot)$  หมายถึงฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  และ  $R(s)$  ที่แสดงในรูปตัวปฏิบัติการในโดเมนเวลาตามลำดับ

$$e = \hat{\lambda}'_r - \lambda'_r = e_1 + e_2 = \hat{G}(w_\omega \phi_\omega) + \hat{R}(w_R \phi_R) \quad (4.4)$$

โดยที่  $e_1 = \hat{G}(w_\omega \phi_\omega), e_2 = \hat{R}(w_R \phi_R), w_\omega(t) = pJ\hat{\lambda}'_r, w_R(t) = i_s$

และ  $\phi_\omega = \hat{\omega}_m - \omega_m, \phi_R = \hat{R}_s - R_s$

นำสมการที่ (4.2) และ (4.3) มาเขียนในรูปเมตริกซ์สมการอนุพันธ์โดยแทนค่า  $\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r$  จากสมการที่ (4.4) ได้ดังสมการที่ (4.5)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m \\ \hat{R}_s \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \left\{ \frac{d}{dt} k_p(w_1)^T e_1 + k_i(w_1)^T e_1 \right\} + \left\{ \frac{d}{dt} k_p(w_1)^T e_2 + k_i(w_1)^T e_2 \right\} \\ \left\{ \frac{d}{dt} k'_p(w_2)^T e_1 + k'_i(w_2)^T e_1 \right\} + \left\{ \frac{d}{dt} k'_p(w_2)^T e_2 + k'_i(w_2)^T e_2 \right\} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

โดยสมมติว่าความเร็วและความต้านทานสเตเตอร์เปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ( $d\omega_m/dt \approx 0, dR_s/dt \approx 0$ ) เราสามารถจัดรูปสมการที่ (4.5) ได้ใหม่ดังในสมการที่ (4.6)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_\omega \\ \phi_R \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} k_p(w_1)^T e_1 + k_p(w_1)^T e_2 \\ k'_p(w_2)^T e_1 + k'_p(w_2)^T e_2 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_i(w_1)^T e_1 + k_i(w_1)^T e_2 \\ k'_i(w_2)^T e_1 + k'_i(w_2)^T e_2 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

เมื่อใช้ Averaging analysis [16] ช่วยวิเคราะห์สมการ (4.6) โดยมีสมมติฐานว่าอัตราขยายการปรับตัว (Adaptation gain)  $k_p, k_i, k'_p, k'_i$  มีค่าน้อยจนการเปลี่ยนแปลงของ  $\hat{\lambda}'_r$  และ  $i_s$  เร็วกว่าการเปลี่ยนแปลงของ  $\phi_\omega$  และ  $\phi_R$  มาก กล่าวคือเกิด Separation of time scale เราจะสามารถประมาณได้ว่า  $e_1 = \hat{G}(w_\omega \phi_\omega) \cong \hat{G}(w_\omega) \phi_\omega, e_2 = \hat{R}(w_R \phi_R) \cong \hat{R}(w_R) \phi_R$  และทำให้เราเขียนสมการที่ (4.6) ในรูปค่าเฉลี่ยได้ดังสมการที่ (4.7) (ดูรายละเอียดในภาคผนวก ง)

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} 1 + k_p \cdot \overline{w_1^T \hat{G}(w_\omega)} & k_p \cdot \overline{w_1^T \hat{R}(w_R)} \\ k'_p \cdot \overline{w_2^T \hat{G}(w_\omega)} & 1 + k'_p \cdot \overline{w_2^T \hat{R}(w_R)} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} (\phi_\omega)_{av} \\ (\phi_R)_{av} \end{bmatrix} \\ & = - \begin{bmatrix} k_i \cdot \overline{w_1^T \hat{G}(w_\omega)} & k_i \cdot \overline{w_1^T \hat{R}(w_R)} \\ k'_i \cdot \overline{w_2^T \hat{G}(w_\omega)} & k'_i \cdot \overline{w_2^T \hat{R}(w_R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\phi_\omega)_{av} \\ (\phi_R)_{av} \end{bmatrix} \quad (4.7) \end{aligned}$$

โดยที่ "....." หมายถึงค่าเฉลี่ยเชิงเวลาใน time scale ของ  $\phi_\omega$  และ  $\phi_R$

$(\dots)_{av}$  หมายถึง ค่าตัวแปรสถานะเมื่อมีการเฉลี่ยเชิงเวลาใน time scale ของ  $\phi_\omega$  และ  $\phi_R$

เพื่อลดความซับซ้อนในการวิเคราะห์ ในที่นี้เราจะเริ่มต้นพิจารณากรณี  $k_p = k_p' = 0$  ก่อน (ในกรณี  $k_p, k_p' \neq 0$  ดูการพิสูจน์ได้ที่ภาคผนวก ค) ทำให้เขียนสมการที่ (4.7) ใหม่ได้ดังสมการที่ (4.8) ซึ่งอยู่ในรูปทั่วไปของระบบออโตโนมัส (Autonomous system) ดังนั้นพารามิเตอร์ที่ประมาณได้จะมีค่าถูกต้อง ( $\phi_\omega$  และ  $\phi_R$  ลู่เข้าสู่ศูนย์) ก็ต่อเมื่อเมตริกซ์  $A$  เป็นเมตริกซ์ที่เสถียร ( $A$  เป็น Hurwitz matrix)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_\omega \\ \phi_R \end{bmatrix}_{av} = - \begin{bmatrix} \overline{k_i \cdot w_1^T \hat{G}(w_\omega)} & \overline{k_i \cdot w_1^T \hat{R}(w_R)} \\ \overline{k_i' \cdot w_2^T \hat{G}(w_\omega)} & \overline{k_i' \cdot w_2^T \hat{R}(w_R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_\omega \\ \phi_R \end{bmatrix}_{av} \quad (4.8)$$

$A$

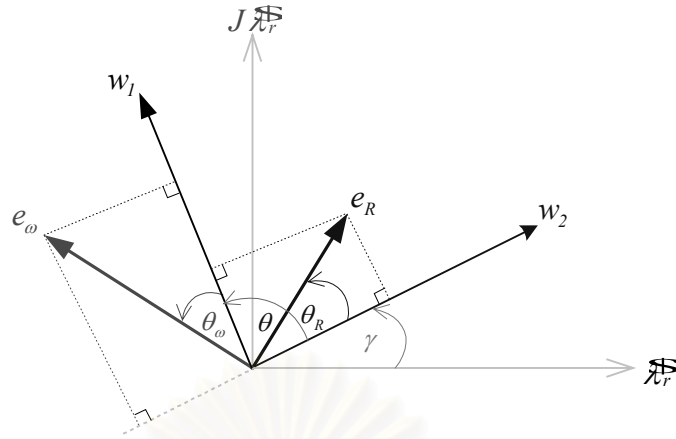
เมตริกซ์  $A$  เป็นเมตริกซ์ที่เสถียรก็ต่อเมื่อส่วนจริงของค่าเจาะจง (Eigenvalue) ของเมตริกซ์  $A$  มีค่าน้อยกว่าศูนย์ ดังนั้นเงื่อนไขที่ทำให้ระบบประมาณค่าพารามิเตอร์มีเสถียรภาพคือ

$$1) \text{Trace}[A] < 0 \quad \Rightarrow \quad \overline{k_i (w_1)^T e_\omega} + \overline{k_i' (w_2)^T e_R} > 0 \quad (4.9)$$

$$2) \det[A] > 0 \quad (4.10)$$

โดยที่  $e_\omega = \hat{G}(w_\omega)$  และ  $e_R = \hat{R}(w_R)$

โดยปรกติเพื่อให้วงรอบประมาณแต่ละส่วนมีเสถียรภาพเราจะต้องออกแบบให้ฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  และ  $R(s)$  มีคุณสมบัติเป็น Strictly Positive Real (SPR) ทำให้  $\overline{(w_\omega)^T e_\omega} > 0$  และ  $\overline{(w_R)^T e_R} > 0$  ตามลำดับดังนั้นสมการที่ (4.9) เป็นจริงเสมอถ้าเราเลือกใช้  $w_1 = w_\omega$  และ  $w_2 = w_R$  ส่วนสมการที่ (4.20) เป็นเงื่อนไขที่ใช้กำหนดความมีเสถียรภาพของการเชื่อมโยงของวงรอบการประมาณค่าความเร็วและความต้านทานสเตเตอร์ สำหรับเงื่อนไขนี้เราจะพิจารณาโดยใช้วิธีทางเรขาคณิตเพื่อหาเงื่อนไขที่ทำให้สมการเป็นจริงโดยอาศัยรูปที่ 4.2 ซึ่งเป็นแผนภาพแสดงความสัมพันธ์ของปริมาณต่างๆ ในรูปแบบสเปซเวกเตอร์ตามสมการที่ (2.5) และสมการที่ (4.4) ในที่นี้พิจารณากรณีอัตราขยายป้อนกลับ  $H = 0$



รูปที่ 4.2 ความสัมพันธ์ของปริมาณต่างๆในรูปแบบสเปซเวกเตอร์

จากรูปที่ 4.2 และสมการที่ (4.8) เราสามารถหาค่า  $\det[A]$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \det[A] &= \left\{ \left[ \left( k_i \cdot \overline{w_1^T \hat{G}(w_\omega)} \right) \left( k'_i \cdot \overline{w_2^T \hat{R}(w_R)} \right) \right] - \left[ \left( k_i \cdot \overline{w_1^T \hat{R}(w_R)} \right) \left( k'_i \cdot \overline{w_2^T \hat{G}(w_\omega)} \right) \right] \right\} \\ &= k_i k'_i \|w_1\| \|w_2\| \|e_\omega\| \|e_R\| \cdot \{ [\cos \theta_\omega \cdot \cos \theta_R] - [\cos(\theta - \theta_R) \cdot \cos(\theta + \theta_\omega)] \} \\ &= k_i k'_i \|w_1\| \|w_2\| \|e_\omega\| \|e_R\| \cdot \{ \sin(\theta + \theta_\omega - \theta_R) \cdot \sin \theta \} \end{aligned} \quad (4.11)$$

โดยที่  $\theta$  คือมุมระหว่างรีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $w_1$  กับ  $w_2$

$\theta_\omega$  คือมุมระหว่างรีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $w_1$  กับ  $e_\omega$

$\theta_R$  คือมุมระหว่างรีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $w_2$  กับ  $e_R$

สมการข้างต้นแสดงให้เห็นว่าเครื่องหมายของ  $\det[A]$  ไม่ขึ้นกับขนาดของ  $w_1, w_2, e_\omega$  และ  $e_R$  แต่จะขึ้นกับมุมเฟสระหว่าง  $w_1$  กับ  $w_2$  (มุม  $\theta$ ) และ  $e_\omega$  กับ  $e_R$  (มุม  $(\theta + \theta_\omega - \theta_R)$ )

เราจึงได้ข้อสรุปว่าการเลือกใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $w_1$  และ  $w_2$  ที่ต่างกันย่อมส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบประมาณค่าพารามิเตอร์ที่วงรอบการประมาณของทั้งสองมีการเชื่อมโยงกัน ตลอดการวิจัยนี้เราเลือกใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $w_1 = pJ\hat{\lambda}_r$  ส่วนการเลือกใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $w_2$  จะพิจารณาในหัวข้อ 4.3

### 4.3 การเลือกรีเกรสเซอร์เวกเตอร์ที่ใช้ในการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์

#### 4.3.1 กรณีที่เลือก $i_s$ เป็นรีเกรสเซอร์เวกเตอร์

เนื่องจากที่ผ่านมามีงานวิจัยจำนวนมากจะเลือกใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $w_2 = w_R = i_s$  [7]-[9] ดังนั้นเราจะพิจารณาความมีเสถียรภาพของระบบประมาณค่าพารามิเตอร์โดยตรวจสอบความสอดคล้องตามเงื่อนไขเสถียรภาพตามสมการที่ (4.9) และ (4.10) ดังนี้

#### เงื่อนไขสมการที่ (4.9)

ในที่นี้เราเลือกใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $w_1 = pJ\hat{\lambda}_r$  สำหรับวงรอบประมาณค่าความเร็วประกอบกับการใช้เมตริกซ์ป้อนกลับ  $\Pi = 0.5 \cdot (R_r/L_r * I + p\hat{\omega}_m * J)$  และ  $H=0$  ทำให้ฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  มีคุณสมบัติเป็น SPR ดังนั้น  $w_1^T e_o = (pJ\hat{\lambda}_r)^T e_o > 0$  เสมอ

ในส่วนวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์จากสมการที่ (4.1) และ (4.4) เมื่อเราพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดด้านนอก  $e_2$  กับค่าความผิดพลาดของความต้านทานสเตเตอร์  $(\hat{R}_s - R_s)$  เราสามารถเขียนสมการได้เป็น

$$e_2 = R(s)i_s(\hat{R}_s - R_s) \quad (4.12)$$

โดยที่  $R(s) = [sI - A_{22}][s^2I + s(\Pi - A_{22}) - A_{22}(\Pi - H)]^{-1}$

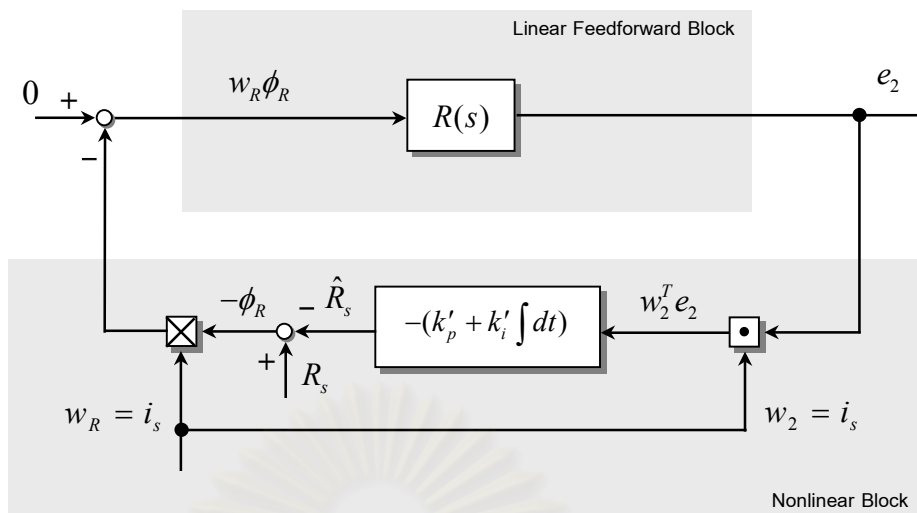
หลังจากแทนค่า  $H=0$  ได้ว่า

$$R(s) = [sI - A_{22}][sI - A_{22}]^{-1}[sI + \Pi]^{-1} = [sI + \Pi]^{-1} \quad (4.13)$$

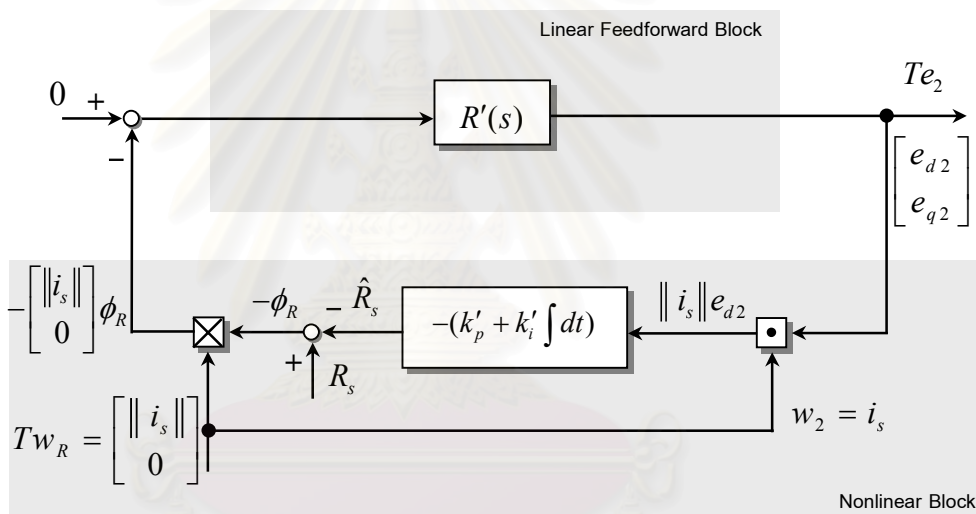
จากสมการที่ (4.12) และ (4.3) เราสามารถเขียนวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ได้ดังรูปที่ 4.3 เมื่อทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงของกระแสสเตเตอร์  $i_s$  (แกน d ของแกนอ้างอิงชี้ในแนวเดียวกันกับ  $i_s$ ) โดยอาศัยเมตริกซ์การแปลง  $T$  เราสามารถเขียนวงรอบประมาณใหม่ดังรูปที่ 4.4

ทั้งนี้  $R'(s)$  คือฟังก์ชันโอนย้าย  $R(s)$  แสดงบนแกนอ้างอิงกระแสสเตเตอร์ โดยเราสามารถหาได้จากความสัมพันธ์ดังนี้

$$R'(s) = TR(s)T^{-1} = \begin{bmatrix} R'_{11}(s) & R'_{12}(s) \\ R'_{21}(s) & R'_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (4.14)$$



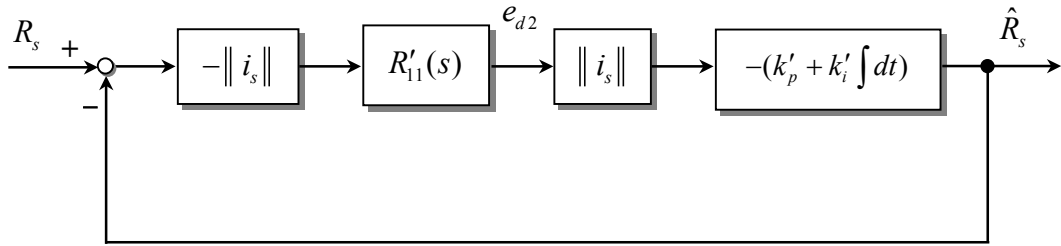
รูปที่ 4.3 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์กรณี  $w_2 = i_s$



รูปที่ 4.4 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงกระแสสเตเตอร์กรณี  $w_2 = i_s$

เมื่อพิจารณารูปที่ 4.4 จะพบว่าค่าความผิดพลาดด้านออก ( $Te_2$ ) มีสององค์ประกอบซึ่งเป็นผลตอบสนองต่อสัญญาณเข้า  $\begin{bmatrix} ||i_s|| \\ 0 \end{bmatrix} \phi_R$  ผ่านฟังก์ชันโอนย้ายเพียง

$R'_{11}(s)$  และ  $R'_{21}(s)$  และเมื่อนำเวกเตอร์  $Te_2$  มาคูณกับปริกเรสเซอร์เวกเตอร์  $i_s$  ก็จะทำให้มีองค์ประกอบของค่าความผิดพลาดด้านออกในแกน d เท่านั้นที่ใช้ในการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ ทำให้เราสามารถเขียนวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ได้ใหม่ในลักษณะสัญญาณเข้าเดี่ยว-ออกเดี่ยว (SISO) ดังรูปที่ 4.5 ทั้งนี้ฟังก์ชันโอนย้าย  $R'_{11}(s)$  คำนวณได้จากสมการที่ (4.15)



รูปที่ 4.5 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์แบบ SISO กรณี  $w_2 = i_s$

$$R'_{11}(s) = \frac{s + \alpha}{(s + \alpha)^2 + (\beta + \hat{\omega}_{mR})^2}, \quad \alpha > 0 \quad (4.15)$$

โดยที่  $\alpha$  และ  $\beta$  คือ องค์ประกอบของเมตริกซ์การกรอง  $\Pi$  ซึ่งได้ออกแบบให้

$$\alpha = k \cdot \left( \frac{R_r}{M'} \right) \quad \text{และ} \quad \beta = k \cdot (p \hat{\omega}_m) ; \quad k > 0$$

รูปที่ 4.5 แสดงให้เห็นว่าหากเราใช้ตัวควบคุมแบบ PI ที่ค่าอัตราขยาย  $k'_p, k'_i$  มีค่าสูงเพียงพอ ระบบอาจขาดเสถียรภาพได้ถ้ามีศูนย์ของฟังก์ชันโอนย้าย  $R'_{11}(s)$  ที่ไม่เสถียรอยู่ แต่เนื่องจากเราออกแบบเมตริกซ์การกรอง  $\Pi$  โดยมีค่า  $\alpha > 0$  ทำให้  $R'_{11}(s)$  มีศูนย์ที่เสถียรทุกย่านการทำงานส่งผลให้ค่า  $\overline{w_2^T e_R} = \overline{(i_s)^T e_R} > 0$  เสมอ ดังนั้นวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่ใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $i_s$  จะเป็นวงรอบที่เสถียรทุกย่านการทำงานสอดคล้องตามเงื่อนไขเสถียรภาพ (4.9)

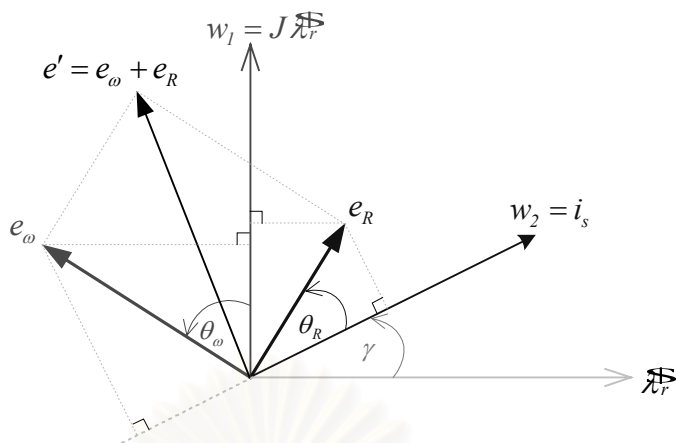
#### เงื่อนไขสมการที่ (4.10)

โดยอาศัยแผนภาพรูปที่ 4.6 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ของปริมาณต่างๆในรูปแบบสเปซเวกเตอร์ เมื่อเราเลือกใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $w_2 = i_s$  ทำให้เราพิจารณาเงื่อนไขเสถียรภาพของระบบตามสมการ (4.10) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{sgn} \{ \det [A] \} &= \text{sgn} \left\{ \left[ \left( (J \hat{\lambda}_r)^T e_\omega \right) \left( (i_s)^T e_R \right) \right] - \left[ \left( (i_s)^T e_\omega \right) \left( (J \hat{\lambda}_r)^T e_R \right) \right] \right\} \\ &= \text{sgn} \left\{ [\cos \theta_\omega \cdot \cos \theta_R] - [\cos(90^\circ + \theta_\omega - \gamma) \cdot \cos(90^\circ - \theta_R - \gamma)] \right\} \quad (4.16) \\ &= \text{sgn} \left\{ -\sin[90^\circ + (\theta_\omega - \theta_R - \gamma)] \cdot \sin(\gamma - 90^\circ) \right\} \end{aligned}$$

โดยที่  $\text{sgn}(\cdot)$  คือ ฟังก์ชันเครื่องหมาย (Signum function)

และ  $\gamma$  คือ มุมสลิป



รูปที่ 4.6 ความสัมพันธ์ของปริมาณต่างๆในรูปแบบสเปซเวกเตอร์กรณี  $w_2 = i_s$

เนื่องจากค่ามุมสลิป ( $\gamma$ ) มีค่าอยู่ในช่วง  $(-90^\circ, 90^\circ)$  ดังนั้นค่า  $\sin(\gamma - 90^\circ)$  จึงมีค่าเป็นลบเสมอ เพราะฉะนั้นเครื่องหมายของ  $\det[A]$  จึงขึ้นกับมุม  $[90^\circ + (\theta_\omega - \theta_R - \gamma)]$  ซึ่งคือมุมระหว่าง  $e_\omega$  กับ  $e_R$  โดยวัดจาก  $e_R$  ไปยัง  $e_\omega$  ในทิศทวนเข็มนาฬิกา เราจึงได้ข้อสรุปว่า

$$\det[A] > 0 \Leftrightarrow \text{มุมที่วัดจาก } e_R \text{ ไปยัง } e_\omega \text{ มีค่าอยู่ในช่วง } (0^\circ, 180^\circ) \quad (4.17)$$

เมื่อเราพิจารณามุมระหว่าง  $e_\omega$  กับ  $e_R$  โดยพิจารณาจากฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  และ  $R(s)$  จะได้ว่า

$$\text{มุมระหว่าง } e_\omega \text{ กับ } e_R = \begin{cases} 180^\circ - 2\gamma & ; \hat{\omega}_{mR} > 0 \\ -2\gamma & ; \hat{\omega}_{mR} < 0 \end{cases} \quad (4.18)$$

จากสมการที่ (4.17) และ (4.18) และความสัมพันธ์ที่ว่า  $\gamma = \tan^{-1}(i_{sq}/i_{mR})$  เราจึงสรุปได้ว่า

$$\det[A] > 0 \Leftrightarrow i_{sq} \hat{\omega}_{mR} > 0 \quad (4.19)$$

กล่าวอีกนัยหนึ่งคือ

$$\det[A] > 0 \Leftrightarrow \text{มอเตอร์ทำงานในย่าน Motoring หรือ Plugging} \quad (4.20)$$

จากการวิเคราะห์ข้างต้นเพื่อหาเงื่อนไขที่ทำให้  $\det[A] > 0$  หรือเมตริกซ์  $A$  เป็นเมตริกซ์ที่เสถียร พบว่าถ้าเราใช้  $pJ\hat{\lambda}_r$  เป็นรีเฟรเซนเซอร์เวกเตอร์ในการประมาณค่าความเร็วและ  $i_s$  เป็นรีเฟรเซนเซอร์เวกเตอร์ในการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ ดังแสดงในสมการที่ (4.2) และ (4.3) ระบบประมาณค่าพารามิเตอร์จะมีเสถียรภาพเมื่อมอเตอร์ทำงานในย่าน Motoring หรือ Plugging แต่จะขาดเสถียรภาพในย่าน Regenerative Braking



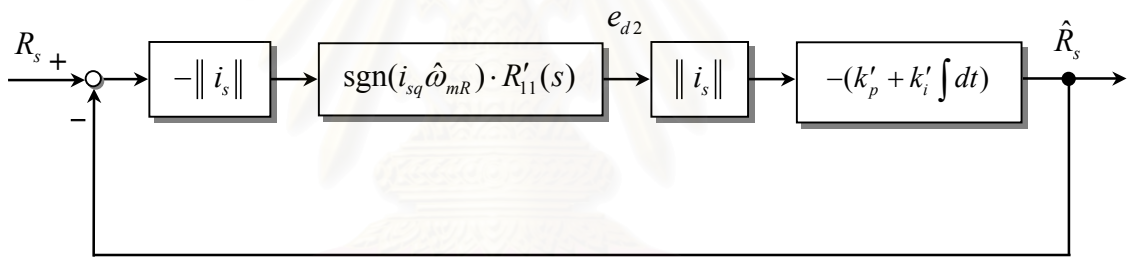
เนื่องจากเราต้องการให้ระบบมีเสถียรภาพทุกย่านการทำงาน แนวทางการแก้ไขวิธีหนึ่งคือเปลี่ยนรีเกรสเซอร์เวกเตอร์ที่ใช้ประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์เพื่อให้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์อยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสม ในที่นี้เราจะพิจารณาตัวอย่างรีเกรสเซอร์เวกเตอร์ 3 ตัวดังนี้

#### 4.3.2 กรณีที่เลือก $\text{sgn}(i_{sq}\hat{\omega}_{mR})i_s$ เป็นรีเกรสเซอร์เวกเตอร์

ที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $\text{sgn}(i_{sq}\hat{\omega}_{mR})i_s$  ในบทความวิจัย [10] โดยผู้วิจัยมีได้แสดงที่มาของรีเกรสเซอร์เวกเตอร์นี้และขาดการพิสูจน์เสถียรภาพ ดังนั้นเราจะมาศึกษาความมีเสถียรภาพของระบบโดยอาศัยเงื่อนไขเสถียรภาพ (4.9) และ (4.10)

#### เงื่อนไขสมการที่ (4.9)

เมื่อพิจารณาในทำนองเดียวกับรีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $i_s$  เราสามารถเขียนวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ในลักษณะ SISO ได้ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์แบบ SISO กรณี  $w_2 = \text{sgn}(i_{sq}\hat{\omega}_{mR})i_s$

เมื่อเทียบกับรูปที่ 4.5 จะพบว่าวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ในกรณีนี้จะมีเสถียรภาพเมื่อ  $\text{sgn}(i_{sq}\hat{\omega}_{mR}) > 0$  และขาดเสถียรภาพเมื่อ  $\text{sgn}(i_{sq}\hat{\omega}_{mR}) < 0$  และในกรณีที่วงรอบประมาณค่าความต้านทานขาดเสถียรภาพ กล่าวคือ  $\text{sgn}(i_{sq}\hat{\omega}_{mR}) < 0$  ค่า  $(w_R)^T e_R = [\text{sgn}(i_{sq}\hat{\omega}_{mR})i_s]^T e_R < 0$  ซึ่งอาจจะทำให้สมการที่ (4.9) ไม่เป็นจริงได้ถ้า  $|k_i(w_1)^T e_\omega| < |k_i'(w_2)^T e_R|$

#### เงื่อนไขสมการที่ (4.10)

จากสมการที่ (4.16) เมื่อแทน  $i_s$  ด้วย  $\text{sgn}(i_{sq}\hat{\omega}_{mR})i_s$  จะได้ว่า

$$\text{sgn}\{\det[A]\} = \text{sgn}(i_{sq}\hat{\omega}_{mR}) \text{sgn}\{-\sin[90^\circ + (\theta_\omega - \theta_R - \gamma)] \cdot \sin(\gamma - 90^\circ)\} \quad (4.21)$$

จากข้อสรุปในสมการที่ (4.19) เมื่อคูณสมการ (4.16) ด้วย  $\text{sgn}(i_{sq} \hat{\omega}_{mR})$  ทำให้  $\det[A] > 0$  เสมอ ดังนั้นเงื่อนไขสมการที่ (4.10) จึงเป็นจริงทุกย่านการทำงาน

เราจึงสรุปได้ว่าการเลือก  $\text{sgn}(i_{sq} \hat{\omega}_{mR}) i_s$  เป็นรีเกรสเซอร์เวกเตอร์สำหรับประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ จะทำให้เงื่อนไข(4.10) เป็นจริง แต่ระบบอาจขาดเสถียรภาพได้ในบางย่านการทำงานในกรณีที่เงื่อนไข(4.9) ไม่เป็นจริง แต่จากผลการทดสอบที่นำเสนอในบทความ เราพบว่าระบบสามารถทำงานได้แม้จะอยู่ในย่านที่  $\text{sgn}(i_{sq} \hat{\omega}_{mR}) < 0$  นั้นเป็นเพราะว่าค่า  $k_i$  ซึ่งเป็นอัตราขยาย PI ของวงรอบประมาณค่าความเร็วมีค่ามากกว่าค่า  $k'_i$  ซึ่งเป็นอัตราขยาย PI ของวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์จนทำให้เทอม  $\overline{k'_i (w_2)^T e_R}$  ที่มีค่าน้อยกว่าศูนย์มีค่าต่ำเมื่อเทียบกับเทอม  $\overline{k_i (w_1)^T e_\omega}$  ทำให้เงื่อนไข (4.9) เป็นจริงในกรณีนี้ สาเหตุที่ค่า  $k_i > k'_i$  ก็เนื่องจากเราต้องออกแบบให้ระบบสามารถติดตามค่าความเร็วได้ทัน ทำให้อัตราขยาย PI ของวงรอบประมาณค่าความเร็วมีค่าสูง แต่สำหรับวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ ต้องออกแบบให้อัตราขยาย PI มีค่าต่ำเนื่องจากค่าความต้านทานสเตเตอร์ของมอเตอร์จริงเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ถ้าหากเราออกแบบให้วงรอบนี้มีผลตอบสนองที่เร็ว กล่าวคืออัตราขยาย PI มีค่าสูงนั้นเองอาจส่งผลกระทบต่อการขาดเสถียรภาพของระบบได้

จากการวิเคราะห์ข้างต้นจะเห็นได้ว่า รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $\text{sgn}(i_{sq} \hat{\omega}_{mR}) i_s$  ยังมีความคลุมเครือในเรื่องเสถียรภาพเนื่องมาจากเงื่อนไข (4.9) ดังนั้นเราจึงพยายามหารีเกรสเซอร์เวกเตอร์ใหม่ที่มีความชัดเจนยิ่งขึ้นในเรื่องเสถียรภาพดังแสดงในหัวข้อ 4.3.3-4.3.4

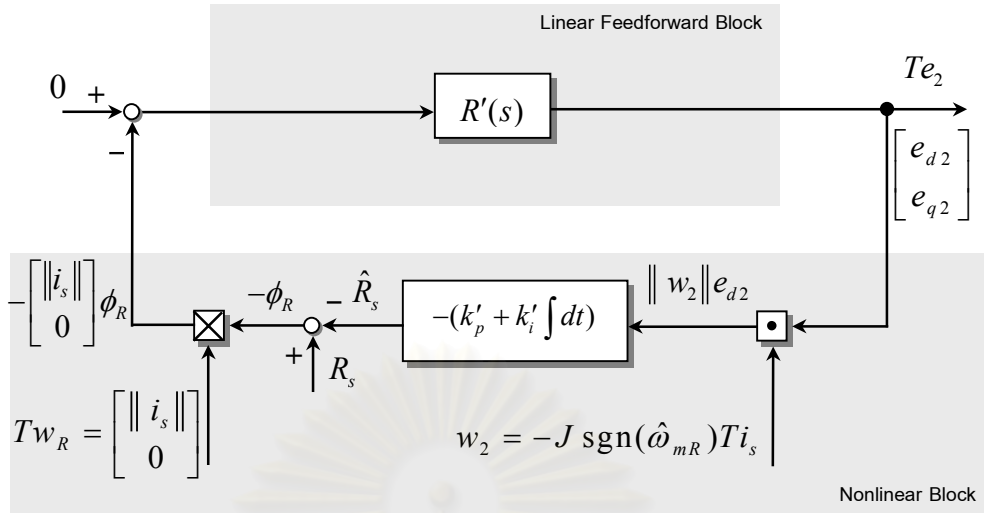
### 4.3.3 กรณีที่เลือก $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$ เป็นรีเกรสเซอร์เวกเตอร์

ที่มาของรีเกรสเซอร์เวกเตอร์นี้ได้จากการพิจารณาแผนภาพในรูปที่ 4.2 เพื่อหาว่ารีเกรสเซอร์เวกเตอร์ควรอยู่ในตำแหน่งใดที่ทำให้เงื่อนไขเสถียรภาพ (4.10) เป็นจริงทุกย่านการทำงานก่อน ส่วนเงื่อนไขเสถียรภาพ (4.9) ยังไม่ต้องคำนึงถึง

#### เงื่อนไขสมการที่ (4.9)

เนื่องจากรีเกรสเซอร์เวกเตอร์ที่เลือกในหัวข้อนี้มีเทอมเมตริกซ์  $J$  อยู่ ดังนั้นก่อนพิจารณาเสถียรภาพของวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ เราต้องจัดส่วน Nonlinear block ให้อยู่ในรูปแบบมาตรฐานก่อนเพื่อสะดวกต่อการพิสูจน์เสถียรภาพในส่วน Nonlinear block ตาม Popov's inequality

เมื่อทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงกระแสสเตเตอร์ เราสามารถเขียนวงรอบประมาณได้ดังรูปที่ 4.8



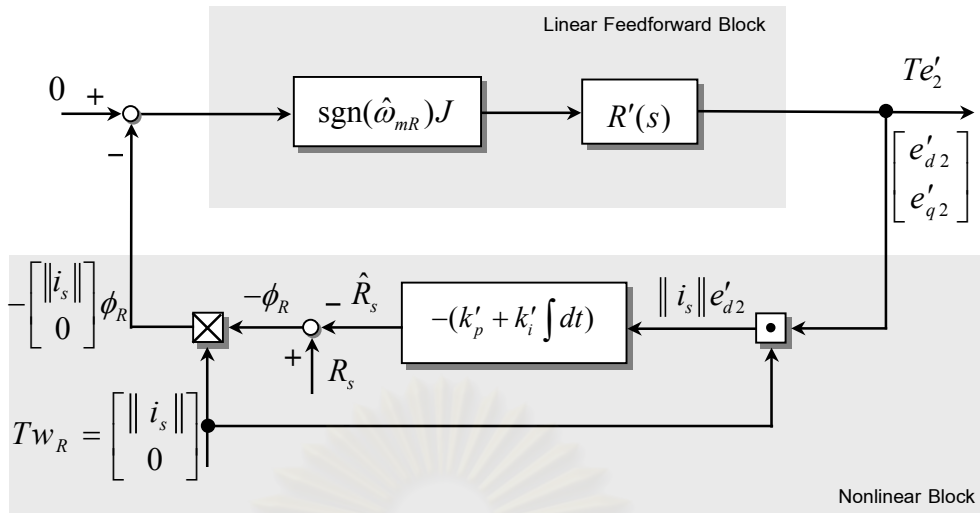
รูปที่ 4.8 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงกระแสสเตเตอร์  
กรณี  $w_2 = -J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$

ในที่นี้เราประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใช้วิธีเกรเดียนต์อัลกอริทึมตั้งสมการที่ (4.22) เมื่อจัดรูปสมการใหม่ทำให้เราสามารถเขียนวงรอบที่อยู่ในรูปแบบมาตรฐานดังรูปที่ 4.9

$$\begin{aligned} \hat{R}_s &= -(k'_p + k'_i \int dt) \{ (-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s)^T \cdot Te_2 \} \\ &= -(k'_p + k'_i \int dt) \{ i_s^T \cdot (\operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) J \cdot Te_2) \} \end{aligned} \quad (4.22)$$

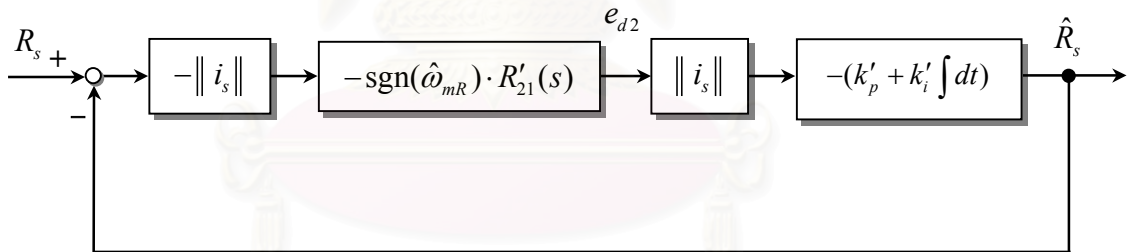
จากรูปที่ 4.9 พบว่าค่าความผิดพลาดด้านออก ( $Te'_2$ ) มีสององค์ประกอบซึ่งเป็นผลตอบสนองต่อสัญญาณเข้า  $\begin{bmatrix} \|i_s\| \\ 0 \end{bmatrix} \phi_R$  ผ่านฟังก์ชันโอนย้าย  $R'_{11}(s)$  และ  $R'_{21}(s)$  ดังนี้คือ

$$\begin{aligned} Te'_2 = \begin{bmatrix} e'_{d2} \\ e'_{q2} \end{bmatrix} &= (J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR})) \cdot \begin{bmatrix} R'_{11} & R'_{12} \\ R'_{21} & R'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \|i_s\| \\ 0 \end{bmatrix} \phi_R \\ &= \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) \cdot \begin{bmatrix} -R'_{21} \\ R'_{11} \end{bmatrix} \cdot \|i_s\| \phi_R \end{aligned} \quad (4.23)$$



รูปที่ 4.9 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่จัดรูปใหม่  
กรณี  $w_2 = -J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$

เมื่อนำค่าความผิดพลาดด้านนอกมาคูณกับกระแส  $i_s$  ทำให้องค์ประกอบของค่าความผิดพลาดด้านนอกในแกน d เท่านั้นที่ถูกใช้ในการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ เราจึงสามารถเขียนวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ได้ใหม่ในลักษณะสัญญาณเข้าเดียว-ออกเดียว (SISO) ดังรูปที่ 4.10

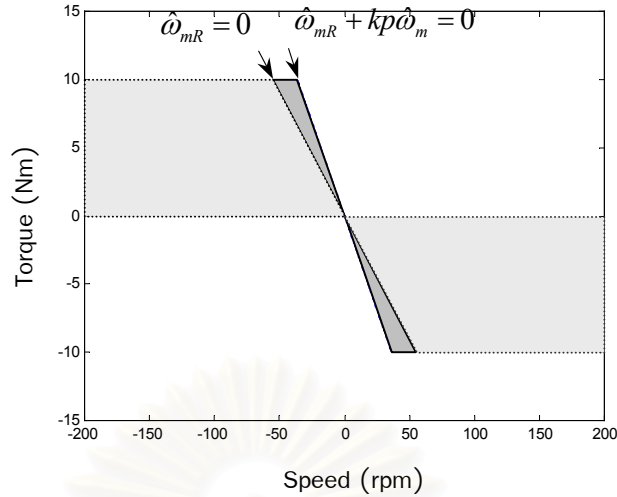


รูปที่ 4.10 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์แบบ SISO กรณี  $w_2 = -J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$

โดยที่ 
$$-R'_{21}(s) = \frac{(\beta + \hat{\omega}_{mR})}{(s + \alpha)^2 + (\beta + \hat{\omega}_{mR})^2}$$

เมื่อพิจารณาในทำนองเดียวกับหัวข้อ 4.3.1 จะพบว่าวงรอบนี้จะขาดเสถียรภาพเมื่อ  $\hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) < 0$  ซึ่งเราสามารถแสดงพื้นที่การขาดเสถียรภาพในกรณีนี้เทียบกับกรณีรีเรสเซอร์เวกเตอร์  $\operatorname{sgn}(i_{sq} \hat{\omega}_{mR}) i_s$  ได้ดังรูปที่ 4.11

จากรูปที่ 4.11 จะเห็นได้ว่าการเลือกใช้รีเรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$  สามารถลดย่านการทำงานที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้อย่างมาก



- ย่านการทำงานที่ระบบขาดเสถียรภาพเมื่อใช้รีเฟรเซอร์เวกเตอร์  $\text{sgn}(i_{sq}\hat{\omega}_{mR})i_s$
- ย่านการทำงานที่ระบบขาดเสถียรภาพเมื่อใช้รีเฟรเซอร์เวกเตอร์  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR})i_s$

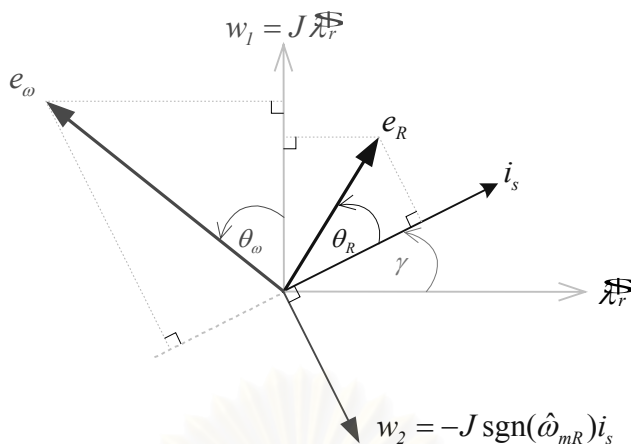
รูปที่ 4.11 ย่านการทำงานที่ระบบขาดเสถียรภาพในย่านความเร็วน้อยกว่า 200 rpm เมื่อใช้รีเฟรเซอร์เวกเตอร์  $\text{sgn}(i_{sq}\hat{\omega}_{mR})i_s$  และ  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR})i_s$

#### เงื่อนไขสมการที่ (4.10)

เราจะนำแผนภาพในรูปที่ 4.12 มาใช้ในการพิจารณาเสถียรภาพของระบบตามเงื่อนไขสมการที่ (4.10) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \text{sgn}\{\det[A]\} &= \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) \cdot \text{sgn}\left\{\left[\left(\overline{(J\hat{\lambda}_r)^T e_\omega}\right)\left(\overline{(-Ji_s)^T e_R}\right)\right] - \left[\left(\overline{(-Ji_s)^T e_\omega}\right)\left(\overline{(J\hat{\lambda}_r)^T e_R}\right)\right]\right\} \\
 &= \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) \cdot \text{sgn}\left\{\left[\cos\theta_\omega \cdot \cos(\theta_R + 90^\circ)\right] - \left[\cos(180^\circ + \theta_\omega - \gamma) \cdot \cos(90^\circ - \theta_R - \gamma)\right]\right\} \\
 &= \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) \cdot \text{sgn}\left\{\sin[90^\circ + (\theta_\omega - \theta_R - \gamma)] \cdot \sin(180^\circ - \gamma)\right\}
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

เนื่องจากค่ามุมสลิป ( $\gamma$ ) มีค่าอยู่ในช่วง  $(-90^\circ, 90^\circ)$  ดังนั้นค่า  $\sin(180^\circ - \gamma)$  มีค่าเป็นบวกเมื่อ  $\gamma > 0$  และเป็นลบเมื่อ  $\gamma < 0$  ส่วนค่า  $\sin[90^\circ + (\theta_\omega - \theta_R - \gamma)]$  มีค่าขึ้นอยู่กับมุมระหว่าง  $e_\omega$  กับ  $e_R$  ดังสมการ (4.18) ดังนั้นค่า  $\det[A] > 0$  เสมอซึ่งสามารถแยกพิจารณาเป็นแต่ละเทอมดังตารางที่ 4.1 ดังนี้



รูปที่ 4.12 ความสัมพันธ์ของปริมาณต่างๆในรูปแบบสเปซเวกเตอร์กรณี  $w_2 = -J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR})i_s$

ตารางที่ 4.1 การพิจารณาค่า  $\operatorname{sgn}\{\det[A]\}$  เมื่อแยกพิจารณาแต่ละเทอม

องค์ประกอบของ $\det[A]$	$\hat{\omega}_{mR} > 0$		$\hat{\omega}_{mR} < 0$	
	$i_{sq} > 0$	$i_{sq} < 0$	$i_{sq} > 0$	$i_{sq} < 0$
1. $\operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR})$	+	+	-	-
2. $\sin[90^\circ + (\theta_\omega - \theta_R - \gamma)]$	+	-	-	+
3. $\sin(180^\circ - \gamma)$	+	-	+	-
$\therefore \operatorname{sgn}\{\det[A]\}$	+	+	+	+

จากผลที่ได้พบว่าการเลือกใช้  $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR})i_s$  เป็นรีเฟรเซนเซอร์เวกเตอร์ แม้ว่าระบบอาจขาดเสถียรภาพในบางย่านการทำงานเนื่องจากเงื่อนไขเสถียรภาพ(4.9) ไม่เป็นจริง แต่สิ่งที่ได้คือย่านการทำงานที่มีเสถียรภาพกว้างกว่าการเลือกใช้  $\operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR})i_{sq}$  ดังแสดงในรูปที่ 4.11 และจากการทดลองที่จะกล่าวถัดไปพบว่าในย่านการทำงานที่ระบบน่าจะขาดเสถียรภาพ ( $\hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) < 0$ ) ปรากฏว่าระบบยังทำงานได้เป็นปกติทั้งนี้เนื่องจากการออกแบบให้อัตราขยาย  $k_i > k'_i$  ซึ่งทำให้เทอม  $|k'_i(w_2)^T e_R|$  ที่มีค่าน้อยกว่าเทอม  $|k_i(w_1)^T e_\omega|$  ทำให้เงื่อนไข(4.9) ยังคงเป็นจริงในย่านดังกล่าว เพื่อแก้ไขความคลุมเครือในเรื่องเสถียรภาพเนื่องจากเงื่อนไข(4.9) เราจึงพยายามหารีเฟรเซนเซอร์เวกเตอร์ที่สอดคล้องกับเงื่อนไขเสถียรภาพทั้งสองข้อในทุกย่านการทำงานซึ่งจะกล่าวในหัวข้อ 4.3.4

#### 4.3.4 กรณีที่เลือก $Qi_s$ เป็นรีเฟรเซนเซอร์เวกเตอร์

ในกรณีนี้เราจะเลือกใช้รีเฟรเซนเซอร์เวกเตอร์เป็น  $Qi_s$  โดยที่เมตริกซ์  $Q$  แสดงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ได้เป็น

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) \\ -\text{sgn}(\hat{\omega}_{mR} + \beta) & 0 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

ที่มาของรีเกรสเซอร์เวกเตอร์นี้ได้จากการพิจารณาแผนภาพในรูปที่ 4.2 เช่นเดียวกับที่พิจารณาในหัวข้อ 4.3.3 แต่ในคราวนี้ได้พิจารณาเงื่อนไขเสถียรภาพ (4.9) ร่วมด้วย หลังจากเห็นว่าเงื่อนไขเสถียรภาพ (4.10) เป็นจริงทุกย่านการทำงานแล้ว

เราจะพิจารณาเสถียรภาพของระบบโดยอาศัยผลจากการวิเคราะห์เสถียรภาพในหัวข้อ 4.3.3 เป็นหลัก ดังนี้

### เงื่อนไขสมการที่ (4.9)

สำหรับในกรณีนี้เราสามารถแสดงสมการที่ใช้ในการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ดังสมการ (4.26)

$$\hat{R}_s = -(k'_p + k'_i \int dt) \{ \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_{sq} \cdot e_{d2} - \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR} + \beta) i_{sd} \cdot e_{q2} \} \quad (4.26)$$

เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีรีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$  ที่ได้แสดงไว้ในสมการที่ (4.22) โดยนำมาแสดงใหม่ดังสมการข้างล่าง

$$\hat{R}_s = -(k'_p + k'_i \int dt) \{ (-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s)^T \cdot T e_2 \} \quad (4.27)$$

เมื่อพิจารณาบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ เราสามารถเขียนสมการที่ (4.27) ใหม่ดังนี้

$$\hat{R}_s = -(k'_p + k'_i \int dt) \{ \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_{sq} \cdot e_{d2} - \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_{sd} \cdot e_{q2} \} \quad (4.28)$$

จะเห็นได้ว่าสมการที่ (4.26) และ (4.28) มีความคล้ายคลึงกัน โดยรีเกรสเซอร์ทั้งสองจะอยู่ในตำแหน่งเดียวกันเกือบทุกย่านการทำงานยกเว้นที่  $\hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) < 0$  ดังนั้นเราสามารถเขียนรีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Q i_s = [\text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_{sq} \quad -\text{sgn}(\hat{\omega}_{mR} + \beta) i_{sd}]^T$  แยกเป็น 4 กรณี คือ

$$1. [\text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_{sq} \quad -\text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_{sd}]^T \quad \text{กรณี } \hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) > 0 \quad (4.29)$$

$$2. [\text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_{sq} \quad \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_{sd}]^T \quad \text{กรณี } \hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) < 0 \quad (4.30)$$

$$3. [\text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_{sq} \quad 0]^T \quad \text{กรณี } (\hat{\omega}_{mR} + \beta) = 0 \quad (4.31)$$

$$4. [0 \quad -\text{sgn}(\hat{\omega}_{mR} + \beta) i_{sd}]^T \quad \text{กรณี } \hat{\omega}_{mR} = 0 \quad (4.32)$$

พบว่ารีเกรสเซอร์เวกเตอร์ตามสมการที่ (4.29) ทำให้ระบบมีเสถียรภาพในย่าน  $\hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) > 0$  ดังที่ได้พิจารณาไปแล้วในหัวข้อ 4.3.3 ส่วนรีเกรสเซอร์เวกเตอร์ตามสมการที่ (4.30)-(4.32) สามารถพิจารณาได้ดังนี้

(i) กรณี  $\hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) < 0$

เราสามารถจัดรูปรีเกรสเซอร์เวกเตอร์ตามสมการที่ (4.30) ใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR})i_{sq} & \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR})i_{sd} \end{bmatrix}^T &= \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) \cdot \begin{bmatrix} i_{sq} & i_{sd} \end{bmatrix}^T \\ &= \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \\ &= \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) \cdot \mathbf{Y}^0 i_s \end{aligned} \quad (4.33)$$

โดยที่ 
$$\mathbf{Y}^0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

ก่อนพิจารณาเสถียรภาพของวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ เราต้องจัดส่วน Nonlinear block ให้อยู่ในรูปแบบมาตรฐานก่อนเพื่อสะดวกต่อการพิสูจน์เสถียรภาพในส่วน Nonlinear block ตาม Popov's inequality ดังนี้

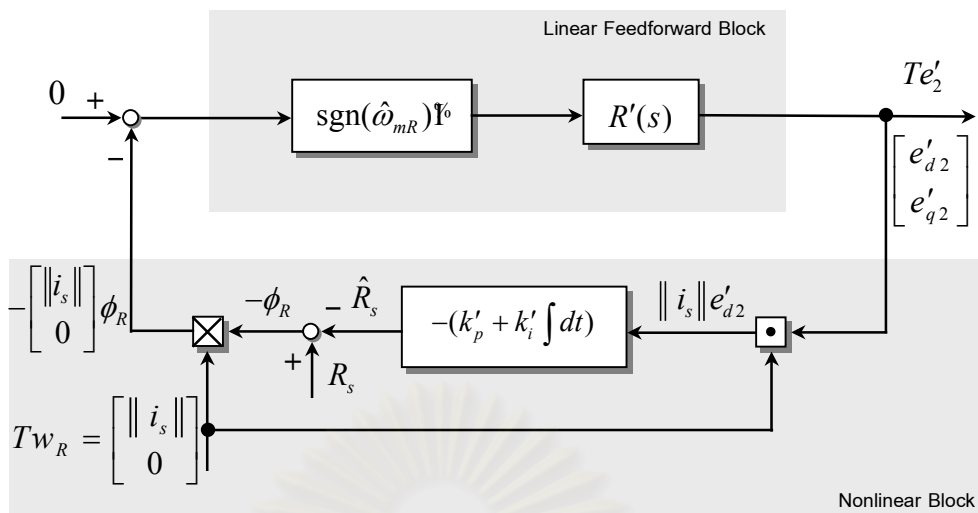
$$\begin{aligned} \hat{R}_s &= -(k'_p + k'_i) \int dt \left\{ (\text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) \mathbf{Y}^0 i_s)^T \cdot T e_2 \right\} \\ &= -(k'_p + k'_i) \int dt \left\{ i_s^T \cdot (\text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) \mathbf{Y}^0 T e_2) \right\} \end{aligned} \quad (4.34)$$

จากสมการที่ (4.34) เมื่อจัดรูปสมการใหม่ทำให้เราสามารถเขียนวงรอบประมาณบนแกนกระแสดสเตเตอร์ได้ดังรูปที่ 4.13

จากรูปที่ 4.13 พบว่าค่าความผิดพลาดด้านออก ( $T e'_2$ ) มีสององค์ประกอบซึ่งเป็นผลตอบสนองต่อสัญญาณเข้า  $\begin{bmatrix} \|i_s\| \\ 0 \end{bmatrix} \phi_R$  ผ่านฟังก์ชันโอนย้าย  $R'_{11}(s)$  และ  $R'_{21}(s)$  ดังนี้ คือ

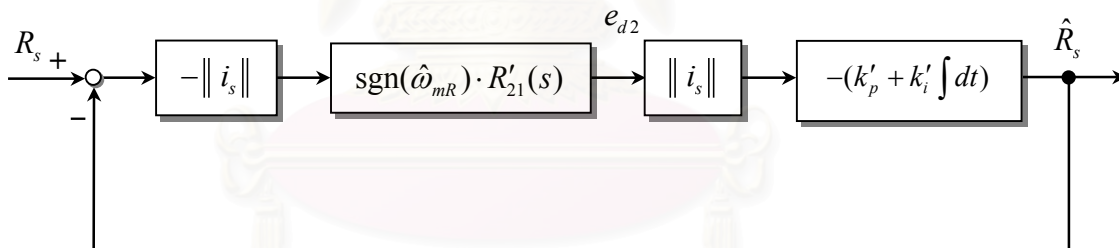
$$\begin{aligned} T e'_2 = \begin{bmatrix} e'_{d2} \\ e'_{q2} \end{bmatrix} &= (\text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) \mathbf{Y}^0) \cdot \begin{bmatrix} R'_{11} & R'_{12} \\ R'_{21} & R'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \|i_s\| \\ 0 \end{bmatrix} \phi_R \\ &= \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) \cdot \begin{bmatrix} R'_{21} \\ R'_{11} \end{bmatrix} \cdot \|i_s\| \phi_R \end{aligned} \quad (4.35)$$





รูปที่ 4.13 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงกระแสสเตเตอร์  
เมื่อ  $w_2 = Qi_s$  และ  $\hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) < 0$

เมื่อนำค่าความผิดพลาดด้านนอกมาคูณกับกระแส  $i_s$  ทำให้องค์ประกอบของค่าความผิดพลาดด้านนอกในแกน d เท่านั้นที่ถูกใช้ในการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ เราจึงสามารถเขียนวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ได้ใหม่ในลักษณะสัญญาณเข้าเดี่ยว-ออกเดี่ยว (SISO) ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์แบบ SISO

$$\text{เมื่อ } w_2 = Qi_s \text{ และ } \hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) < 0$$

พิจารณาในทำนองเดียวกับหัวข้อ 4.3.3 เราจะพบว่าวงรอบในรูปที่ 4.14 นี้จะขาดเสถียรภาพเมื่อ  $\hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) > 0$

จากการวิเคราะห์ข้างต้นทำให้เราสรุปได้ว่าวีเกนเซอร์เวกเตอร์  $Qi_s$  มีเสถียรภาพตามเงื่อนไข (4.9) ทั้งในย่าน  $\hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) > 0$  และ  $\hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) < 0$  สิ่งที่ต้องพิจารณาลำดับถัดไปคือความมีเสถียรภาพที่จุดทำงาน  $\hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) = 0$  และ  $\hat{\omega}_{mR} = 0$

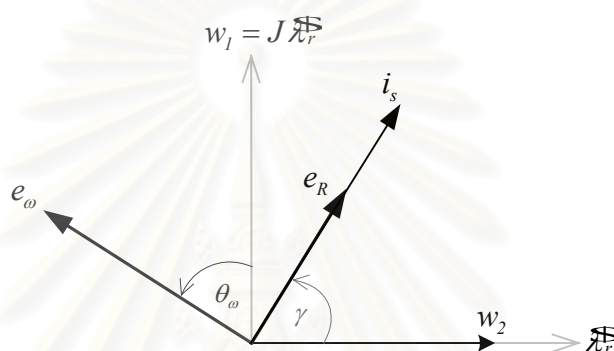
(II) กรณี  $\hat{\omega}_{mR} + \beta = 0$

นำสมการที่ (4.12) มาแสดงใหม่ดังนี้

$$e_2 = R(s)i_s(\hat{R}_s - R_s) \quad (4.36)$$

โดยที่  $R(s) = [sI + \Pi]^{-1}$  ;  $\Pi = \alpha I + \beta J$  ,  $\alpha > 0$

จากสมการที่ (4.36) พบว่าเมื่อระบบอยู่ในสภาวะอยู่ตัว ค่าความผิดพลาดด้านออกจะวางตัวอยู่ในแนวเดียวกับกระแส  $i_s$  ดังแสดงในรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 ความสัมพันธ์ของปริมาณต่างๆในรูปแบบสเปซเวกเตอร์

เมื่อ  $w_2 = Qi_s$  และ  $(\hat{\omega}_{mR} + \beta) = 0$

เมื่อ  $\hat{\omega}_{mR} + \beta = 0$  รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Qi_s$  จะวางตัวในแนวแกน  $\hat{i}_r$  ตลอดเวลาตามสมการที่ (4.31) ทำให้มุมระหว่างรีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Qi_s$  กับค่าความผิดพลาดด้านออก ( $e_R$ ) มีค่าไม่เกิน  $\pm 90^\circ$  และค่า  $(w_2)^T e_R > 0$  เสมอ ดังนั้นที่จุดทำงาน  $\hat{\omega}_{mR} + \beta = 0$  ระบบมีเสถียรภาพตามเงื่อนไข (4.9)

(III) กรณี  $\hat{\omega}_{mR} = 0$

เนื่องจากระบบควบคุมเวกเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้เป็นระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว ดังนั้นเมื่อ  $\hat{\omega}_{mR} = 0$  ระบบไม่สามารถประมาณค่าความเร็วได้อย่างถูกต้องเนื่องจากไม่สอดคล้องกับเงื่อนไข Persistently Exciting (PE condition) ซึ่งจะกล่าวต่อไปในหัวข้อ 4.5 ดังนั้นที่จุดทำงานนี้จึงไม่จำเป็นต้องพิจารณา

จากการพิสูจน์ความมีเสถียรภาพตามเงื่อนไข (4.9) สรุปได้ว่าระบบมีเสถียรภาพทุกย่านการทำงาน

### เงื่อนไขสมการที่ (4.10)

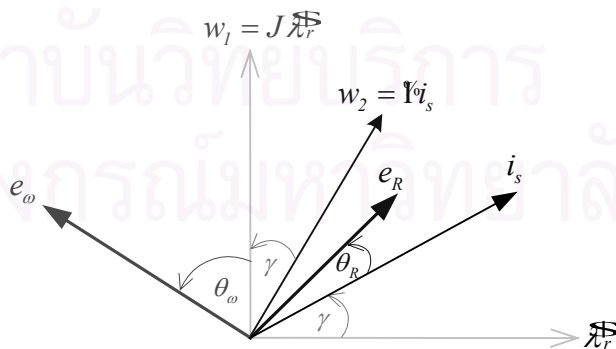
ในการวิเคราะห์เสถียรภาพเราจะแยกรีเกรสเซอร์เวกเตอร์ออกเป็น 3 กรณีดังสมการที่ (4.29) - (4.31) สำหรับรีเกรสเซอร์เวกเตอร์ตามสมการที่ (4.29) เราได้พิจารณาในหัวข้อ 4.3.3 แล้วว่าสามารถทำให้ระบบมีเสถียรภาพตามเงื่อนไข (4.10) ทุกย่านการทำงาน ส่วนการวิเคราะห์เสถียรภาพของรีเกรสเซอร์เวกเตอร์ตามสมการที่ (4.30) และ (4.31) พิจารณาได้ดังนี้

(I) กรณี  $\hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) < 0$

เราจะนำแผนภาพในรูปที่ 4.16 มาใช้ในการพิจารณาเครื่องหมายของ  $\det[A]$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{sgn}\{\det[A]\} &= \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) \cdot \text{sgn}\left\{\left[\left(\overline{(J\hat{\lambda}_r)^T e_\omega}\right)\left(\overline{(Yi_s)^T e_R}\right)\right] - \left[\left(\overline{(Yi_s)^T e_\omega}\right)\left(\overline{(J\hat{\lambda}_r)^T e_R}\right)\right]\right\} \\ &= \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) \cdot \text{sgn}\left\{\left[\cos\theta_\omega \cdot \cos(90^\circ - \theta_R - 2\gamma)\right] - \left[\cos(90^\circ + \theta_\omega - (90^\circ - \gamma)) \cdot \cos(90^\circ - \theta_R - \gamma)\right]\right\} \\ &= \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) \cdot \text{sgn}\left\{\sin[90^\circ + (\theta_\omega - \theta_R - \gamma)] \cdot \sin(\gamma)\right\} \end{aligned} \quad (4.37)$$

เนื่องจากค่ามุมสลิป ( $\gamma$ ) มีค่าอยู่ในช่วง  $(-90^\circ, 90^\circ)$  ดังนั้นค่า  $\sin(\gamma)$  มีค่าเป็นบวกเมื่อ  $\gamma > 0$  และเป็นลบเมื่อ  $\gamma < 0$  ส่วนค่า  $\sin[90^\circ + (\theta_\omega - \theta_R - \gamma)]$  มีค่าขึ้นอยู่กับมุมระหว่าง  $e_\omega$  กับ  $e_R$  ดังสมการที่ (4.18) ซึ่งสามารถแยกพิจารณาเป็นแต่ละเทอมได้ผลดังตารางที่ 4.2 ดังนั้นค่า  $\det[A] > 0$  เสมอ



รูปที่ 4.16 ความสัมพันธ์ของปริมาณต่างๆในรูปแบบสเปซเวกเตอร์  
เมื่อ  $w_2 = Q i_s$  และ  $\hat{\omega}_{mR} \cdot (\hat{\omega}_{mR} + \beta) < 0$

ตารางที่ 4.2 การพิจารณาค่า  $\text{sgn}\{\det[A]\}$  เมื่อแยกพิจารณาแต่ละเทอม

องค์ประกอบของ $\det[A]$	$\hat{\omega}_{mR} > 0$		$\hat{\omega}_{mR} < 0$	
	$i_{sq} > 0$	$i_{sq} < 0$	$i_{sq} > 0$	$i_{sq} < 0$
1. $\text{sgn}(\hat{\omega}_{mR})$	+	+	-	-
2. $\sin[90^\circ + (\theta_\omega - \theta_R - \gamma)]$	+	-	-	+
3. $\sin(\gamma)$	+	-	+	-
$\therefore \text{sgn}\{\det[A]\}$	+	+	+	+

(ii) กรณี  $\hat{\omega}_{mR} + \beta = 0$

เราจะนำแผนภาพในรูปที่ 4.15 มาใช้ในการพิจารณาเครื่องหมายของ  $\det[A]$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \text{sgn}\{\det[A]\} &= \text{sgn}\left\{\left[\left(\overline{(J\hat{\lambda}_r)^T e_\omega}\right)\left(\overline{(w_2)^T e_R}\right)\right] - \left[\left(\overline{(w_2)^T e_\omega}\right)\left(\overline{(J\hat{\lambda}_r)^T e_R}\right)\right]\right\} \\
 &= \text{sgn}\left\{[\cos\theta_\omega \cdot \cos\gamma] - [\cos(90^\circ + \theta_\omega) \cdot \cos(90^\circ - \gamma)]\right\} \\
 &= \text{sgn}\left\{\sin[90^\circ + (\theta_\omega - \gamma)] \cdot \sin(90^\circ)\right\}
 \end{aligned} \tag{4.38}$$

พบว่าเครื่องหมายของ  $\det[A]$  ขึ้นอยู่กับค่า  $\sin[90^\circ + (\theta_\omega - \gamma)]$  ซึ่งขึ้นอยู่กับมุมระหว่าง  $e_\omega$  กับ  $e_R$  ดังสมการที่ (4.18) เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 4.11 พบว่ากรณี  $\hat{\omega}_{mR} + \beta = 0$  ทำให้ค่ามุมระหว่าง  $e_\omega$  กับ  $e_R$  แบ่งออกเป็น 2 กรณีคือ

$$\text{มุมระหว่าง } e_\omega \text{ กับ } e_R = \begin{cases} 180^\circ - 2\gamma & ; \hat{\omega}_{mR} > 0 \text{ and } \gamma > 0 \\ -2\gamma & ; \hat{\omega}_{mR} < 0 \text{ and } \gamma < 0 \end{cases} \tag{4.39}$$

เราจึงสามารถสรุปได้ว่า  $\det[A] > 0$  เสมอ

ดังนั้นการเลือกใช้รีเฟรเซอร์เวกเตอร์  $Qi_s$  สามารถทำให้เงื่อนไขเสถียรภาพทั้งสองข้อตามสมการที่ (4.9) และ (4.10) เป็นจริงทุกย่านการทำงาน โดยไม่มีความคลุมเครือในเรื่องเสถียรภาพดังเช่นรีเฟรเซอร์เวกเตอร์ที่พิจารณาก่อนหน้านี้

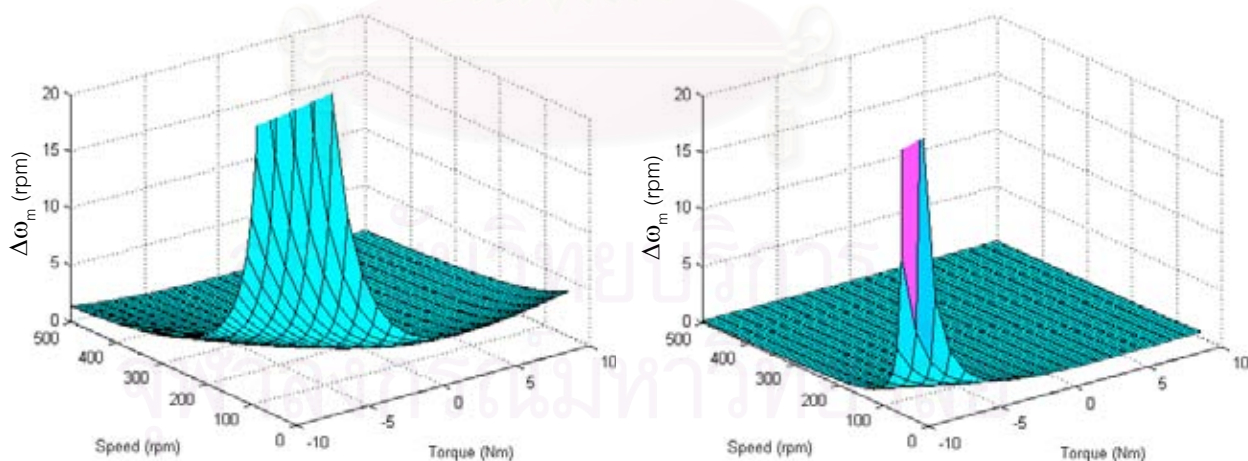
ในงานวิจัยนี้เราได้ทำการทดลองเพียง 3 รีเฟรเซอร์เวกเตอร์ ได้แก่ รีเฟรเซอร์เวกเตอร์  $i_s$ ,  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR})i_s$  และ  $Qi_s$  เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎีที่ได้กล่าวมา

#### 4.4 การออกแบบอัตราขยาย PI ของระบบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์

ในที่นี้เราจะกล่าวถึงการออกแบบอัตราขยาย PI ของระบบที่เลือกใช้เวกเตอร์รีเฟสเซอร์  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$  โดยเราสามารถใช่วงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่แสดงในรูปที่ 4.10 เพื่อออกแบบอัตราขยาย PI โดยมีแนวทางในการเลือกค่า  $k_p'$ ,  $k_i'$  ดังนี้

1. การเลือกค่า  $k_i'$  โดยพิจารณาจากความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็ว เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานสเตเตอร์เป็นแบบเชิงเส้นทำให้ตัวควบคุม PI ที่ใช้ในการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ไม่สามารถกำจัดค่าความผิดพลาดให้เป็นศูนย์ได้ ดังนั้นเราจึงทำการออกแบบอัตราขยาย  $k_i'$  โดยพิจารณาจากความผิดพลาดในการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์เมื่อความต้านทานสเตเตอร์จริงมีการเปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นหรือฟังก์ชันแรมป์ดังต่อไปนี้

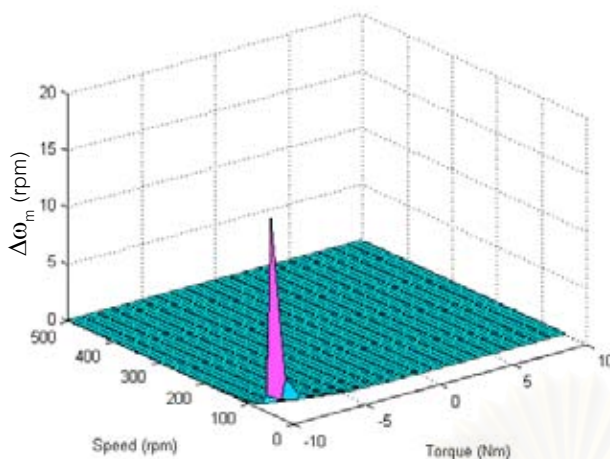
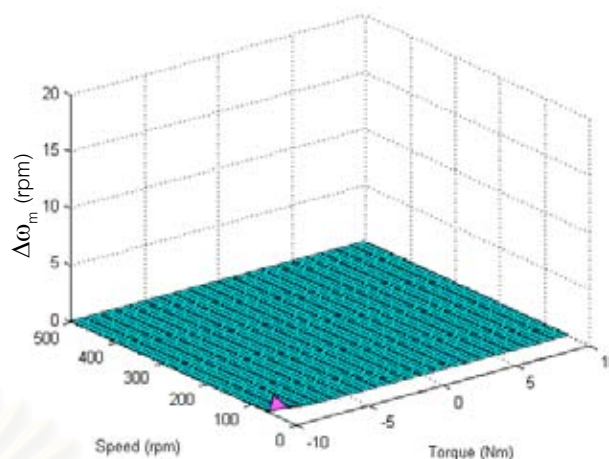
จากสมการที่ (2.29) ที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วกับค่าความคลาดเคลื่อนของค่าความต้านทานสเตเตอร์ ถ้าเราพิจารณากรณีความต้านทานสเตเตอร์คลาดเคลื่อนไป 10%, 1%, 0.1% และ 0.01% จะได้ค่าความผิดพลาดดังแสดงในรูปที่ 4.17 ก), ข), ค) และ ง) ตามลำดับ จากรูปจะพบว่าในการออกแบบค่า  $k_i'$  เราควรกำหนดให้ค่าความต้านทานสเตเตอร์ประมาณสามารถติดตามค่าจริงได้ไม่น้อยกว่า 0.1% เพราะถ้ามีค่าสูงกว่านี้ระบบจะไม่สามารถทำงานในย่านความเร็วต่ำๆได้



ก)  $\Delta R_s = 10\%$

ข)  $\Delta R_s = 1\%$

รูปที่ 4.17 ความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเมื่อเกิดความคลาดเคลื่อนของค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่ค่าต่างๆกัน

ค)  $\Delta R_s = 0.1\%$ ง)  $\Delta R_s = 0.01\%$ 

รูปที่ 4.17 ความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเมื่อเกิดความคลาดเคลื่อนของค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่ค่าต่างๆกัน (ต่อ)

เนื่องจากความต้านทานสเตเตอร์ของมอเตอร์มีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ ตามสมการที่ (4.40)

$$R_{sT} = R_{so} \cdot (1 + \alpha_{cu} \Delta T) \quad (4.40)$$

โดยที่  $R_{sT}$  เป็นค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ

$R_{so}$  เป็นค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่ได้จากการทดสอบ

$\Delta T$  เป็นค่าความแตกต่างของอุณหภูมิของขดลวดสเตเตอร์เทียบกับอุณหภูมิที่ทำการทดสอบ

$\alpha_{cu}$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของความต้านทานสเตเตอร์

(ลวดตัวนำทองแดงมีค่า  $\alpha_{cu} = 0.00393 \text{ [}^\circ\text{C]}^{-1}$ )

เมื่อพิจารณาว่าอุณหภูมิของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นตามเวลา เราพบว่าความต้านทานสเตเตอร์จะเปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นเช่นกันดังสมการที่ (4.41)

$$\frac{\Delta R_s}{\Delta t} = R_{so} \alpha \frac{\Delta T}{\Delta t} \quad (4.41)$$

จากกรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ในรูปที่ 4.10 เราสามารถหาฟังก์ชันอินทรีย์ระหว่างค่าผิดพลาดในการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์เทียบกับค่าความต้านทานสเตเตอร์จริงได้ดังสมการที่ (4.42)

$$\frac{R_s - \hat{R}_s}{R_s} = \frac{1}{1 - \left\{ \|i_s\|^2 \cdot [\hat{\omega}_{mR} R'_{21}(s)] \cdot [k'_p + (k'_i/s)] \right\}} \quad (4.42)$$

เมื่อใช้ทฤษฎีบทค่าสุดท้าย (Final value theorem) เราสามารถหาค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ ( $\delta_{R_s}$ ) เมื่อความต้านทานเปลี่ยนแปลงตามสมการที่ (4.41) ได้ดังสมการที่ (4.43)

$$\begin{aligned} \delta_{R_s} &= \lim_{s \rightarrow 0} \left[ \frac{s}{1 - \left\{ i_s^2 \cdot [\hat{\omega}_{mR} R'_{21}(s)] \cdot [k'_p + (k'_i/s)] \right\}} \right] \cdot \left[ \frac{R_{so} \alpha (\Delta T / \Delta t)}{s^2} \right] \\ &= \frac{R_{so} \alpha (\Delta T / \Delta t)}{-i_s^2 \cdot [\hat{\omega}_{mR} R'_{21}(s)]_{s=0} \cdot k'_i} \end{aligned} \quad (4.43)$$

$$\text{โดยที่ } R'_{21}(s)|_{s=0} = - \left\{ \frac{(R_r / L_r)(\hat{\omega}_{mR} x + n) + \hat{\omega}_s (\hat{\omega}_{mR}^2 + \hat{\omega}_{mR} y - m)}{(\hat{\omega}_{mR} x + n)^2 + (\hat{\omega}_{mR}^2 + \hat{\omega}_{mR} y - m)^2} \right\}$$

จากสมการที่ (4.43) พบว่าถ้าเราใช้อัตราขยาย  $k'_i$  ที่มีค่าสูงจะทำให้ค่าความผิดพลาดที่เกิดจากความต้านทานสเตเตอร์จริงมีการเปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นมีค่าต่ำ ในที่นี้เราจะพิจารณากรณีที่มอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 50 rpm โดยทำงานในย่านเบรกคืนพลังงานที่ค่าพิคัดและจากการทดสอบที่จุดทำงานดังกล่าวพบว่าอุณหภูมิของมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงประมาณ 1 องศาเซลเซียสต่อนาที ถ้าเราต้องการให้ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์มีค่าประมาณ 0.1% เราจะคำนวณจากสมการที่ (4.43) ได้ว่าจะต้องใช้ค่า  $k'_i = 0.06$

2. การเลือกค่า  $k'_p$  จะพิจารณาจากเสถียรภาพของวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ จากรูปที่ 4.10 เราสามารถเขียนสมการคุณลักษณะของวงรอบ (Characteristic equation) ได้ดังนี้

$$1 + \left[ -\hat{\omega}_{mR} R'_{21}(s) \|i_s\|^2 \cdot \left( k'_p + \frac{k'_i}{s} \right) \right] = 0 \quad (4.44)$$

$$\text{เมื่อแทนค่า } R'_{21}(s) = - \frac{(\beta + \hat{\omega}_{mR})}{(s + \alpha)^2 + (\beta + \hat{\omega}_{mR})^2} \text{ ลงในสมการที่ (4.44) จะ}$$

ทำให้เขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$\frac{\left\{ \begin{aligned} & s^2 + 2\alpha s^2 + \left[ \alpha^2 + (\beta + \hat{\omega}_{mR})^2 + k'_p \hat{\omega}_{mR} (\hat{\omega}_{mR} + k_p \hat{\omega}_m) \|i_s\|^2 \right] s + \\ & \left[ k'_i \hat{\omega}_{mR} (\hat{\omega}_{mR} + k_p \hat{\omega}_m) \|i_s\|^2 \right] \end{aligned} \right\}}{(s + \alpha)^2 + (\beta + \hat{\omega}_{mR})^2} = 0 \quad (4.45)$$

เนื่องจากตัวควบคุมเป็นแบบ PI ซึ่งค่า  $k'_p \neq 0$  ในการออกแบบค่า  $k'_p$  เราจะใช้เงื่อนไขที่ทำให้รากของสมการที่ (4.45) เสถียร จาก Routh's stability criterion พบว่าเงื่อนไขที่ทำให้เกิดรากที่เสถียรคือ

$$\begin{aligned} 1.) \quad \frac{k'_i}{k'_p} &< \left\{ 1 + \frac{[\alpha^2 + (\hat{\omega}_{mR} + \beta)^2]}{k'_p \hat{\omega}_{mR} (\hat{\omega}_{mR} + \beta) \|i_s\|^2} \right\} \cdot 2\alpha \\ 2.) \quad \hat{\omega}_{mR} (\hat{\omega}_{mR} + \beta) &> 0 \end{aligned} \quad (4.46)$$

จากการพิจารณาเสถียรภาพของวงรอบนี้ในหัวข้อ 4.3.3 พบว่าฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของระบบมีศูนย์ที่เสถียรเฉพาะในย่านการทำงาน  $\hat{\omega}_{mR} (\hat{\omega}_{mR} + \beta) > 0$  ซึ่งตรงกับเงื่อนไขรากเสถียรข้อที่ 2 นั้นแสดงว่าระบบนี้ไม่สามารถทำงานได้ทุกย่าน แต่เพื่อให้เราพอมิแนวทางในการออกแบบอัตราขยาย PI เราจะพิจารณาวงรอบนี้เฉพาะในย่านการทำงานที่เสถียรโดยอาศัยเงื่อนไขรากที่เสถียรข้อที่ 1 (ย่านการทำงานที่ไม่เสถียรคือย่านการทำงานที่มีพื้นที่เป็นสี่เทา)

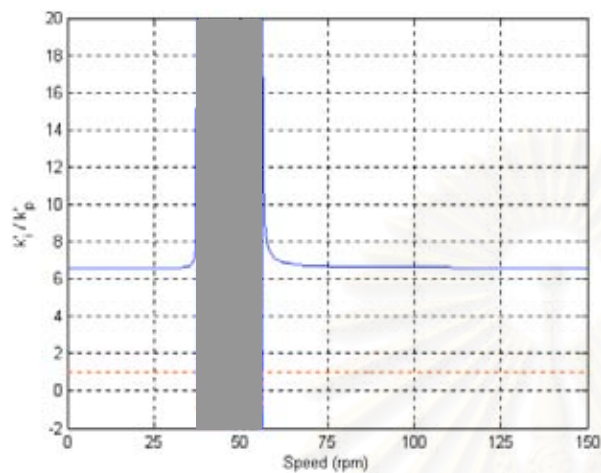
จากเงื่อนไขรากที่เสถียรข้อที่ 1 พบว่านอกจากเราต้องกำหนดจุดทำงานเพื่อใช้ในการออกแบบแล้วเรายังต้องกำหนดค่า  $k'_p$  เริ่มต้นด้วย เนื่องจากระบบมีย่านการทำงานที่กว้างดังนั้นเป็นไปได้ที่จะออกแบบอัตราขยาย PI เพื่อให้ระบบมีคุณลักษณะทางพลวัตตามที่กำหนดในทุกย่านการทำงานประกอบกับผลกระทบจากค่าความผิดพลาดของความต้านทานสเตเตอร์มีค่าน้อยเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็วสูง ในที่นี้เราพิจารณาระบบเฉพาะในย่านความเร็วต่ำโดยเลือกให้มอเตอร์ทำงานที่ความเร็วน้อยกว่า 150 rpm ที่แรงบิด -100%

เนื่องจากค่าความต้านทานสเตเตอร์เปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ดังนั้นอัตราขยาย PI ที่ใช้ไม่ควรมีค่าสูงนัก เบื้องต้นเราจะกำหนดค่า  $k'_p$  ที่ใช้ในการพิจารณา 4 ค่าได้แก่ 1, 0.1, 0.01 และ 0.001

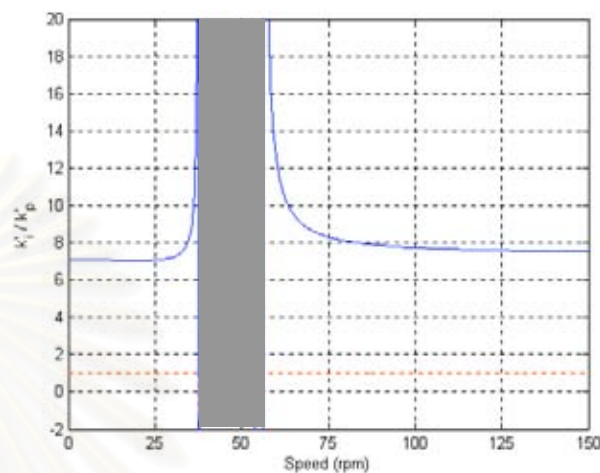
หลังจากวิเคราะห์เงื่อนไขรากที่เสถียรข้อที่ 1 เราสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $k'_i/k'_p$  กับค่าความเร็วที่ค่า  $k'_p$  ต่างๆกันได้ดังรูปที่ 4.18 ก) - ง) จากรูปที่ 4.18 ก) - ง) จะเห็นได้ว่าถ้าเราเลือกค่า  $k'_p = 1$  อัตราส่วน  $k'_i/k'_p$  ควรมีค่าไม่เกิน 6.5 และอัตราส่วนนี้จะมีค่ามากขึ้นถ้าเลือกค่า  $k'_p$  ต่ำลง การเลือกค่า  $k'_p$  ที่มีค่าสูงเกินไปอาจมีผลต่อการ



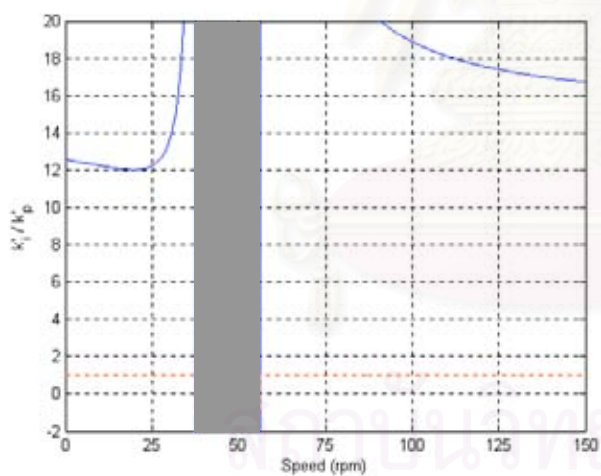
ขยายสัญญาณรบกวน ในงานวิจัยนี้เราเลือกค่า  $k_p' = 0.01$  ทำให้ได้อัตราส่วน  $k_i'/k_p'$  เท่ากับ 6 เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 4.18 ค) พบว่าเราควรเลือกอัตราส่วน  $k_i'/k_p'$  ไม่เกิน 12 ซึ่งสอดคล้องกับค่า  $k_p', k_i'$  ที่เลือกไว้ ดังนั้นในงานวิจัยนี้เราจะใช้ค่า  $k_p' = 0.01$  และค่า  $k_i' = 0.06$



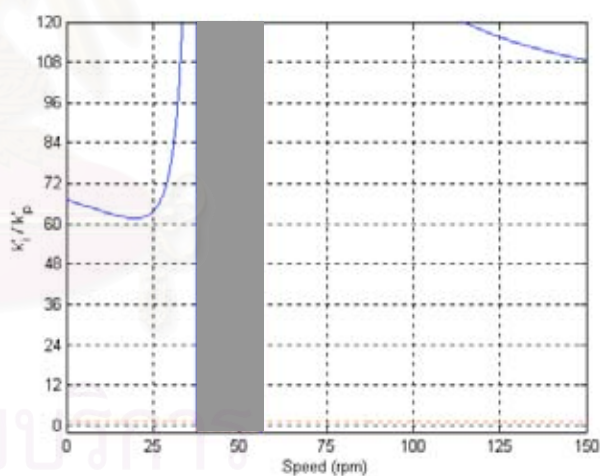
ก)  $k_p' = 1$



ข)  $k_p' = 0.1$



ค)  $k_p' = 0.01$



ง)  $k_p' = 0.001$

รูปที่ 4.18 อัตราส่วนระหว่างค่า  $k_i'$  กับ  $k_p'$  ที่ค่า  $k_p'$  ต่างกันที่ความเร็วน้อยกว่า 150 rpm ที่แรงบิด -100%

#### 4.5 เงื่อนไขการกระตุ้นอย่างต่อเนื่องในการประมาณค่าความเร็วและค่าความต้านทานสเตเตอร์ (Persistence of Excitation Condition)

การประมาณค่าความเร็วและความต้านทานสเตเตอร์ไปพร้อมๆกันมีข้อจำกัดในบางย่านการทำงานซึ่งสามารถพิสูจน์ได้ด้วยการหาเงื่อนไขการกระตุ้นอย่างต่อเนื่อง (Persistence of Excitation (PE) Condition) ดังนี้ จากสมการค่าความผิดพลาดด้านนอก

$$e = G(s)(J\hat{\lambda}_r\phi_\omega) + R(s)(i_s\phi_R) \quad (4.47)$$

นำมาจัดรูปใหม่ได้ดังสมการที่ (4.48)

$$\begin{aligned} e &= G(s)(J\hat{\lambda}_r\phi_\omega + \phi_R \{G^{-1}(s)R(s)i_s\}) \\ &= G(s)(J\hat{\lambda}_r\phi_\omega + \phi_R (sI^{-1}[sI - A_{22}][sI + \Pi][sI + \Pi]^{-1}i_s)) \\ &= G(s)(J\hat{\lambda}_r\phi_\omega + (sI^{-1}[sI - A_{22}]i_s)\phi_R) \\ &= G(s)(w_\omega\phi_\omega + w_s\phi_R) \end{aligned} \quad (4.48)$$

โดยที่

$$w_\omega = J\hat{\lambda}_r$$

$$w_s = sI^{-1}[sI - A_{22}]i_s$$

เมื่อนำสมการที่ (4.36) มาพิจารณา PE Condition โดย PE Condition มีนิยามว่า [16] “Regressor  $w$  เป็น Persistently exciting ถ้ามีค่า  $\alpha_1, \alpha_2, \delta > 0$  ที่ทำให้

$$\alpha_1 I \leq \int_{t_0}^{t_0+\delta} w(\tau)w^T(\tau)d\tau \leq \alpha_2 I \quad \forall t_0 \geq 0 \quad (4.49)$$

สำหรับกรณีที่เรากำลังพิจารณานี้  $w = [w_\omega \quad w_s]^T$  ดังนั้น PE Condition จึงแสดงได้เป็น

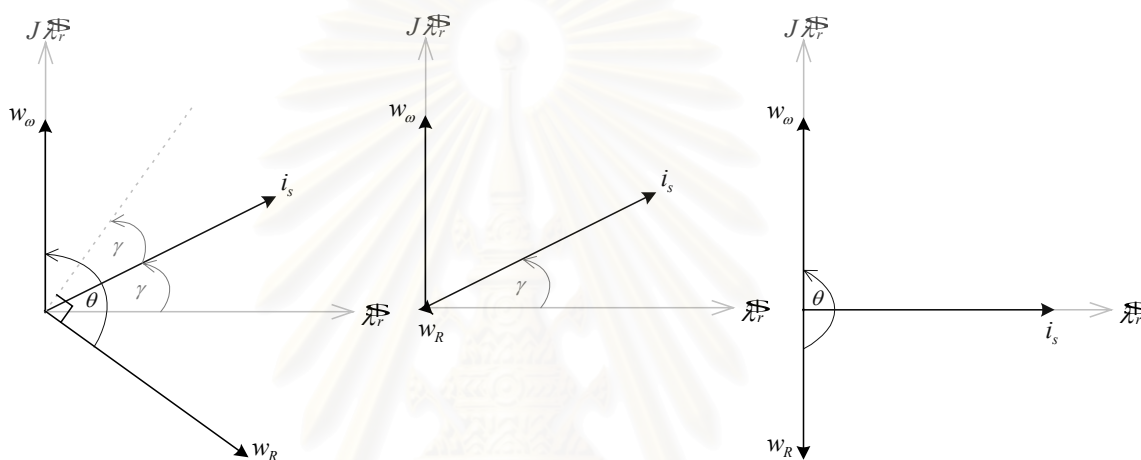
$$\begin{aligned} \alpha_1 I &\leq \int_{t_0}^{t_0+\delta} \begin{bmatrix} (w_\omega)^T \\ w_s^T \end{bmatrix} [w_\omega \quad w_s] d\tau \leq \alpha_2 I \quad ; \quad \forall t_0 \geq 0 \\ \alpha_1 I &\leq \int_{t_0}^{t_0+\delta} \begin{bmatrix} (w_\omega)^T \cdot w_\omega & (w_\omega)^T \cdot w_s \\ w_s^T \cdot w_\omega & w_s^T \cdot w_s \end{bmatrix} d\tau \leq \alpha_2 I \quad ; \quad \forall t_0 \geq 0 \end{aligned} \quad (4.50)$$

จะพบว่าเมตริกซ์ที่อยู่ภายในเครื่องหมาย Integral มีโอกาสที่จะเป็น Singular matrix ( $\det[B] = 0$ ) ได้ ซึ่งเราสามารถคำนวณค่า  $\det[B]$  ได้โดยอาศัยรูปที่ 4.19 ก) ดังนี้

$$\begin{aligned} \det[B] &= [(w_\omega^T w_\omega) \cdot (w_s^T w_s)] - [(w_\omega^T w_s) \cdot (w_s^T w_\omega)] \\ &= \|w_\omega\|^2 \|w_s\|^2 \{[\cos 0 \cdot \cos 0] - [\cos \theta \cdot \cos \theta]\} \end{aligned} \quad (4.51)$$

นั่นแสดงว่าสภาวะที่ทำให้ข้อสมการไม่เป็นจริงมีอยู่ด้วยกัน 2 กรณี คือ

1.  $\hat{\omega}_{mR} = 0$  rad/s (จ่ายไฟกระแสตรง ทำให้  $\|w_s\| = 0$  )
2. สภาวะไร้โหลด (ทำให้รีเฟรเซอร์เวกเตอร์ทั้งสองอยู่ในแนวเดียวกัน)



ก) ที่สภาวะใดๆ

ข) ที่  $\hat{\omega}_{mR} = 0$

ค) ที่สภาวะไร้โหลด

รูปที่ 4.19 แผนภาพสเปซเวกเตอร์ที่ใช้พิจารณา PE Condition

สภาวะทั้งสองถือเป็นข้อจำกัดของระบบ ซึ่งสะท้อนสภาวะที่ไม่มีข้อมูลจากระบบเพียงพอที่จะใช้ในการประมาณค่าพารามิเตอร์ทั้งสองตัวพร้อมกัน ทำให้ไม่สามารถยืนยันได้ว่าพารามิเตอร์ที่ประมาณได้จะลู่เข้าหาค่าพารามิเตอร์จริง และเนื่องจากเงื่อนไขดังกล่าวมาจากแบบจำลองของระบบดังนั้นไม่ว่าจะเลือกใช้รีเฟรเซอร์เวกเตอร์ใดในการประมาณก็ตามเราก็ไม่อาจที่จะประมาณค่าพารามิเตอร์ได้อย่างถูกต้องที่สภาวะดังกล่าวได้ ในทางปฏิบัติเพื่อป้องกันปัญหาที่เกิดจากสภาวะข้อมูลของระบบไม่เพียงพอ เราจะหยุดประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์เมื่อมอเตอร์ทำงานใกล้สภาวะดังกล่าว ในกรณีที่ความถี่ทำงานของระบบเข้าใกล้สภาวะ  $\hat{\omega}_{mR} = 0$  rad/s เราจะเริ่มลดอัตราขยายการปรับตัวที่ใช้ในการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์เมื่อ  $|\hat{\omega}_{mR}| = 3.3$  rad/s และหยุดประมาณอย่างสนิท (อัตราขยายการปรับตัวเป็นศูนย์) เมื่อ  $|\hat{\omega}_{mR}| = 2.8$  rad/s และในกรณีที่ระบบทำงานเข้าใกล้สภาวะไร้โหลด ( $i_{sq} = 0$  A) เราจะเริ่มลดอัตราขยายการปรับตัวที่ใช้ในการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์เมื่อ  $|i_{sq}| = 5$  A และหยุดประมาณอย่างสนิทเมื่อ  $|i_{sq}| = 1.5$  A

## 4.6 ผลการทดลอง

### 4.6.1 กรณีเลือกใช้รีจิสเตอร์เวกเตอร์ $i_s$

ผลการทดลองสำหรับระบบที่ใช้การประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใช้รีจิสเตอร์เวกเตอร์  $i_s$  แสดงในรูปที่ 4.20-4.24

จากรูปที่ 4.20 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์ จะเห็นได้ว่าระบบมีเสถียรภาพในย่านการทำงานแบบมอเตอร์ ส่วนในย่านเบรกคืนพลังงานระบบจะขาดเสถียรภาพในย่านความเร็วต่ำ เนื่องจากระบบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ผิดพลาด

รูปที่ 4.21 - 4.24 แสดงรูปคลื่นการทำงานของระบบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ในเชิงเวลา โดยสภาวะเริ่มต้นค่าความต้านทานสเตเตอร์มีค่าผิดพลาดอยู่  $\pm 12\%$  และมอเตอร์รับโหลดพิกัด  $\pm 10\text{Nm}$  ระบบเริ่มทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่วินาทีที่ 10 จะเห็นได้ว่าระบบสามารถประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ได้อย่างถูกต้องเฉพาะในย่านการทำงานแบบมอเตอร์ ส่วนในย่านเบรกคืนพลังงานค่าความต้านทานสเตเตอร์ประมาณจะลู่ออกจากค่าจริงส่งผลให้ระบบควบคุมเวกเตอร์ขาดเสถียรภาพในที่สุด

### 4.6.2 กรณีเลือกใช้รีจิสเตอร์เวกเตอร์ $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$

ผลการทดลองสำหรับระบบที่ใช้การประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใช้รีจิสเตอร์เวกเตอร์  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$  แสดงในรูปที่ 4.25-4.40

รูปที่ 4.25 - 4.27 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์โดยที่ค่าความต้านทานสเตเตอร์เกิดความคลาดเคลื่อนไป 0%, +14% และ -8% ตามลำดับ พบว่าทั้ง 3 กรณีได้ผลการทดลองใกล้เคียงกันนั้นแสดงว่าระบบสามารถประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ได้อย่างถูกต้อง ส่งผลให้ระบบมีเสถียรภาพในการทำงานกว้างขึ้นเมื่อเทียบกับระบบที่ไม่ได้แก้ไขผลกระทบจากความผิดพลาดของความต้านทานสเตเตอร์ที่แสดงในรูปที่ 3.4

รูปที่ 4.28 - 4.31 แสดงรูปคลื่นการทำงานของระบบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ในเชิงเวลา โดยสภาวะเริ่มต้นความต้านทานสเตเตอร์มีค่าความผิดพลาดอยู่  $\pm 12\%$  ขณะที่มอเตอร์รับโหลด  $\pm 10\text{Nm}$  ระบบเริ่มทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่วินาทีที่ 10 จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานสเตเตอร์ประมาณจะลู่ออกค่าจริงที่ 1.4 Ohms หมายความว่ามอเตอร์ทำงานอยู่ในย่านมอเตอร์หรือเบรกคืนพลังงานก็ตาม

รูปที่ 4.32 - 4.33 แสดงผลตอบสนองของสภาวะชั่วครู่โดยทำการเร่งลดความเร็วจาก 200 rpm ไป 1200 rpm และจาก 1200 rpm ไป 200 rpm ตามลำดับจะเห็นได้ว่าในช่วง

แรกๆของการเร่งลดความเร็ว ผลตอบสนองที่ได้จะมีส่วนพุ่งเกินเล็กน้อยแต่โดยรวมแล้วระบบสามารถควบคุมให้มอเตอร์ติดตามความเร็วคำสั่งได้อย่างถูกต้อง ส่วนค่าความต้านทานสเตเตอร์ประมาณที่ได้มีค่าค่อนข้างคงที่ที่ 1.4 Ohms

รูปที่ 4.34 - 4.37 แสดงผลตอบสนองสภาวะชั่วคราวโดยทำการกลับทิศทางการหมุนระหว่างความเร็ว +200 rpm กับ -200 rpm และที่ความเร็ว +1450 rpm กับ -1450 rpm จะเห็นได้ว่าระบบสามารถควบคุมให้มอเตอร์ติดตามความเร็วคำสั่งได้อย่างถูกต้อง ส่วนค่าความต้านทานสเตเตอร์ประมาณจะเกิดการแกว่งเล็กน้อยหลังจากผ่านความเร็วศูนย์ แต่สุดท้ายสามารถเข้าสู่ค่าจริงได้

รูปที่ 4.38 - 4.40 เป็นรูปแสดงผลตอบสนองสภาวะชั่วคราวโดยใส่โหลดพิกัดให้แก่มอเตอร์ที่ความเร็ว 100, 500 และ 1200 rpm จะพบว่าในขณะที่ใส่โหลด ความเร็วมอเตอร์มีค่าลดลงแต่ระบบสามารถควบคุมความเร็วให้กลับมาสู่ค่าความเร็วคำสั่งได้ ส่วนค่าความต้านทานสเตเตอร์มีค่าค่อนข้างคงที่ที่ 1.4 Ohms

#### 4.6.3 กรณีเลือกใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $Q_i$

สำหรับผลการทดลองระบบที่ใช้การประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Q_i$  แสดงในรูปที่ 4.41-4.56

รูปที่ 4.41 - 4.43 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์จะเห็นได้ว่าระบบมีเสถียรภาพในการทำงานกว้างขึ้นเมื่อเทียบกับระบบที่ไม่ได้แก้ไขผลกระทบจากความผิดพลาดของความต้านทานสเตเตอร์ดังในรูปที่ 3.4 ซึ่งผลที่ได้มีลักษณะใกล้เคียงกับกรณีที่ใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J\text{sgn}(\hat{\omega}_{mR})i_s$

รูปที่ 4.44 - 4.47 แสดงรูปคลื่นการทำงานของระบบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ในเชิงเวลา โดยสภาวะเริ่มต้นความต้านทานสเตเตอร์มีค่าความผิดพลาดอยู่  $\pm 12\%$  ขณะที่มอเตอร์รับโหลด  $\pm 10\text{Nm}$  ระบบเริ่มทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่วินาทีที่ 10 จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานสเตเตอร์ประมาณจะเข้าสู่ค่าจริงที่ 1.4 Ohms ซึ่งได้ผลเช่นเดียวกับกรณีที่ใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J\text{sgn}(\hat{\omega}_{mR})i_s$

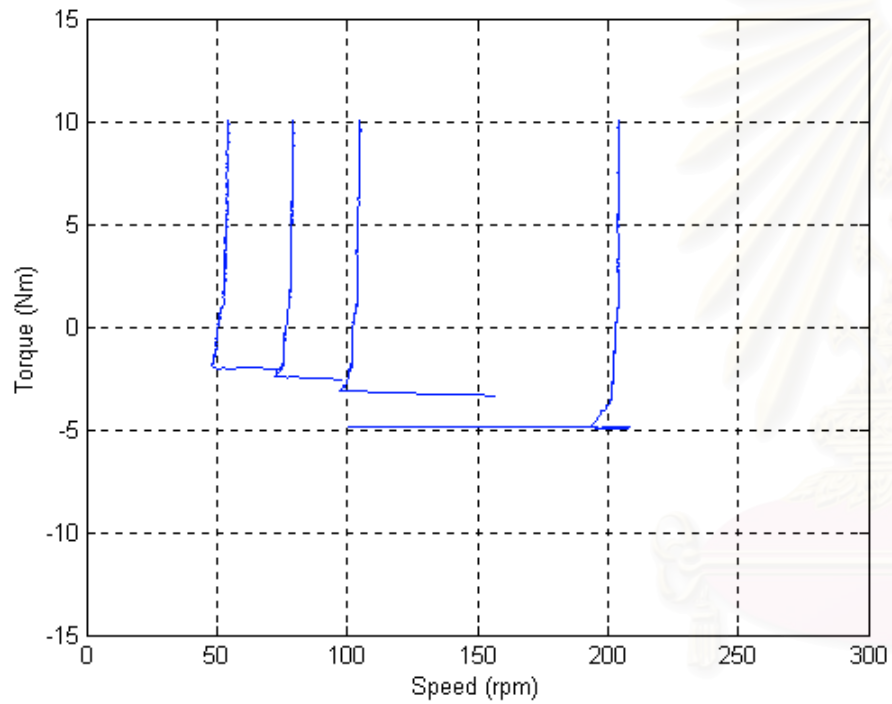
รูปที่ 4.48 - 4.49 แสดงผลตอบสนองสภาวะชั่วคราวโดยทำการเร่งลดความเร็วจาก 200 rpm ไป 1200 rpm และจาก 1200 rpm ไป 200 rpm ตามลำดับจะเห็นได้ว่าในช่วงแรกๆของการเร่งลดความเร็ว ผลตอบสนองที่ได้จะมีส่วนพุ่งเกินเล็กน้อยแต่โดยรวมแล้วระบบสามารถควบคุมให้มอเตอร์ติดตามความเร็วคำสั่งได้อย่างถูกต้อง ส่วนค่าความต้านทานสเตเตอร์ประมาณที่ได้มีค่าแกว่งเล็กน้อยในช่วงเร่งลดความเร็วแต่สุดท้ายสามารถเข้าสู่ค่าจริงที่ 1.4 Ohms ได้

รูปที่ 4.50 - 4.53 แสดงผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวโดยทำการกลับทิศทางการหมุนระหว่างความเร็ว +200 rpm กับ -200 rpm และที่ความเร็ว +1450 rpm กับ -1450 rpm จะเห็นได้ว่าระบบสามารถควบคุมให้มอเตอร์ติดตามความเร็วคำสั่งได้อย่างถูกต้อง ส่วนค่าความต้านทานสเตเตอร์ประมาณจะเกิดการแกว่งเล็กน้อยหลังจากผ่านความเร็วศูนย์ แต่สุดท้ายสามารถเข้าสู่ค่าจริงได้อย่างถูกต้อง

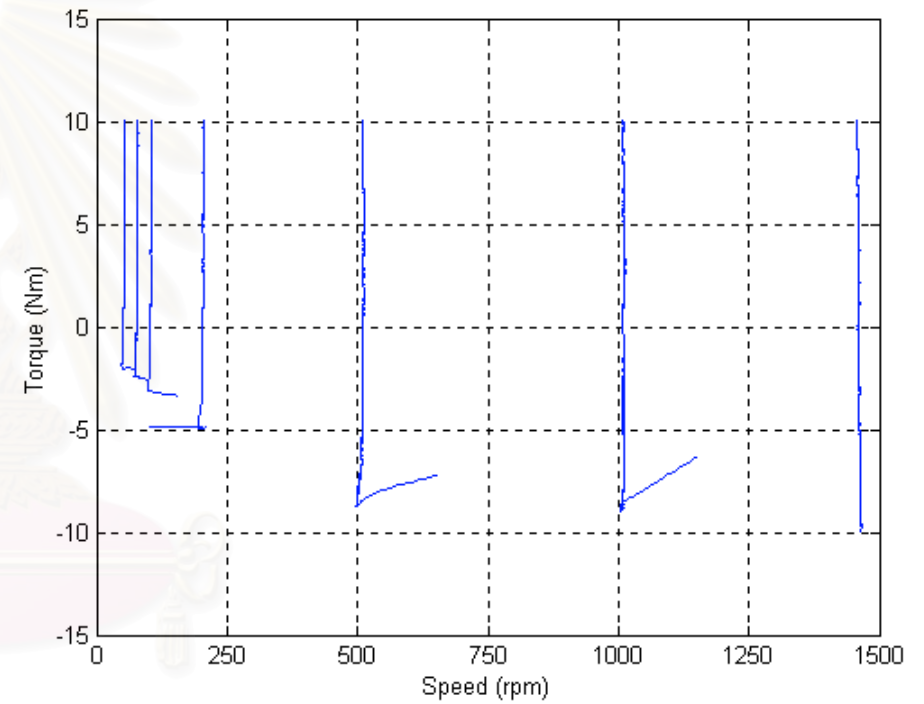
รูปที่ 4.54 - 4.56 เป็นรูปแสดงผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวโดยใส่โหลดพิกัดให้แก่มอเตอร์ที่ความเร็ว 100, 500 และ 1200 rpm จะพบว่าในขณะใส่โหลดความเร็วมอเตอร์มีค่าลดลงแต่ระบบสามารถควบคุมความเร็วให้กลับมาสู่ค่าความเร็วคำสั่งได้ ส่วนค่าความต้านทานสเตเตอร์มีค่าค่อนข้างคงที่ที่ 1.4 Ohms



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

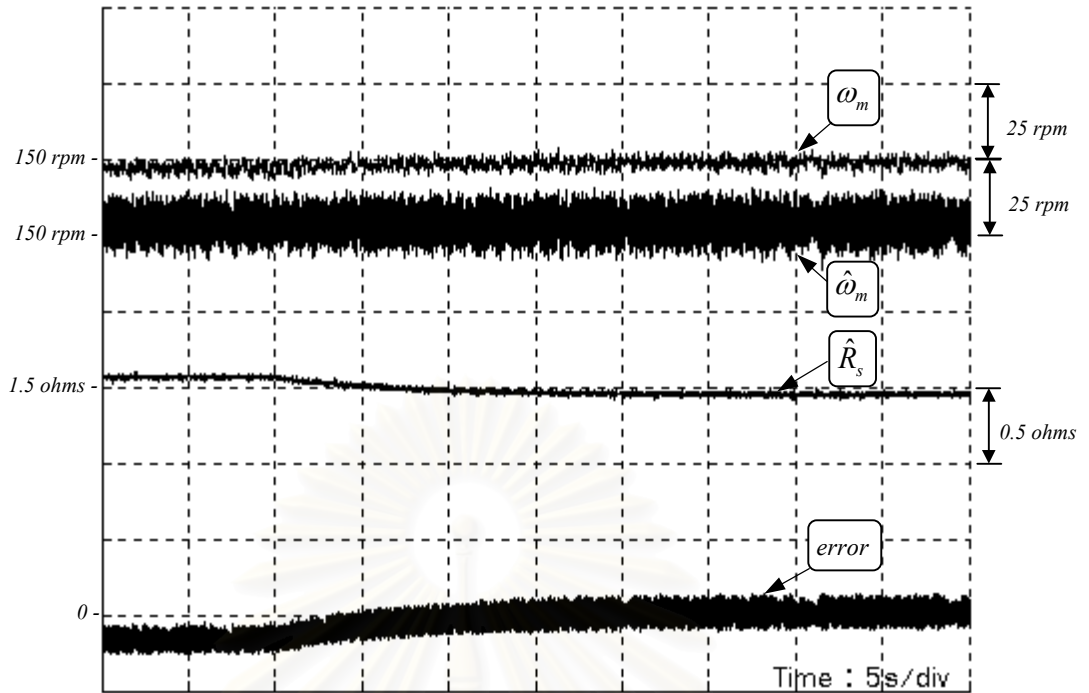


(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

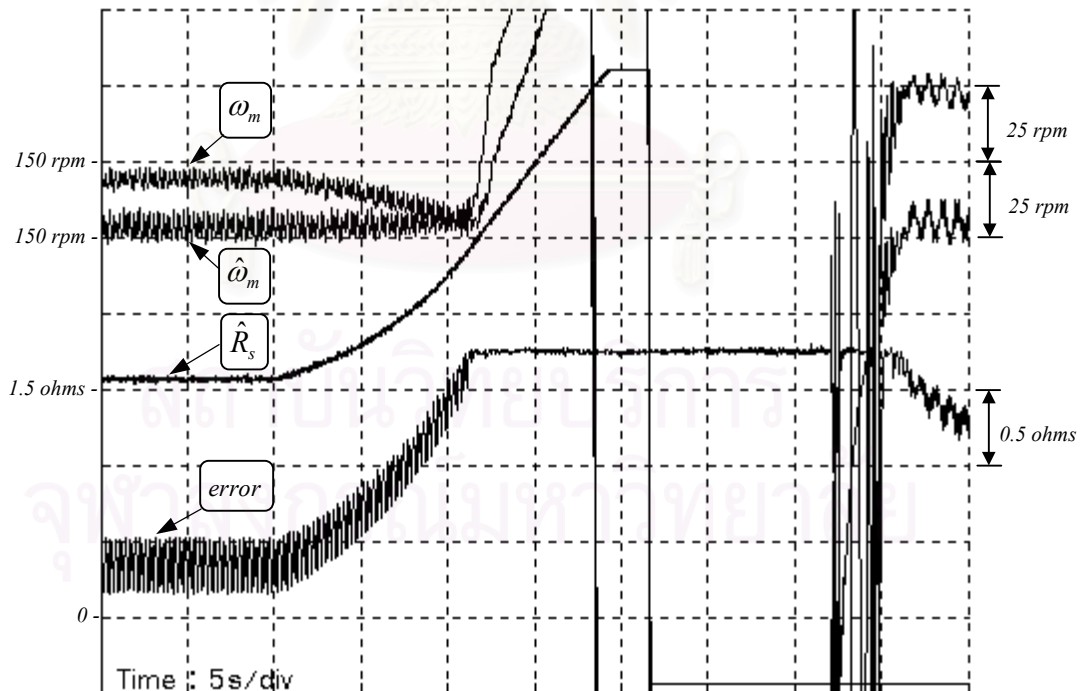


(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

รูปที่ 4.20 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้รีเฟรเซอร์เวกเตอร์  $i_s$  และ  $\Delta R_s = 0\%$

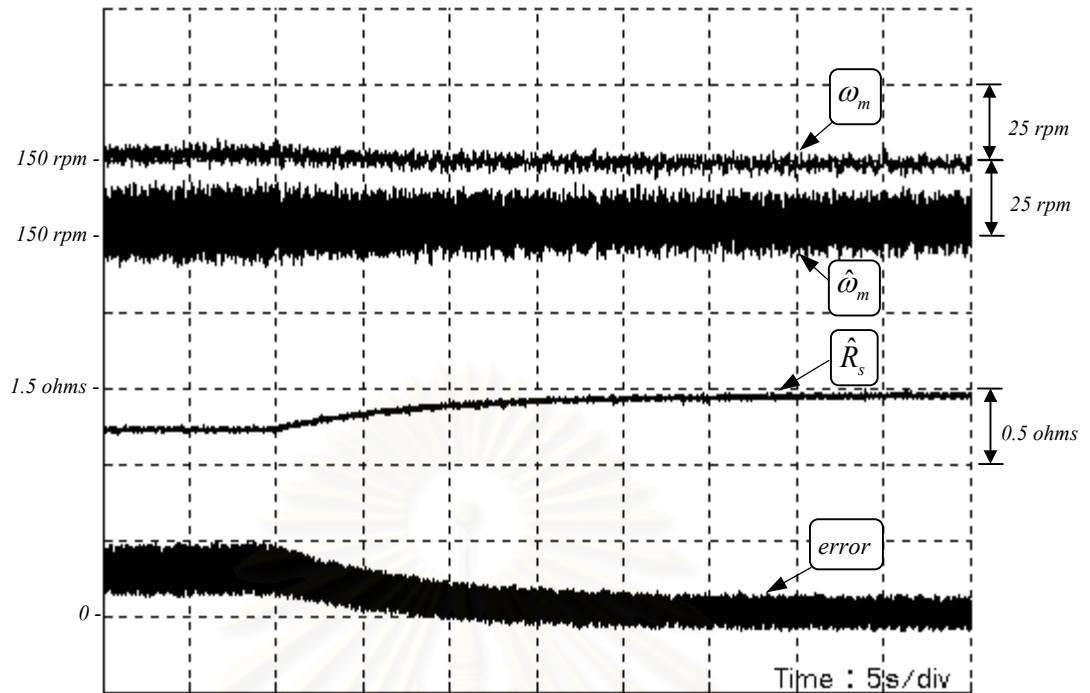


รูปที่ 4.21 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด +10 Nm และ  $\Delta R_s = +12\%$  เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $i_s$

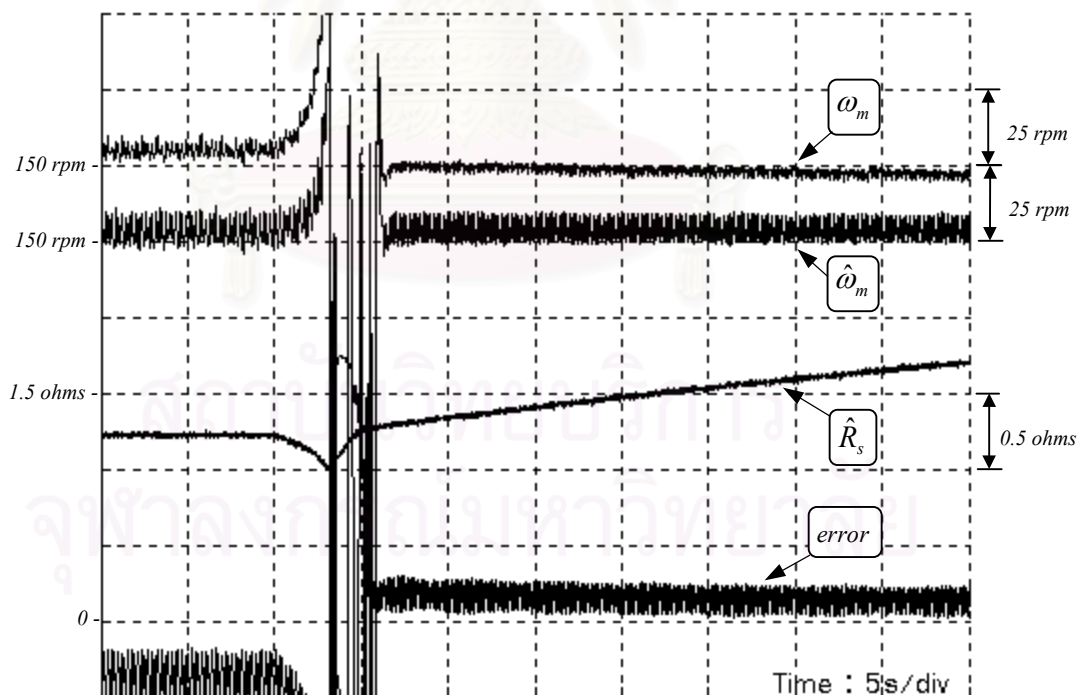


รูปที่ 4.22 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด -10 Nm และ  $\Delta R_s = +12\%$  เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $i_s$

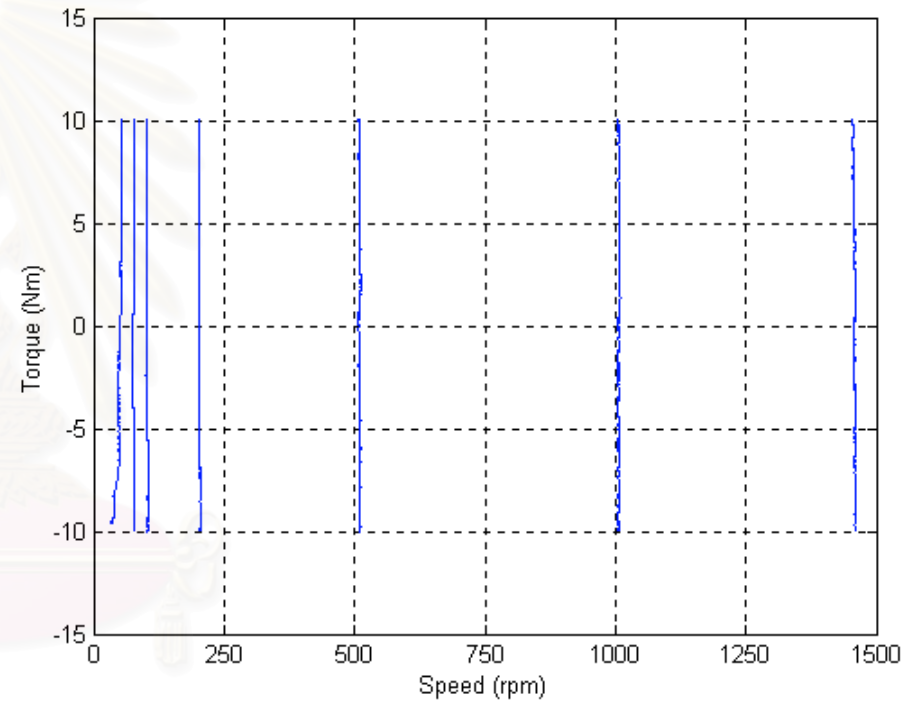
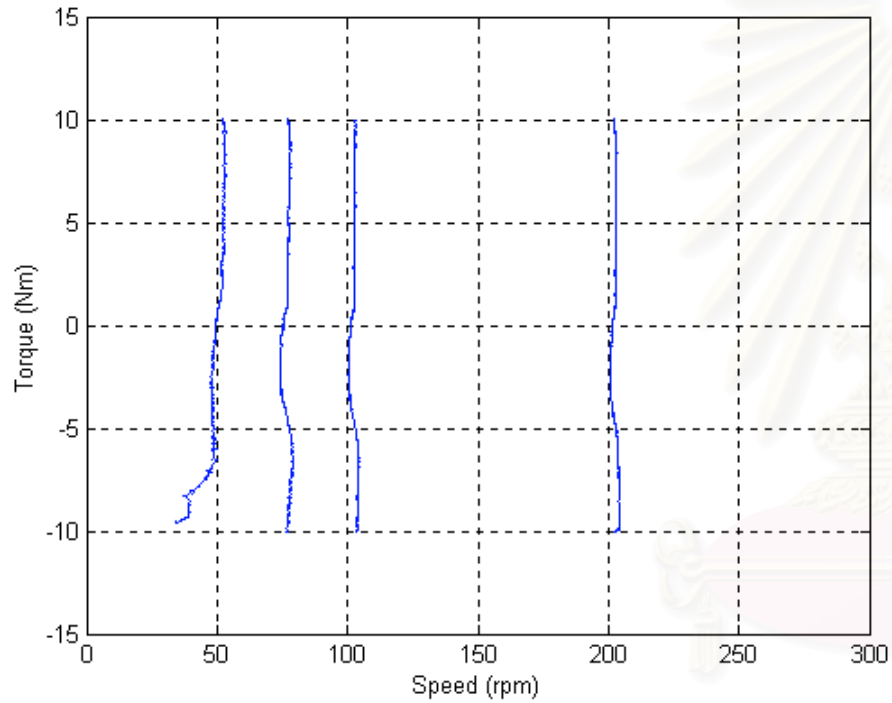




รูปที่ 4.23 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด +10 Nm และ  $\Delta R_s = -12\%$  เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $i_s$



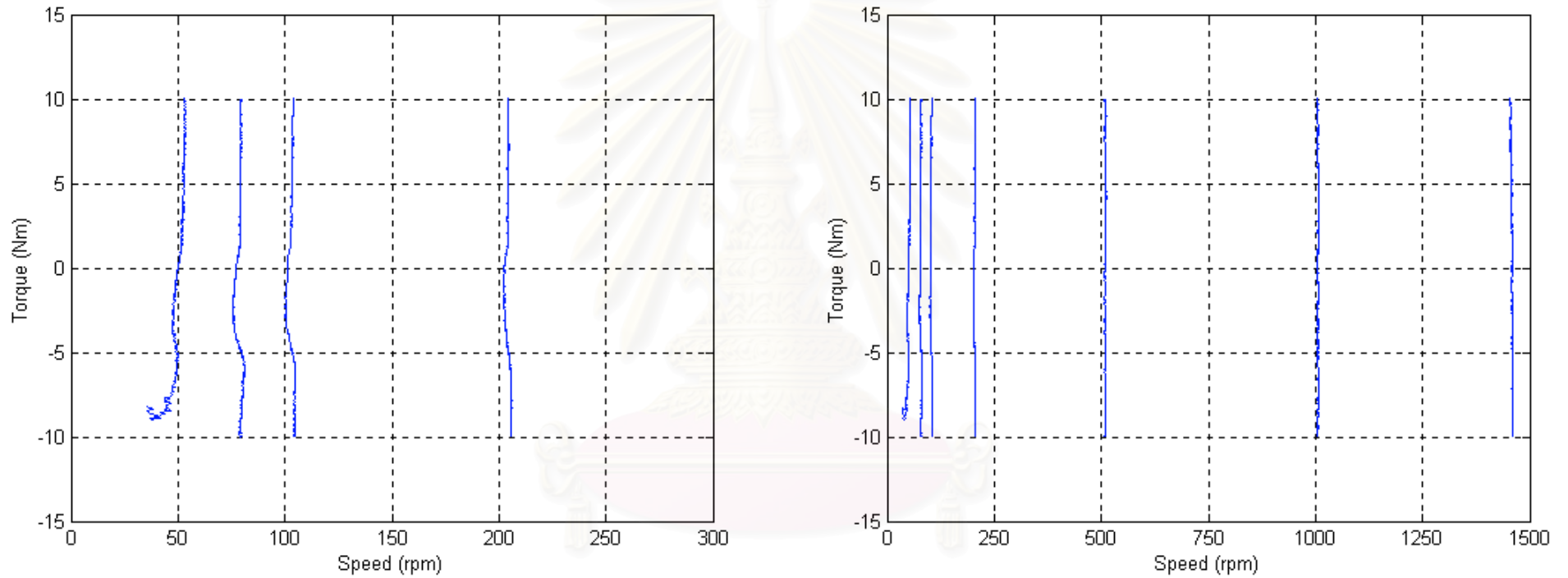
รูปที่ 4.24 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด -10 Nm และ  $\Delta R_s = -12\%$  เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $i_s$



(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

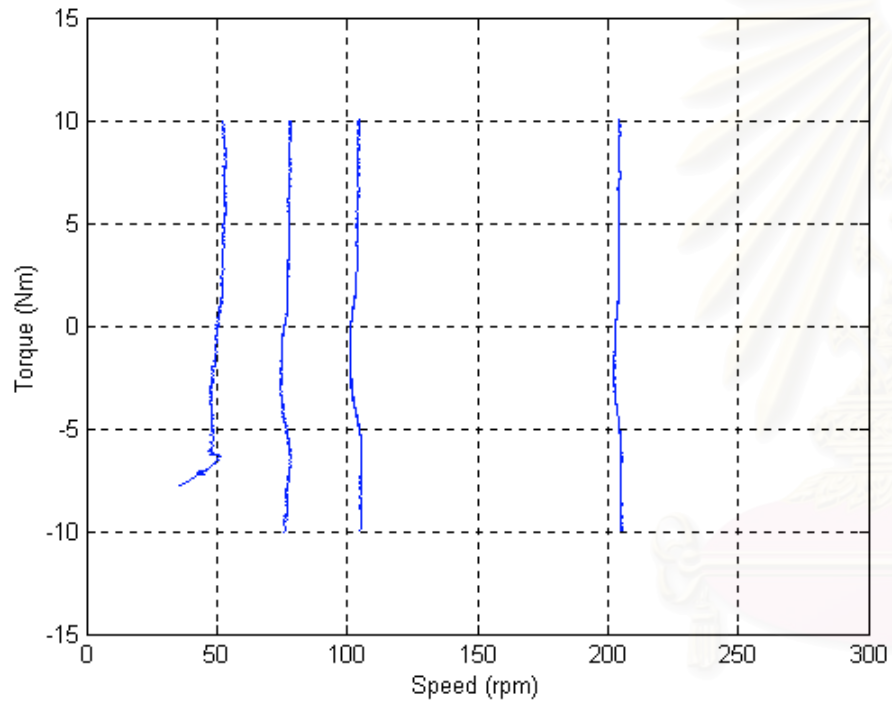
รูปที่ 4.25 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้รีเฟรเซอร์เวกเตอร์  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$  และ  $\Delta R_s = 0\%$



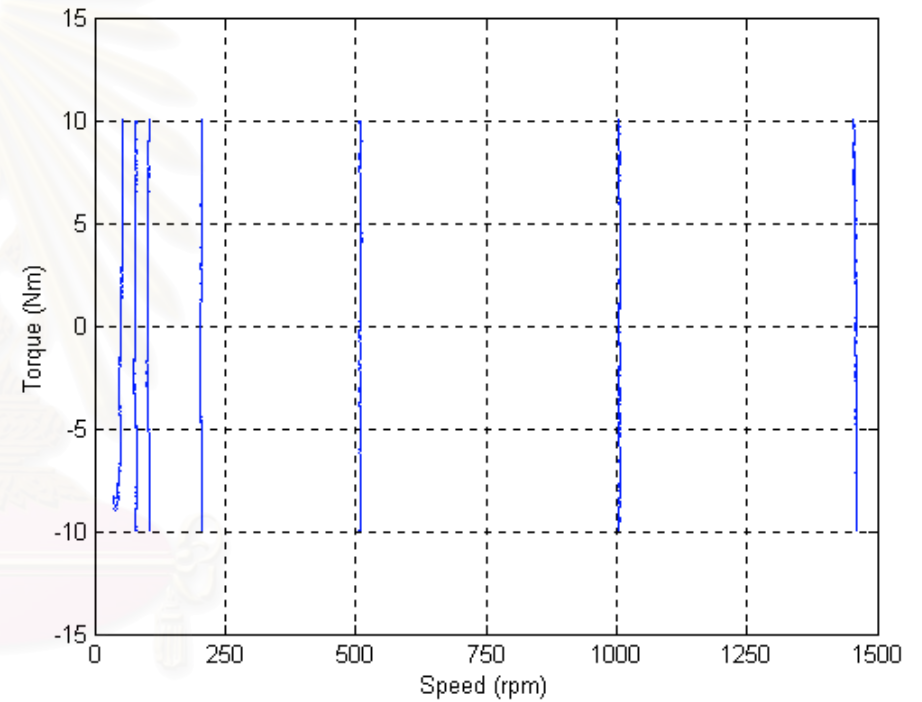
(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

รูปที่ 4.26 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้รีเฟรเซอร์เวกเตอร์  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$  และ  $\Delta R_s = +14\%$

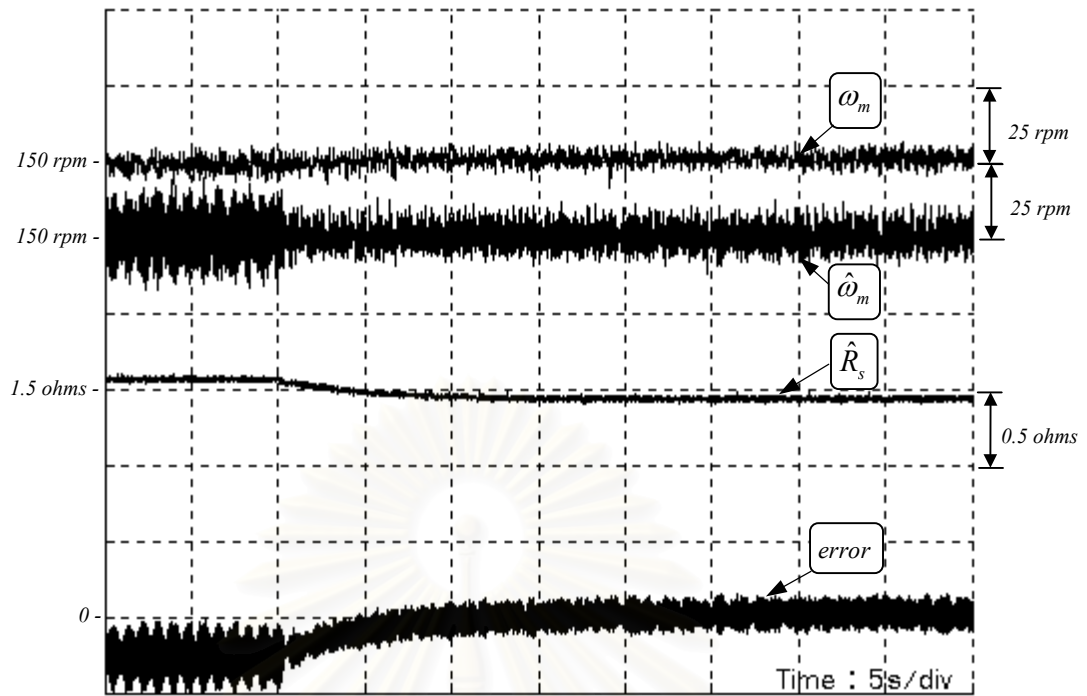


(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

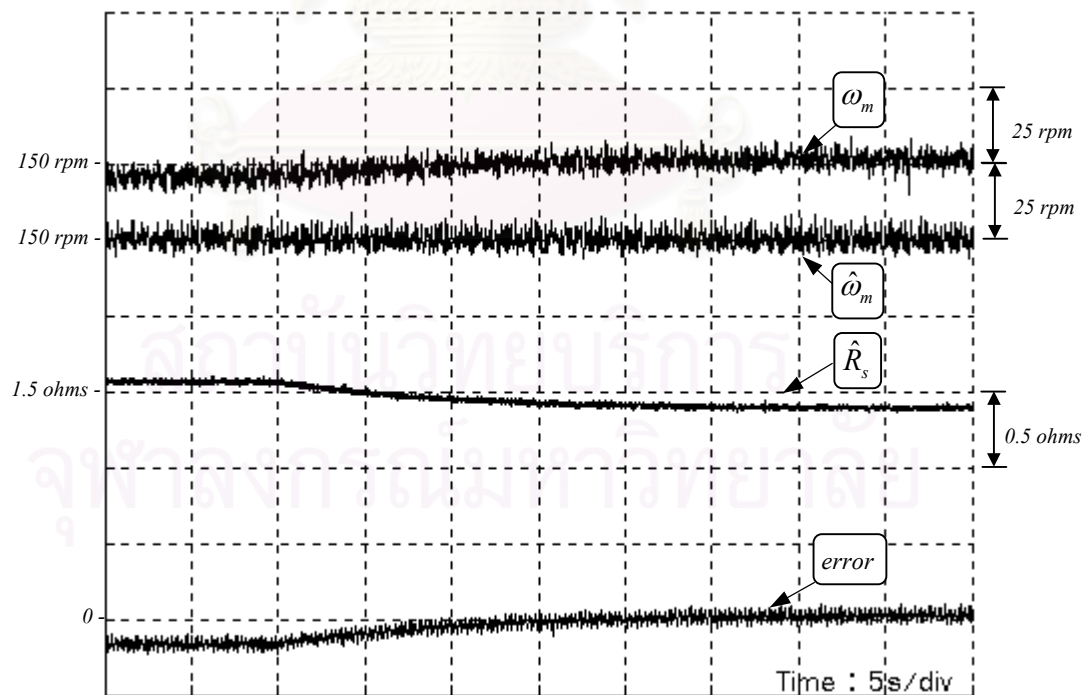


(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

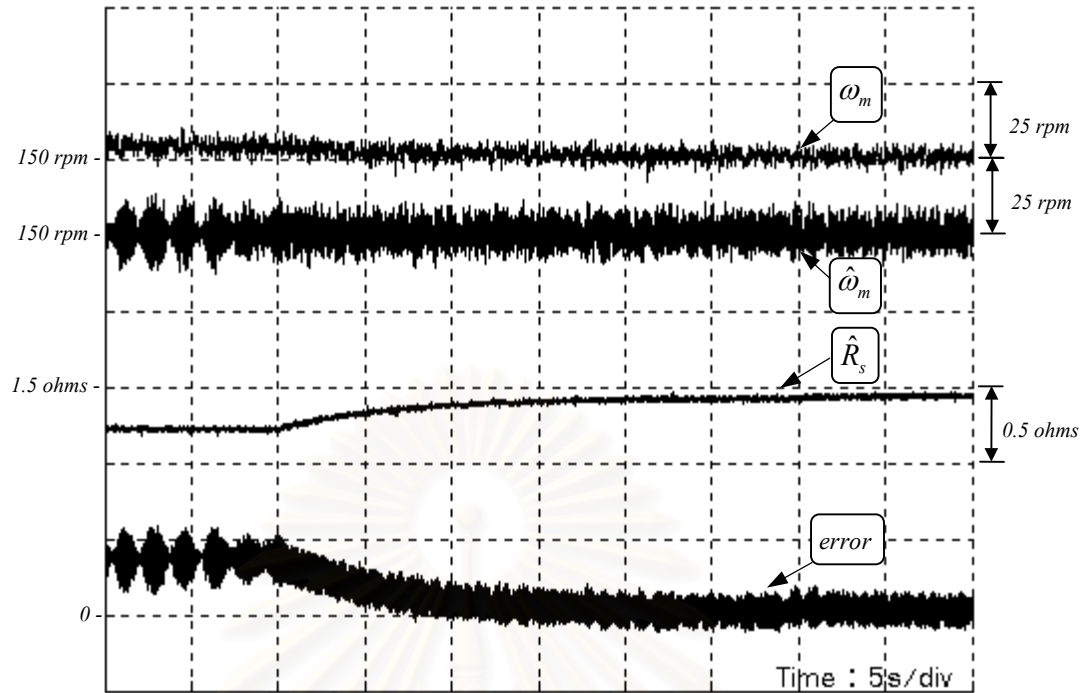
รูปที่ 4.27 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$  และ  $\Delta R_s = -8\%$



รูปที่ 4.28 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด +10 Nm และ  $\Delta R_s = +12\%$  เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$



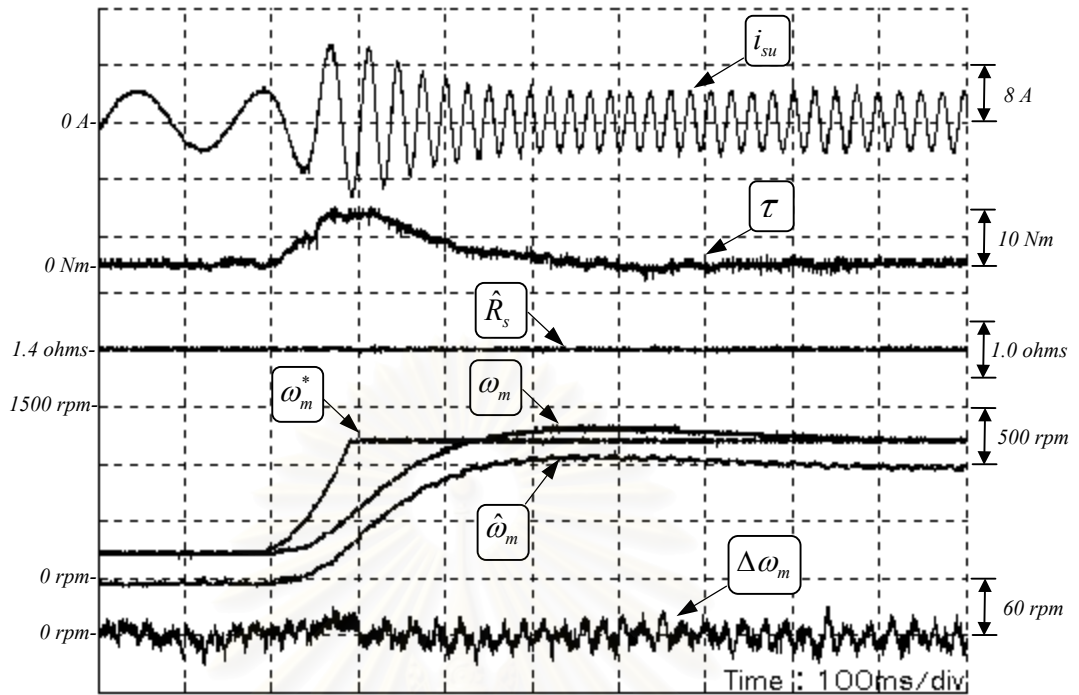
รูปที่ 4.29 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด -10 Nm และ  $\Delta R_s = +12\%$  เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$



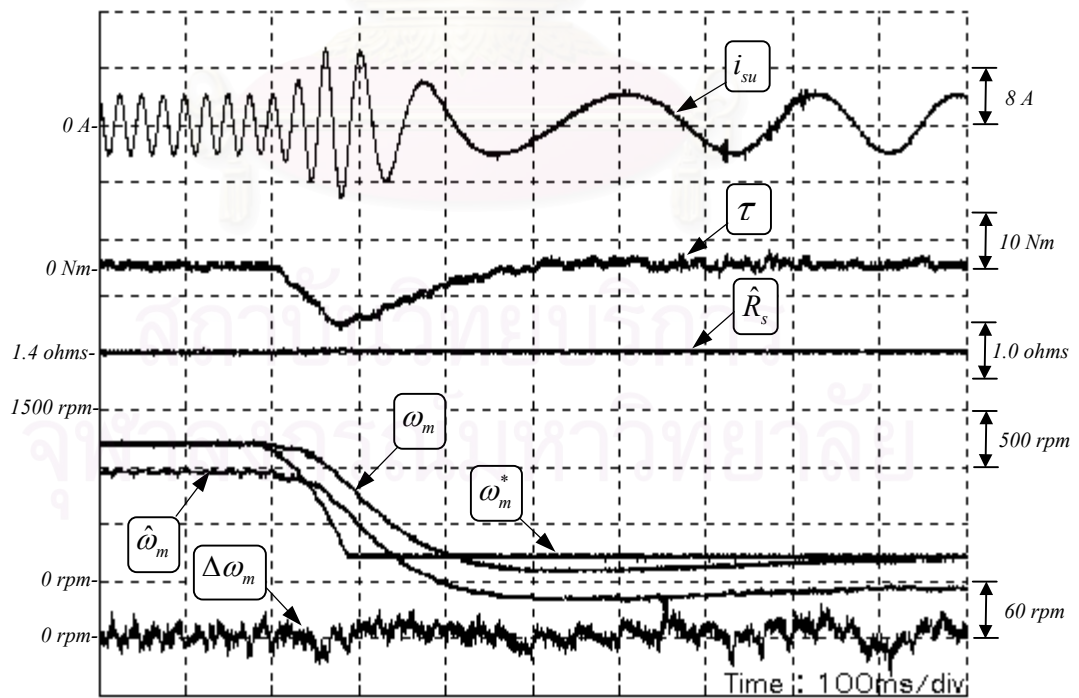
รูปที่ 4.30 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด +10 Nm และ  $\Delta R_s = -12\%$  เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$



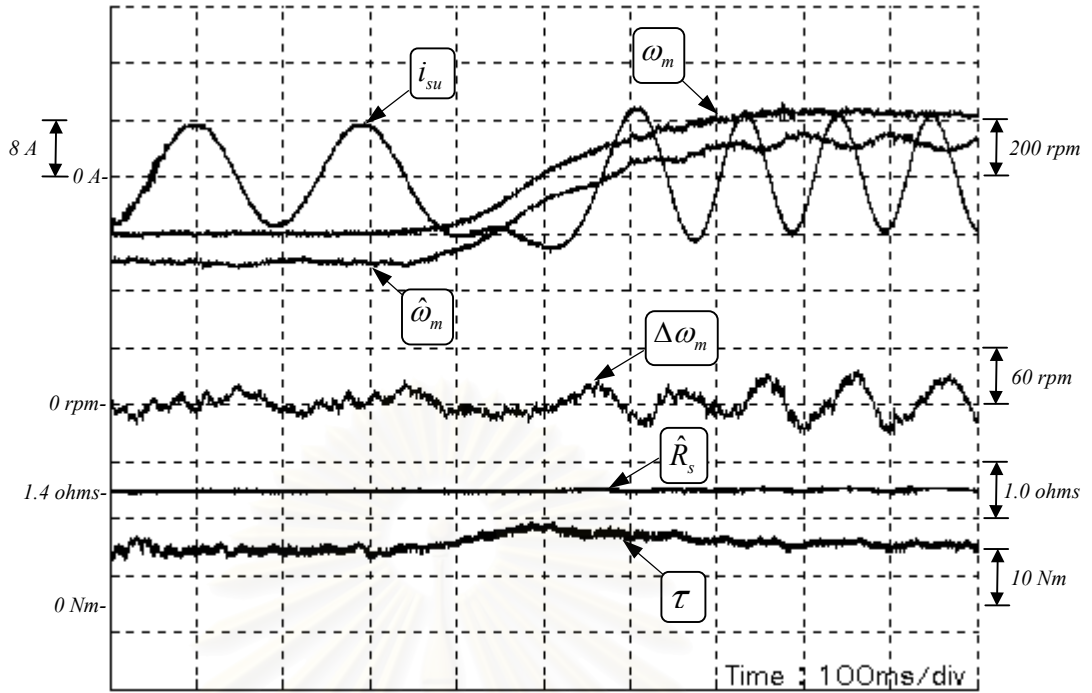
รูปที่ 4.31 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด -10 Nm และ  $\Delta R_s = -12\%$  เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$



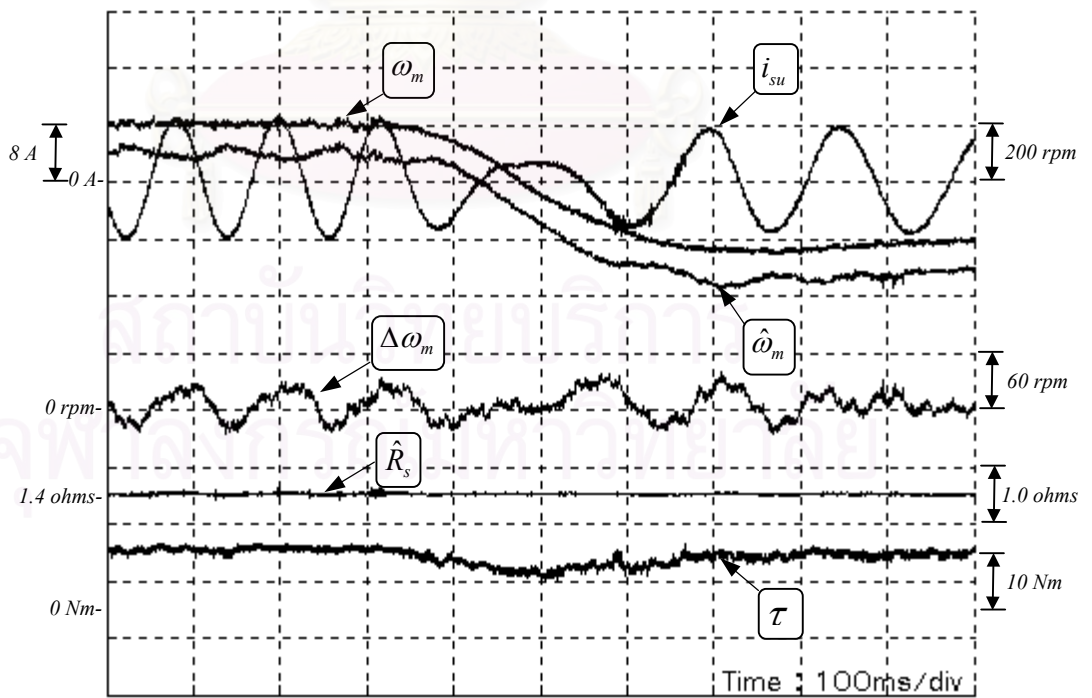
รูปที่ 4.32 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะเร่งความเร็วของมอเตอร์จาก 200 ไป 1200 rpm เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์  $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$



รูปที่ 4.33 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1200 ไป 200 rpm เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์  $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$

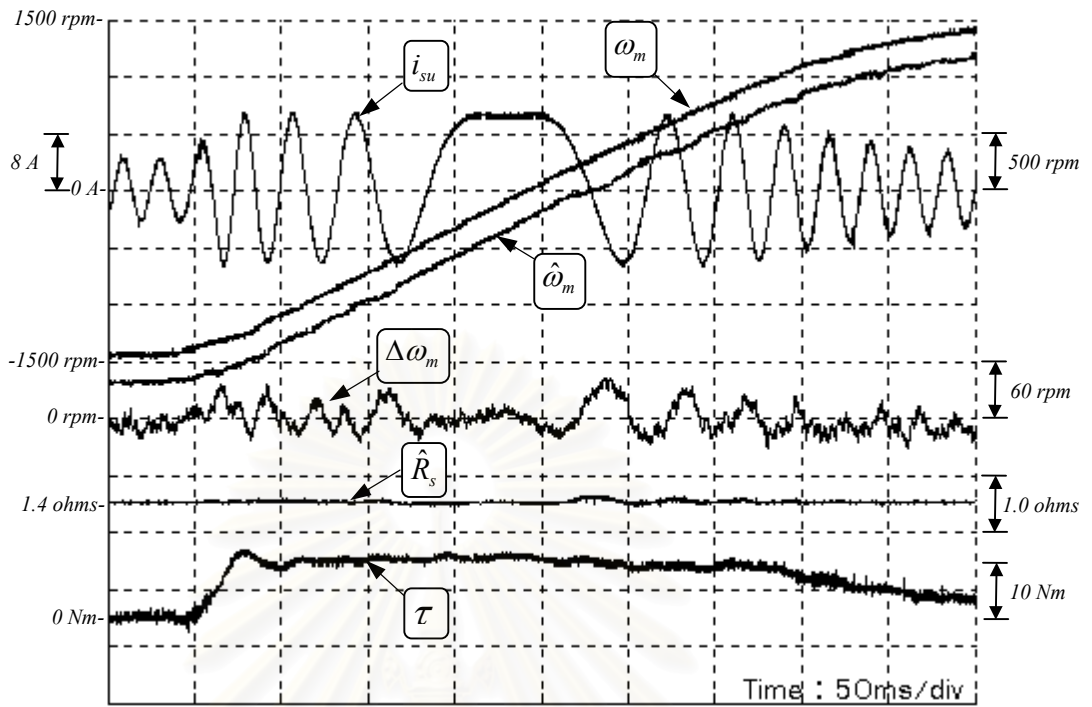


รูปที่ 4.34 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วครู่ขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก -200 ไป +200 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \text{sgn}(\dot{\omega}_{mR}) i_s$

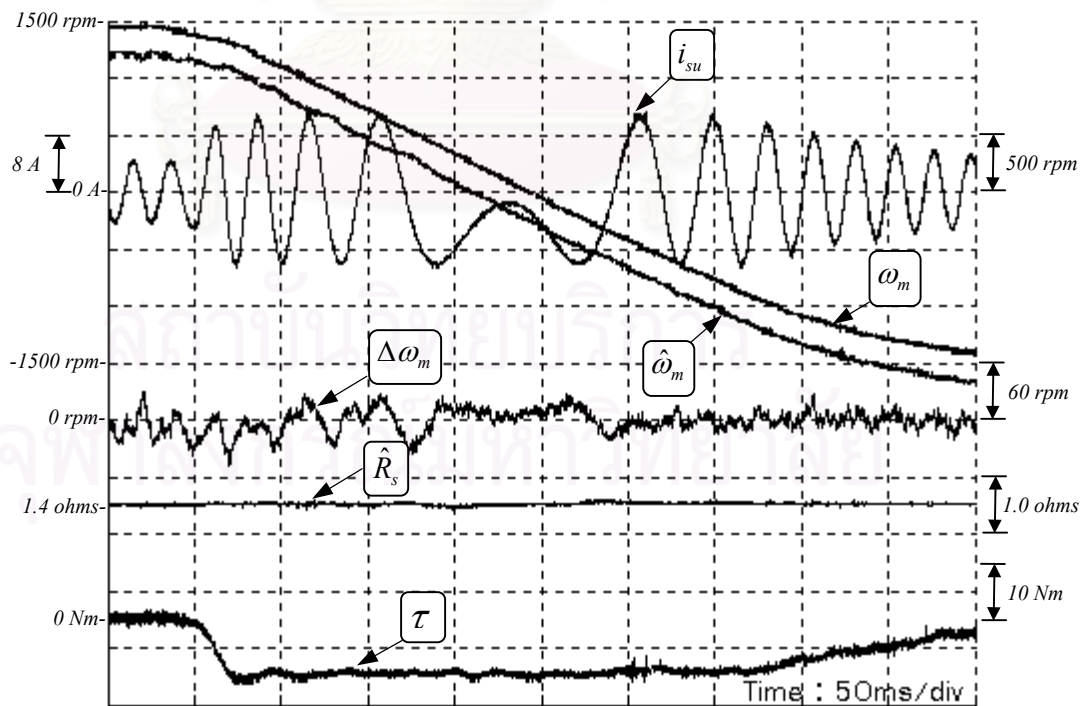


รูปที่ 4.35 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วครู่ขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก +200 ไป -200 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \text{sgn}(\dot{\omega}_{mR}) i_s$





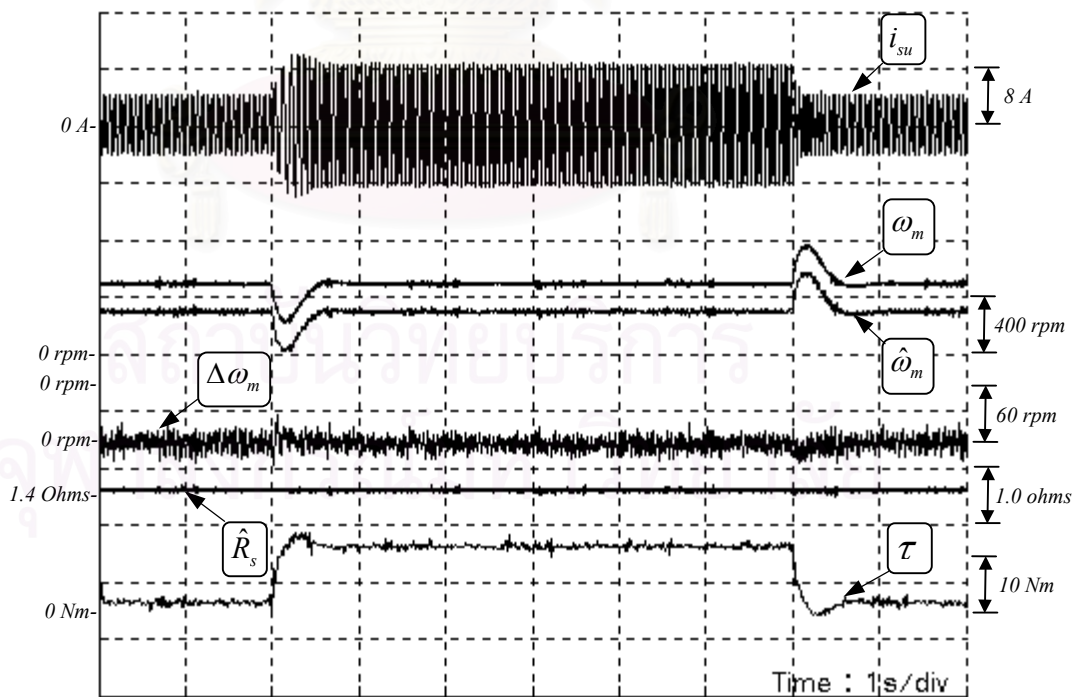
รูปที่ 4.36 ผลตอบสนองสถานะชั่วครู่ขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก  $-1450$  ไป  $+1450$  rpm เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$



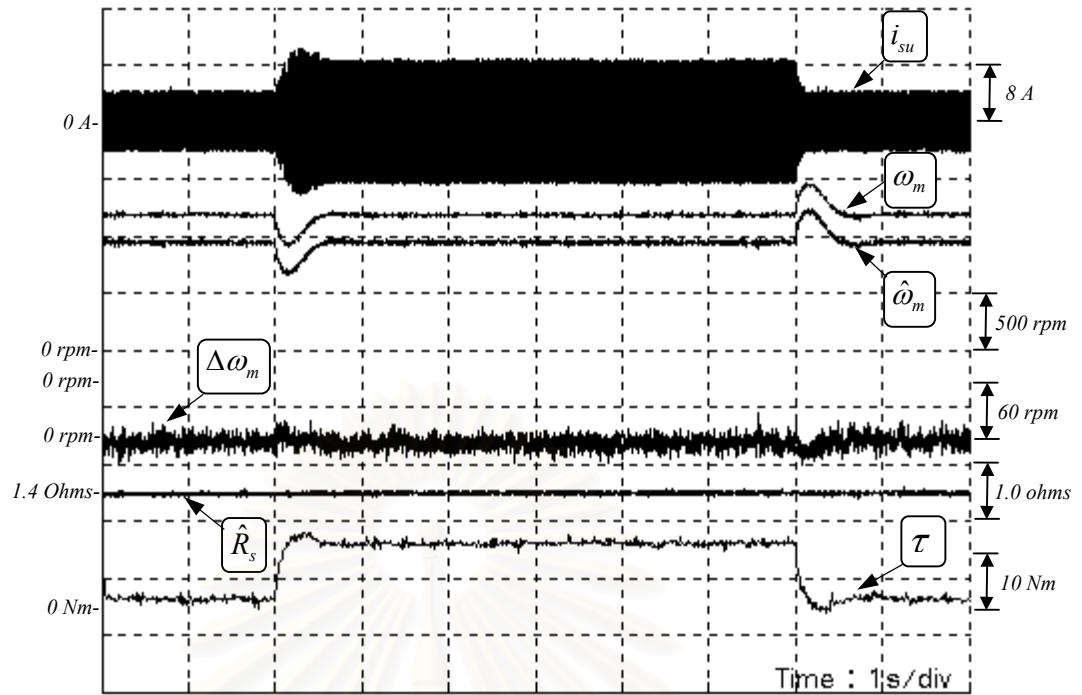
รูปที่ 4.37 ผลตอบสนองสถานะชั่วครู่ขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก  $+1450$  ไป  $-1450$  rpm เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$



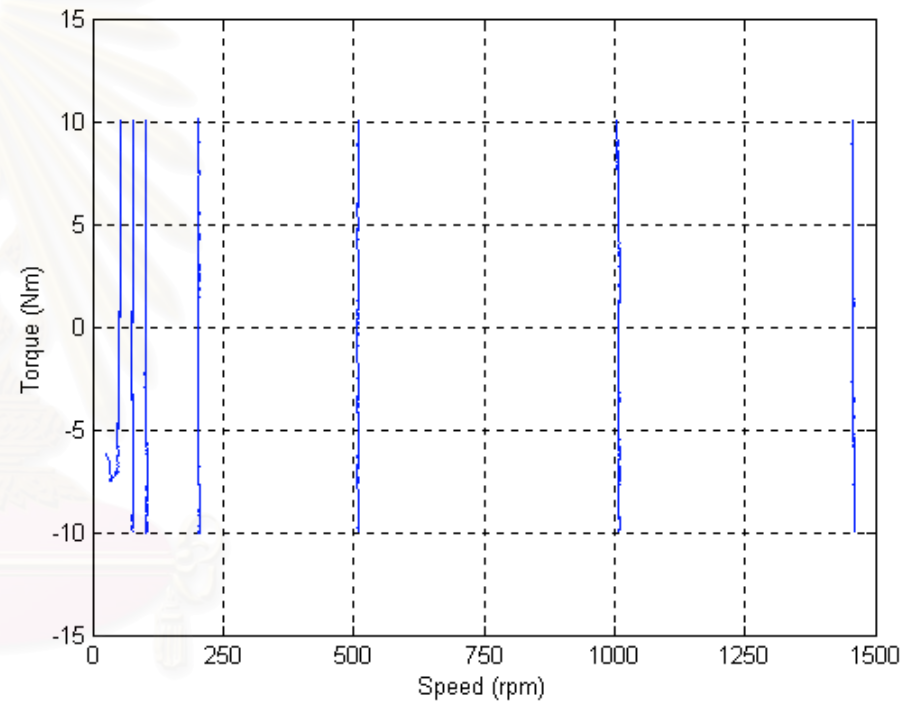
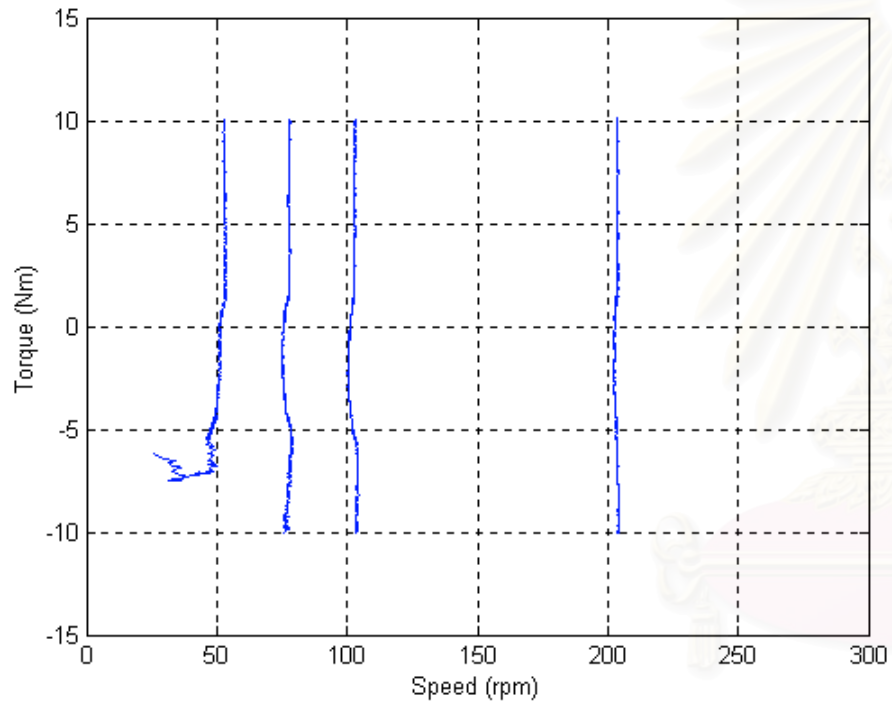
รูปที่ 4.38 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วครู่ขณะใส่โพลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 100 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$



รูปที่ 4.39 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วครู่ขณะใส่โพลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 500 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$



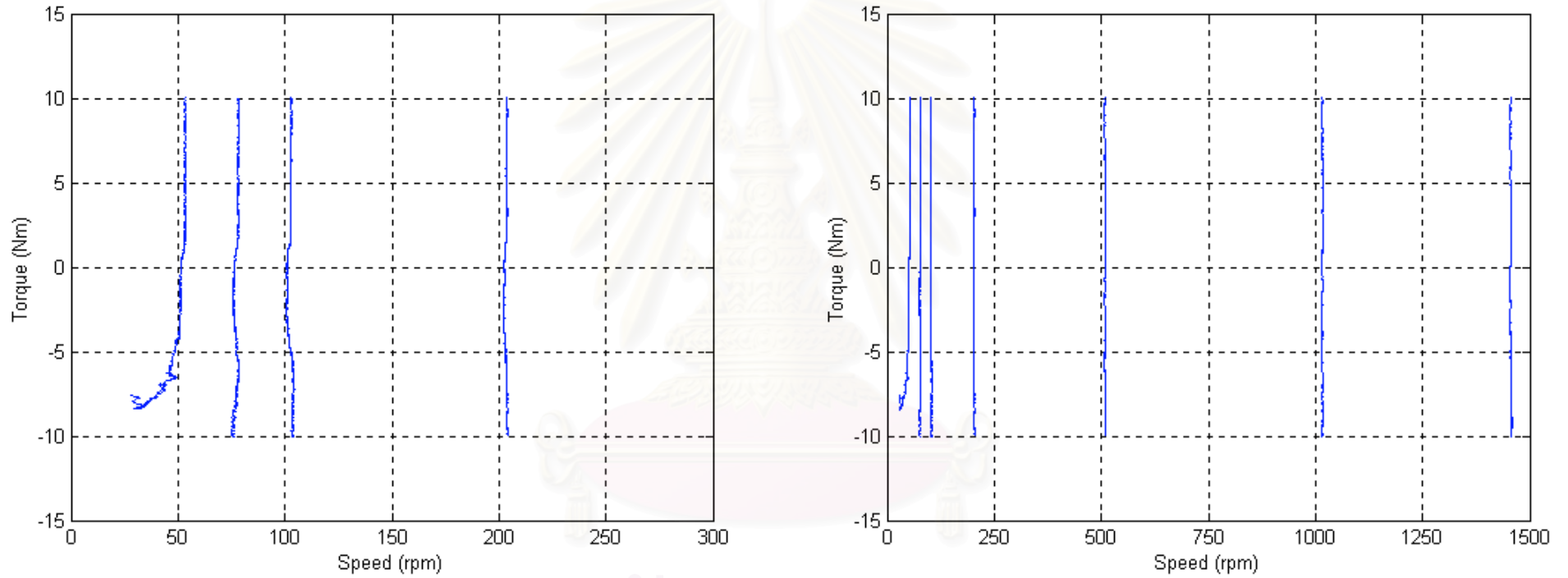
รูปที่ 4.40 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วครู่ขณะใส่โพลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 1200 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$



(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

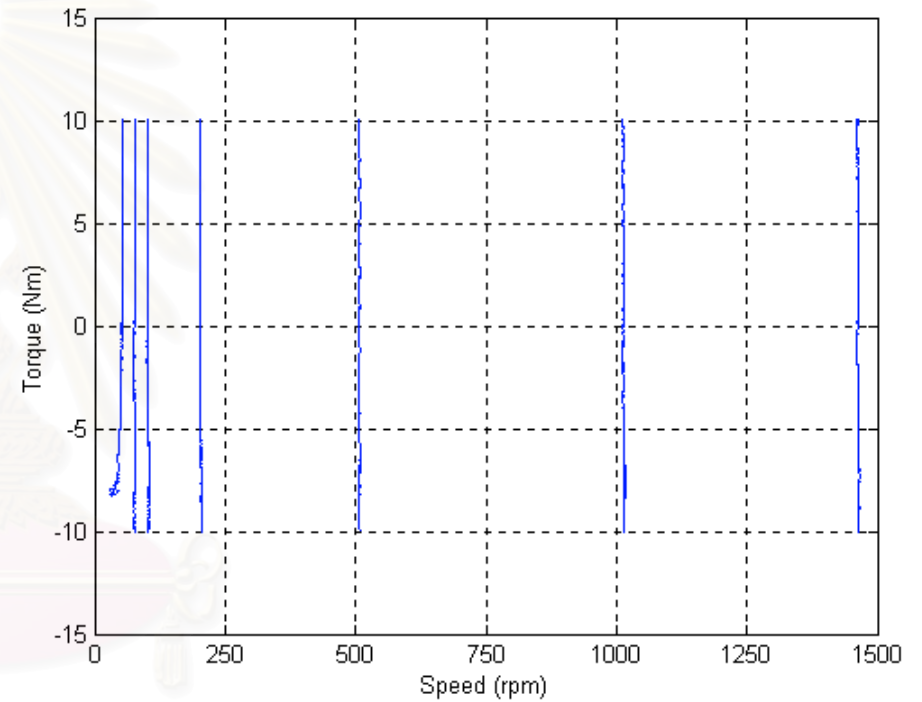
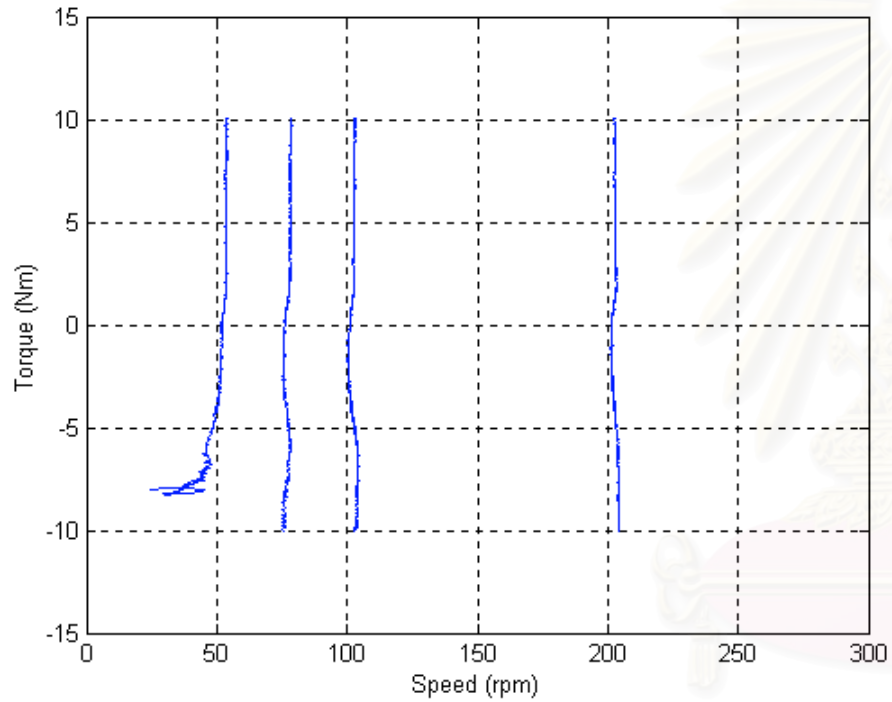
รูปที่ 4.41 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์  $Q_i$  และ  $\Delta R_s = 0\%$



(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

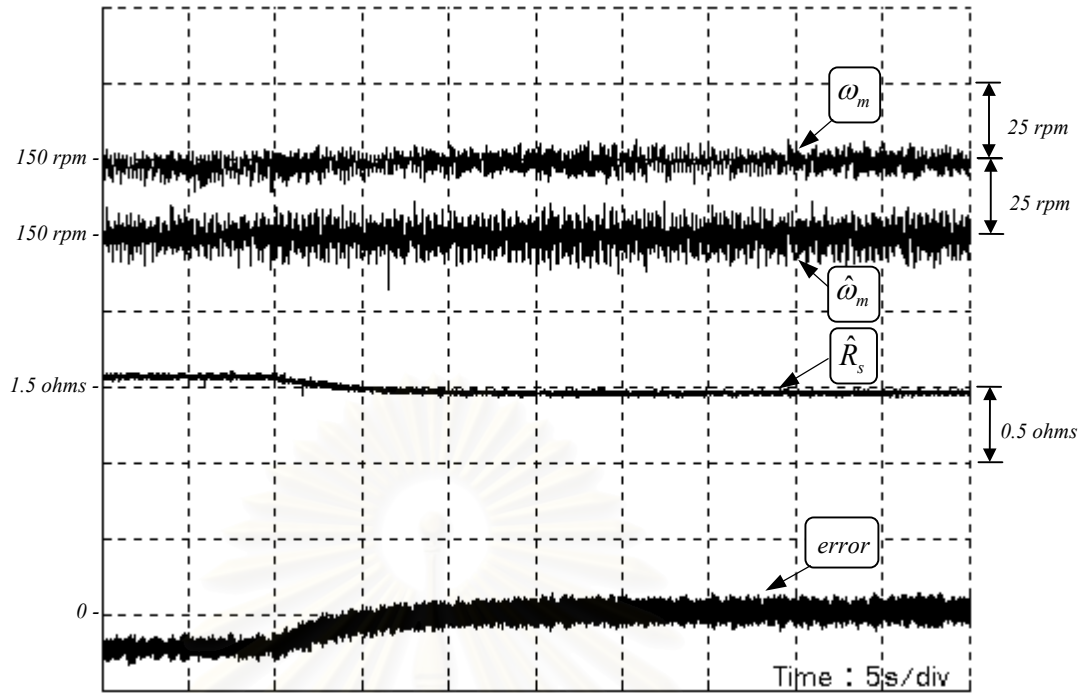
รูปที่ 4.42 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวเตอร์  $Q_i$  และ  $\Delta R_s = +14\%$



(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

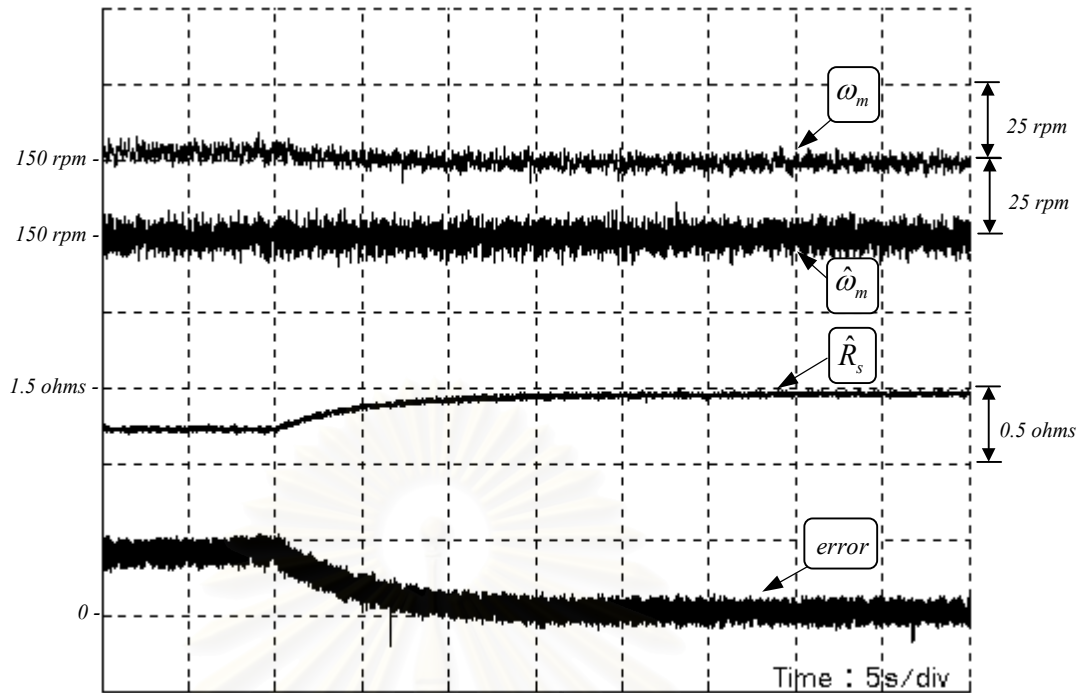
รูปที่ 4.43 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวเตอร์  $Q_i$  และ  $\Delta R_s = -8\%$



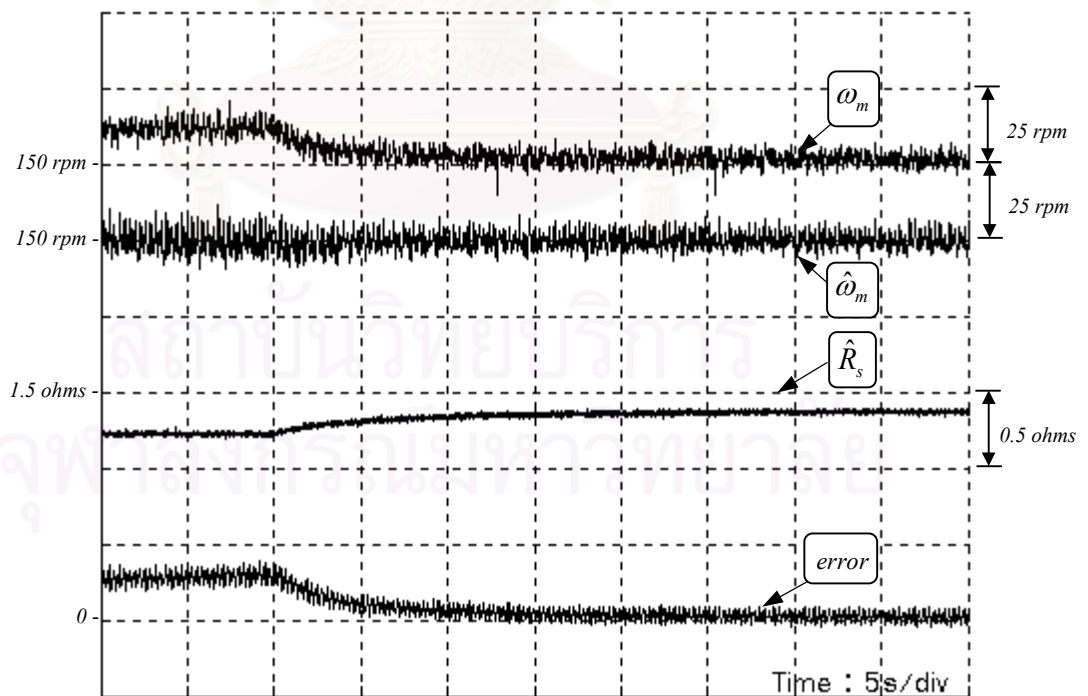
รูปที่ 4.44 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด +10 Nm และ  $\Delta R_s = +12\%$  เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Q_i$



รูปที่ 4.45 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด -10 Nm และ  $\Delta R_s = +12\%$  เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Q_i$

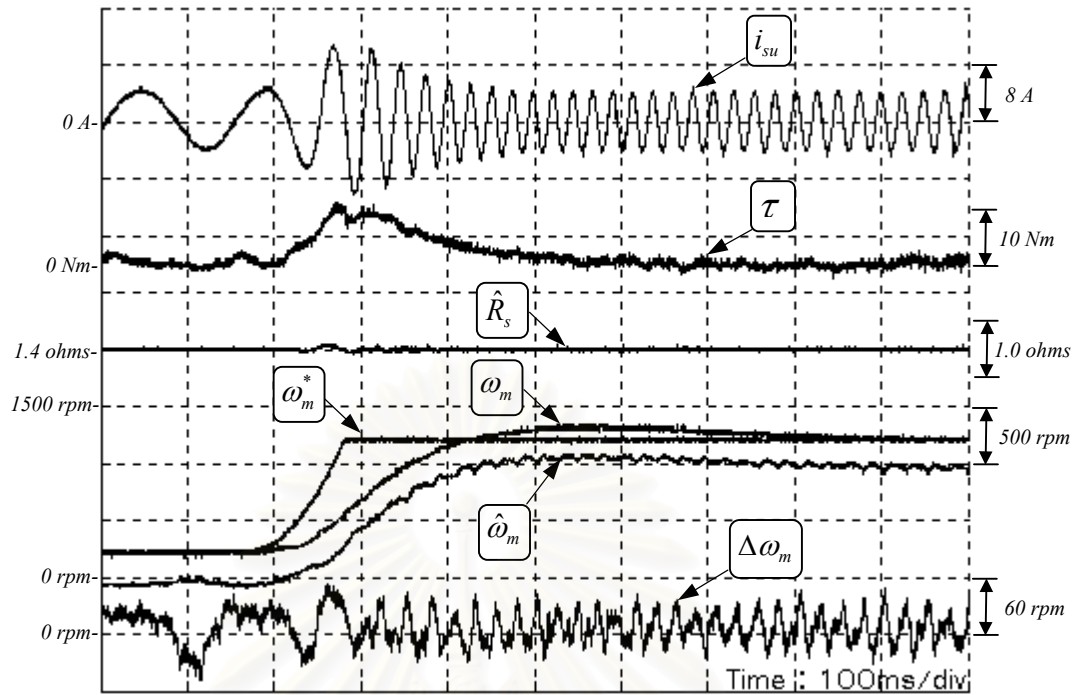


รูปที่ 4.46 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด +10 Nm และ  $\Delta R_s = -12\%$  เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Q_i$

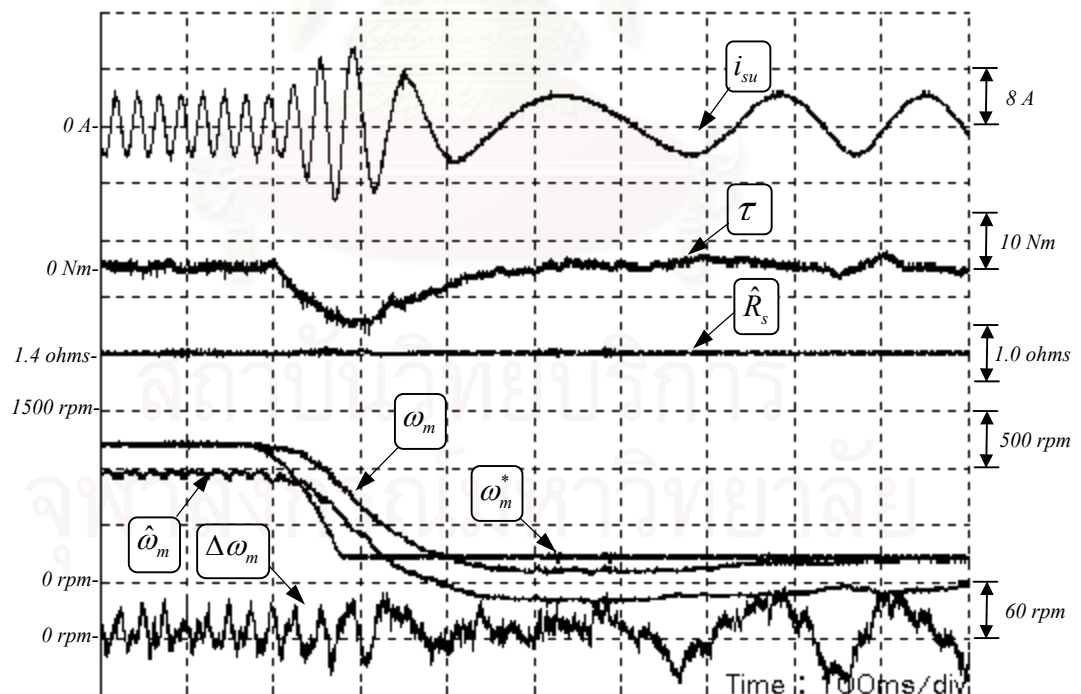


รูปที่ 4.47 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยใส่โหลดพิกัด -10 Nm และ  $\Delta R_s = -12\%$  เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Q_i$

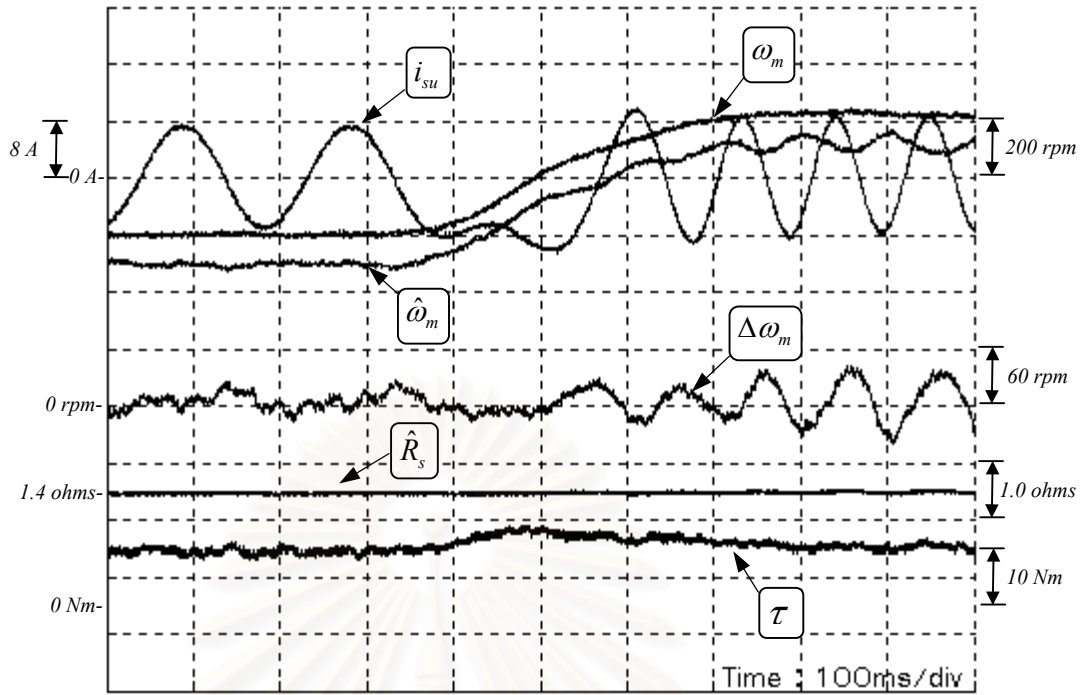




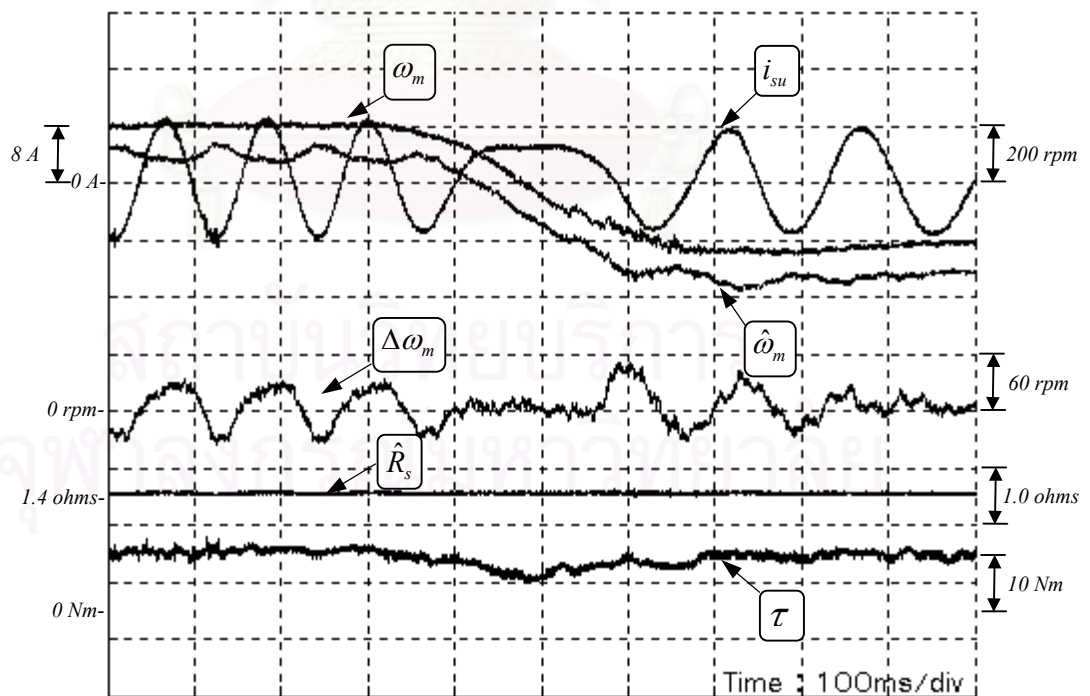
รูปที่ 4.48 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะเร่งความเร็วของมอเตอร์จาก 200 ไป 1200 rpm เมื่อใช้รีเฟรเซอร์เวกเตอร์  $Qi_s$



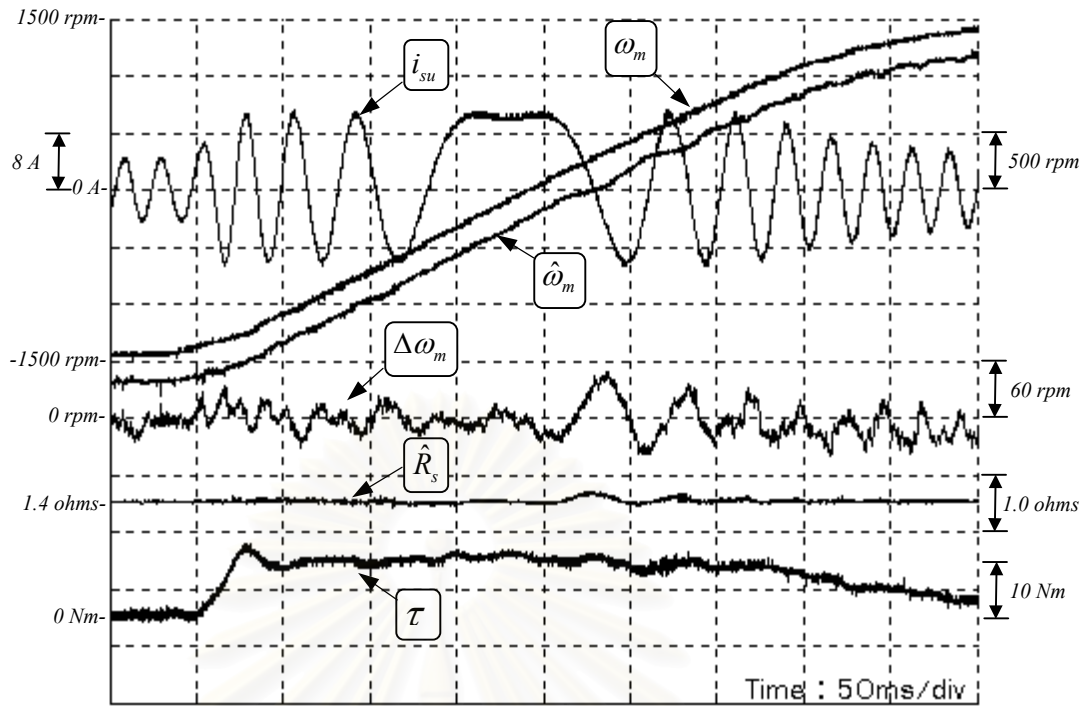
รูปที่ 4.49 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วคราวขณะลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1200 ไป 200 rpm เมื่อใช้รีเฟรเซอร์เวกเตอร์  $Qi_s$



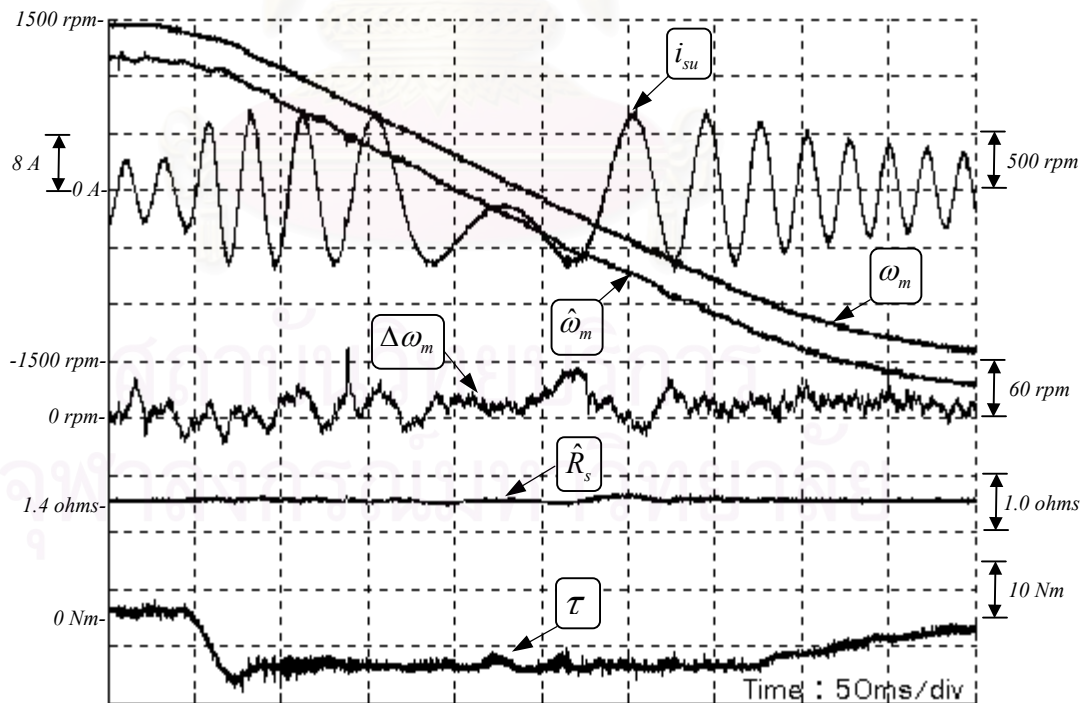
รูปที่ 4.50 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วครู่ขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก -200 ไป +200 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Q_i$



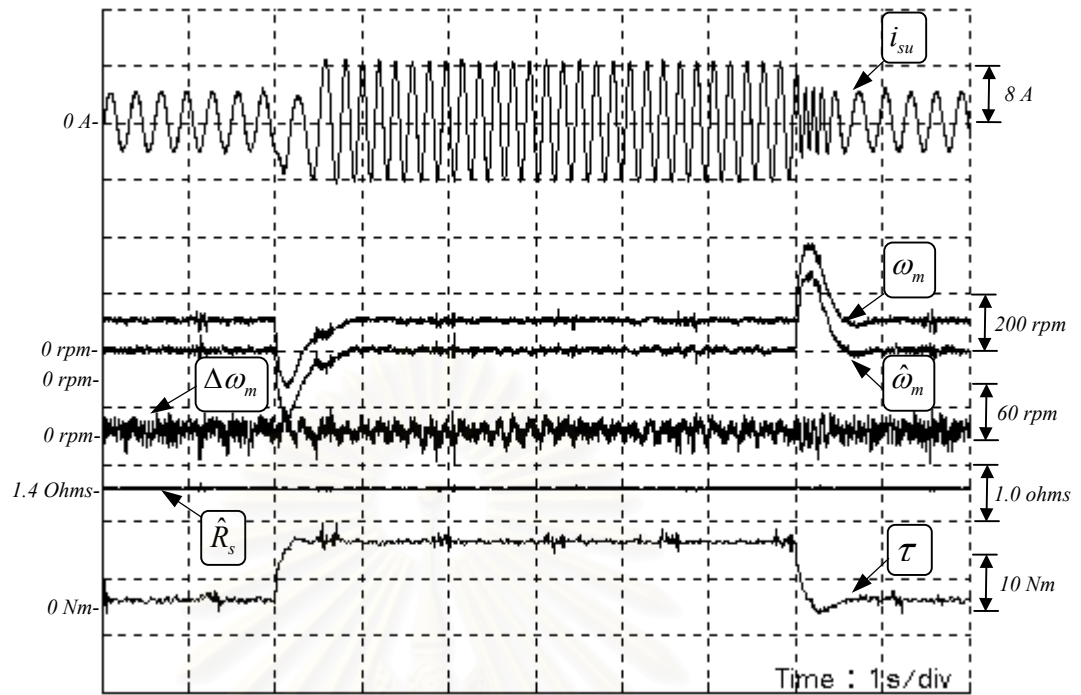
รูปที่ 4.51 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วครู่ขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก +200 ไป -200 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Q_i$



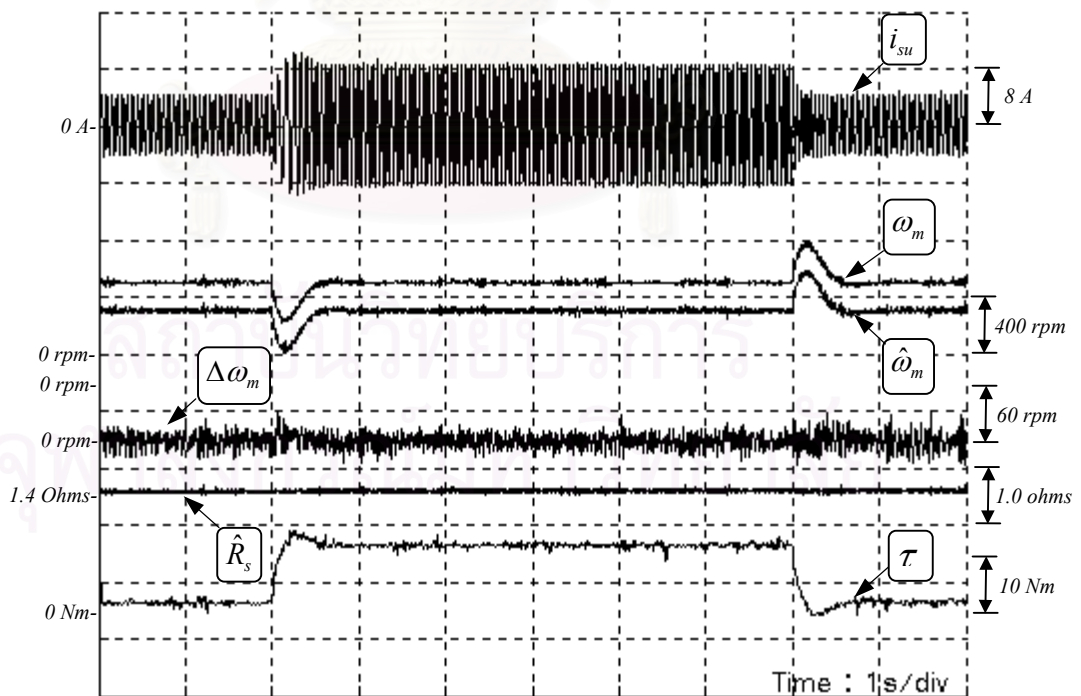
รูปที่ 4.52 ผลตอบสนองสถานะชั่วครู่ขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก  $-1450$  ไป  $+1450$  rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Qi_s$



รูปที่ 4.53 ผลตอบสนองสถานะชั่วครู่ขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก  $+1450$  ไป  $-1450$  rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Qi_s$



รูปที่ 4.54 ผลตอบสนองของสถานะชั่วครู่ขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 100 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Qi_s$



รูปที่ 4.55 ผลตอบสนองของสถานะชั่วครู่ขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 500 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Qi_s$



รูปที่ 4.56 ผลตอบสนองของสภาวะชั่วครู่ขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 1200 rpm เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Qi_s$

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทที่ 5

### การแก้ไขผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานโรเตอร์ และความเหนี่ยวนำร่วม

ในบทนี้เราจะกล่าวถึงการแก้ไขผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ตัวอื่นๆ ได้แก่ ความต้านทานโรเตอร์และความเหนี่ยวนำร่วม โดยเราจะแสดงให้เห็นถึงผลกระทบที่เกิดจากพารามิเตอร์ทั้งสองต่อระบบหากไม่ได้ทำการแก้ไขเปรียบเทียบกับหลังทำการแก้ไขแล้วซึ่งแสดงให้เห็นด้วยผลการทดลอง

#### 5.1 การแก้ไขผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานโรเตอร์

เราสามารถแก้ไขผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานโรเตอร์ได้ โดยปรับเปลี่ยนค่าความต้านทานโรเตอร์ตามค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่ประมาณได้ เราทราบว่าความต้านทานของขดลวดมีค่าแปรตามอุณหภูมิตามสมการที่ (5.1)

$$R_T = R_{T_0} \cdot [1 + \alpha(T - T_0)] \quad (5.1)$$

โดยที่

$R_T$  เป็นค่าความต้านทานที่อุณหภูมิ  $T$

$R_{T_0}$  เป็นค่าความต้านทานที่ได้จากการทดสอบที่อุณหภูมิ  $T_0$

$\alpha$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของความต้านทาน (temperature coefficient of resistivity) สำหรับอลูมิเนียม  $\alpha$  มีค่าเท่ากับ  $0.0039 [C^\circ]^{-1}$  , สำหรับทองแดง  $\alpha$  มีค่าเท่ากับ  $0.00393 [C^\circ]^{-1}$

เมื่อเราทราบค่าความต้านทานสเตเตอร์และโรเตอร์ที่ได้จากการทดสอบและรู้ค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ เราสามารถประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงได้ตั้งสมการที่ (5.2)

$$R'_r = R'_{r_0} \cdot \left\{ 1 + \frac{\alpha_r \cdot (R_s - R_{s_0})}{\alpha_s R_{s_0}} \right\} \quad (5.2)$$

โดยที่

$R'_r$  เป็นค่าประมาณของความต้านทานโรเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ

$R'_{r_0}$  เป็นค่าความต้านทานโรเตอร์ที่ได้จากการทดสอบ

$R_s$  เป็นค่าประมาณของความต้านทานสเตเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ

$R_{s0}$  เป็นค่าความต้านทานสเตเตอร์ที่ได้จากการทดสอบ

$\alpha_s$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของความต้านทานสเตเตอร์(ลวดตัวนำทำจากทองแดง)

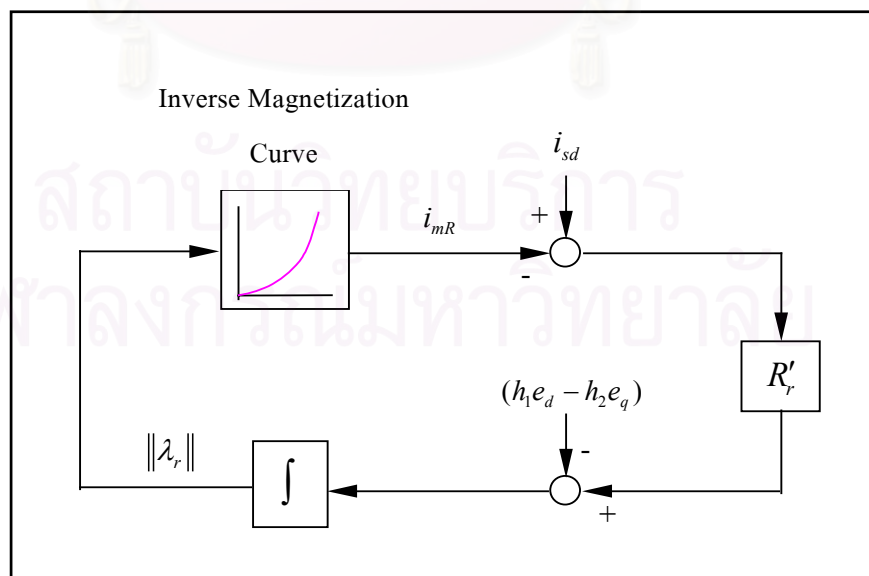
$\alpha_r$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของความต้านทานโรเตอร์(ส่วนใหญ่ลวดตัวนำทำจากอลูมิเนียม)

ถึงแม้การประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์โดยอาศัยค่าประมาณของความต้านทานสเตเตอร์อาจได้ค่าไม่ตรงกับค่าจริงแต่จะช่วยให้ความคลาดเคลื่อนของความต้านทานโรเตอร์มีค่าลดลงส่งผลให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น

### 5.2 การแก้ไขผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความเหนี่ยวนำร่วม

เราสามารถแก้ไขผลกระทบที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของความเหนี่ยวนำร่วมโดยใช้ความสัมพันธ์ลักษณะการกระตุ้น(Magnetization characteristic)ในการหาค่าโรเตอร์ฟลักซ์ โดยนำความสัมพันธ์ดังกล่าวมาสร้างเป็นตารางความสัมพันธ์ระหว่างค่าโรเตอร์ฟลักซ์กับกระแสกระตุ้น  $i_{mR}$  เราสามารถหาค่าโรเตอร์ฟลักซ์ได้จากสมการที่ (5.3) ซึ่งสามารถแสดงเป็นบล็อกการคำนวณค่าโรเตอร์ฟลักซ์ได้ดังรูปที่ 5.1

$$\|\lambda_r(t)\| = \|\lambda_r(t_0)\| + \int_{t_0}^t [R'_r(i_{sd} - i_{mR}) - (h_1 e_d - h_2 e_q)] dt \tag{5.3}$$



รูปที่ 5.1 บล็อกการคำนวณค่าโรเตอร์ฟลักซ์โดยใช้ความสัมพันธ์ลักษณะการกระตุ้น

### 5.3 ผลการทดลอง

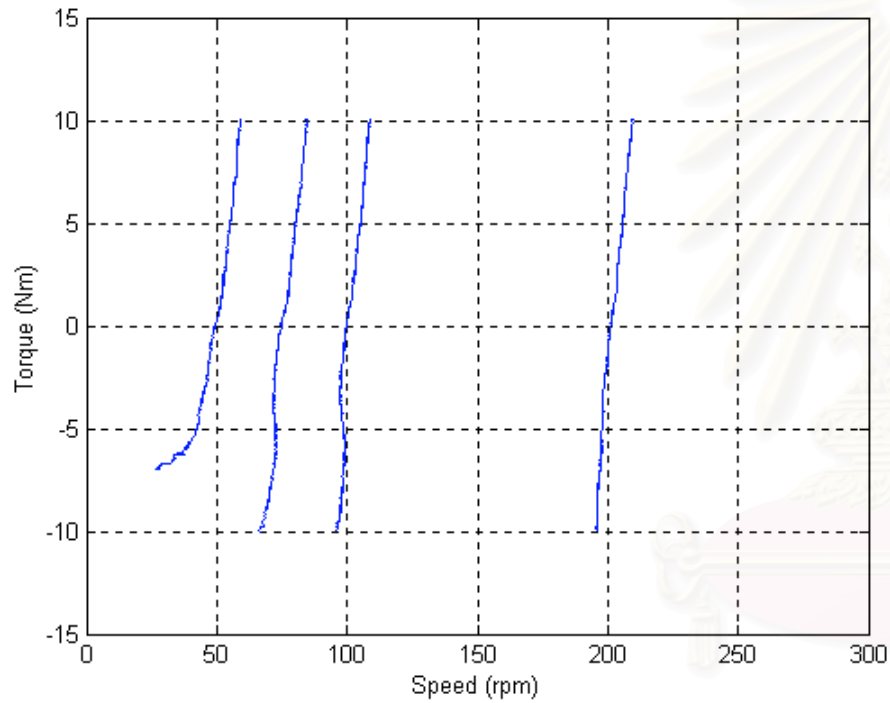
รูปที่ 5.2 - 5.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่ใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR})i_s$  โดยในรูปที่ 5.2-5.3 เป็นกรณีที่ระบบไม่มีการประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์เมื่อความต้านทานสเตเตอร์และความต้านทานโรเตอร์เกิดความคลาดเคลื่อนไป +14% และ -8% ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าระบบไม่สามารถควบคุมความเร็วได้ถูกต้องตามความเร็วคำสั่ง ส่วนรูปที่ 5.4-5.5 เป็นกรณีที่ระบบมีการประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์ตามค่าความต้านทานสเตเตอร์เมื่อความต้านทานสเตเตอร์และความต้านทานโรเตอร์เกิดความคลาดเคลื่อนไป +14% และ -8% ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าระบบสามารถควบคุมความเร็วได้ถูกต้องตามความเร็วคำสั่ง

รูปที่ 5.6-5.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่ใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Qi_s$  โดยในรูปที่ 5.6-5.7 เป็นกรณีที่ระบบไม่มีการประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์เมื่อความต้านทานสเตเตอร์และความต้านทานโรเตอร์เกิดความคลาดเคลื่อนไป +14% และ -8% ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าระบบไม่สามารถควบคุมความเร็วได้ถูกต้องตามความเร็วคำสั่ง ส่วนรูปที่ 5.8-5.9 เป็นกรณีที่ระบบมีการประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์ไปพร้อมกับความต้านทานสเตเตอร์เมื่อความต้านทานสเตเตอร์และความต้านทานโรเตอร์เกิดความคลาดเคลื่อนไป +14% และ -8% ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าระบบสามารถควบคุมความเร็วได้ถูกต้องตามความเร็วคำสั่ง

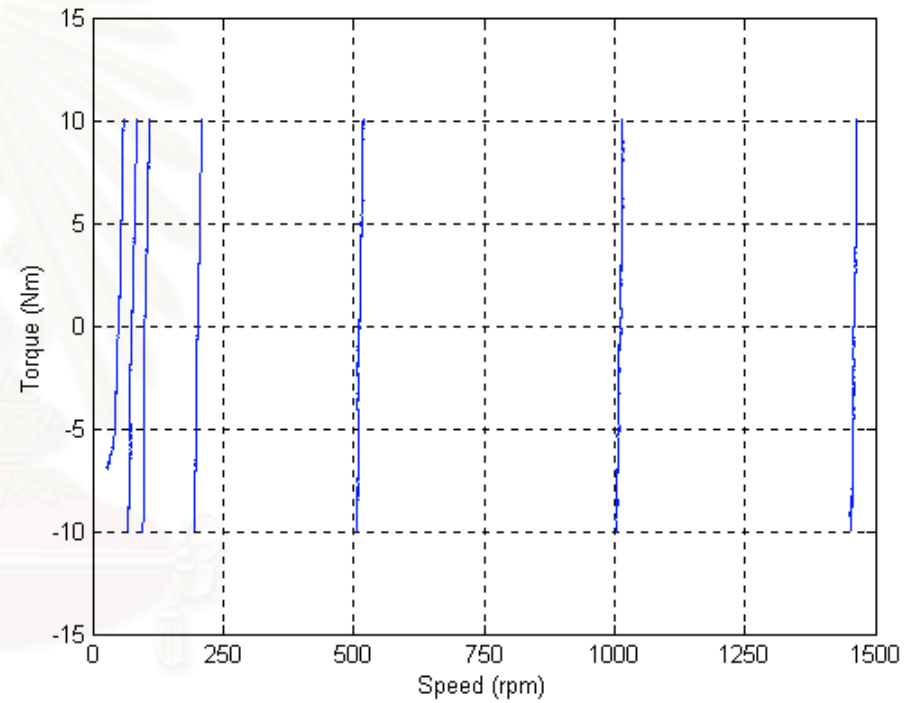
รูปที่ 5.10 แสดงให้เห็นถึงผลกระทบอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานสเตเตอร์และความต้านทานโรเตอร์เมื่อให้มอเตอร์ทำงานเป็นระยะเวลาต่างๆ พบว่าถ้าเราใช้ค่าความต้านทานสเตเตอร์และความต้านทานโรเตอร์เป็นค่าคงที่ เมื่ออุณหภูมิของมอเตอร์มีค่าสูงขึ้นจาก  $40^{\circ}\text{C}$  เป็น  $56^{\circ}\text{C}$  ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วจะมีค่าสูงขึ้นไปด้วย ส่วนรูปที่ 5.11-5.12 แสดงรูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์และความต้านทานโรเตอร์โดยใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR})i_s$  และ  $Qi_s$  ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าเมื่ออุณหภูมิของมอเตอร์มีค่าสูงขึ้น ค่าความต้านทานสเตเตอร์และความต้านทานโรเตอร์ประมาณจะมีค่าสูงขึ้นไปด้วยเช่นกัน ทำให้ระบบสามารถประมาณค่าความเร็วได้อย่างถูกต้อง

รูปที่ 5.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่ไม่มีการแก้ไขความไม่เป็นเชิงเส้นของค่าฟลักซ์เมื่อลดฟลักซ์ลงเหลือ 60% ของค่าพิกัด ( $i_{sd}^* = 60\%$ ) และรูปที่ 5.14-5.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่มีการแก้ไขความไม่เป็นเชิงเส้นของค่าฟลักซ์เมื่อฟลักซ์มีค่าเป็น 60% ของค่าพิกัดและ 100% ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าระบบสามารถควบคุมค่าความเร็วตามความเร็วคำสั่งได้ดีกว่ากรณีที่ไม่มีกรแก้ไขความไม่เป็นเชิงเส้นของค่าฟลักซ์



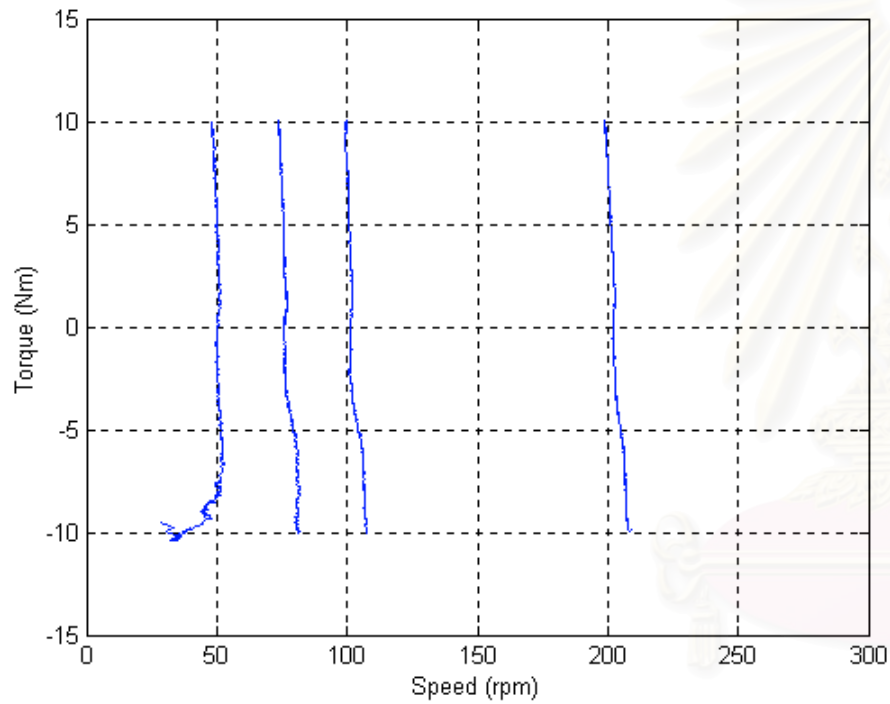


(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

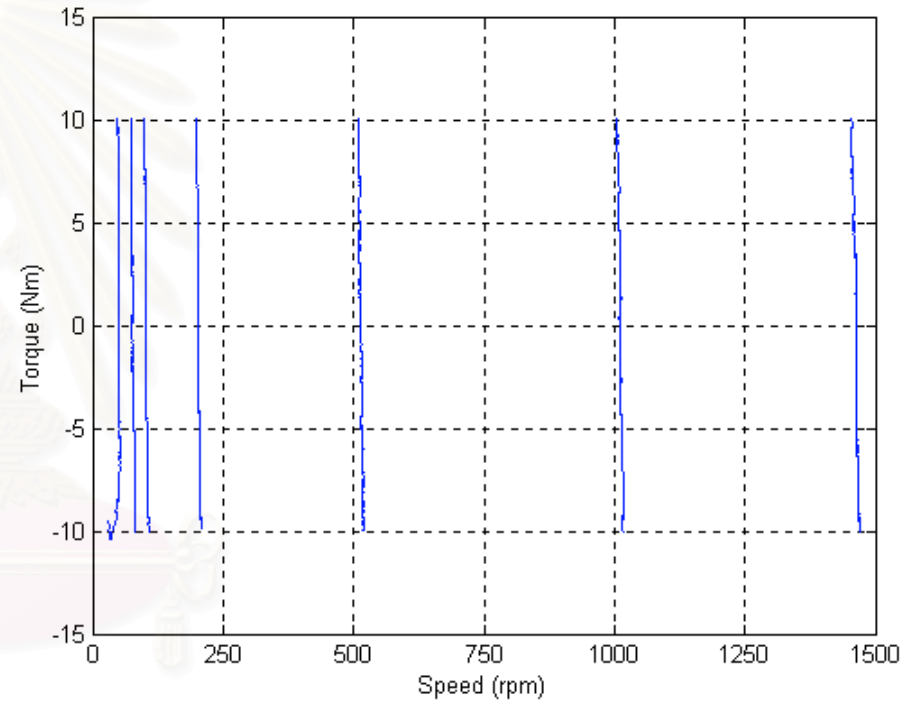


(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

รูปที่ 5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่ไม่มีการประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์  
เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$  และ  $\Delta R_s, \Delta R_r = +14\%$

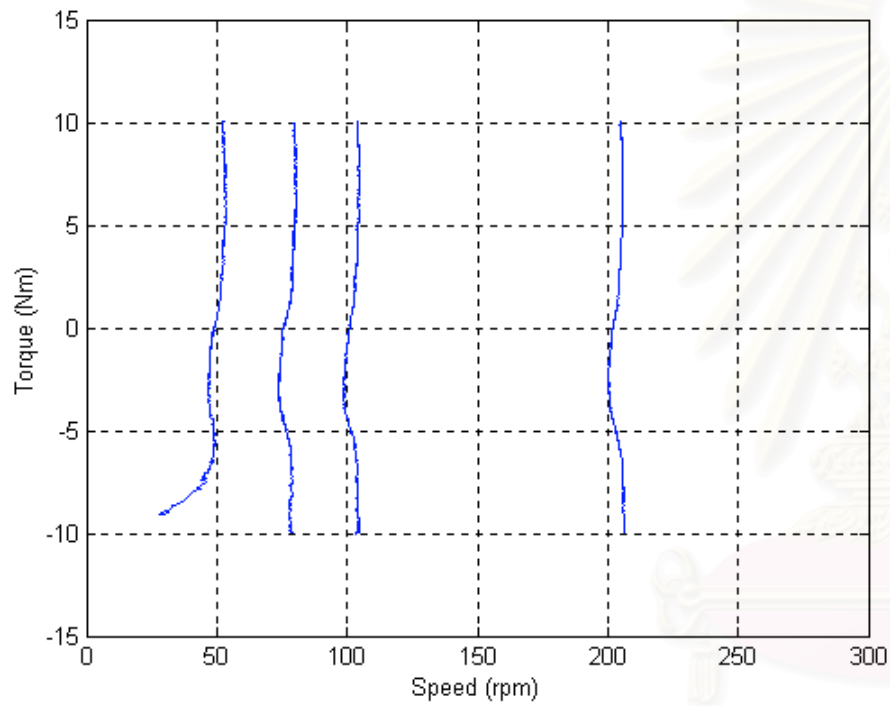


(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

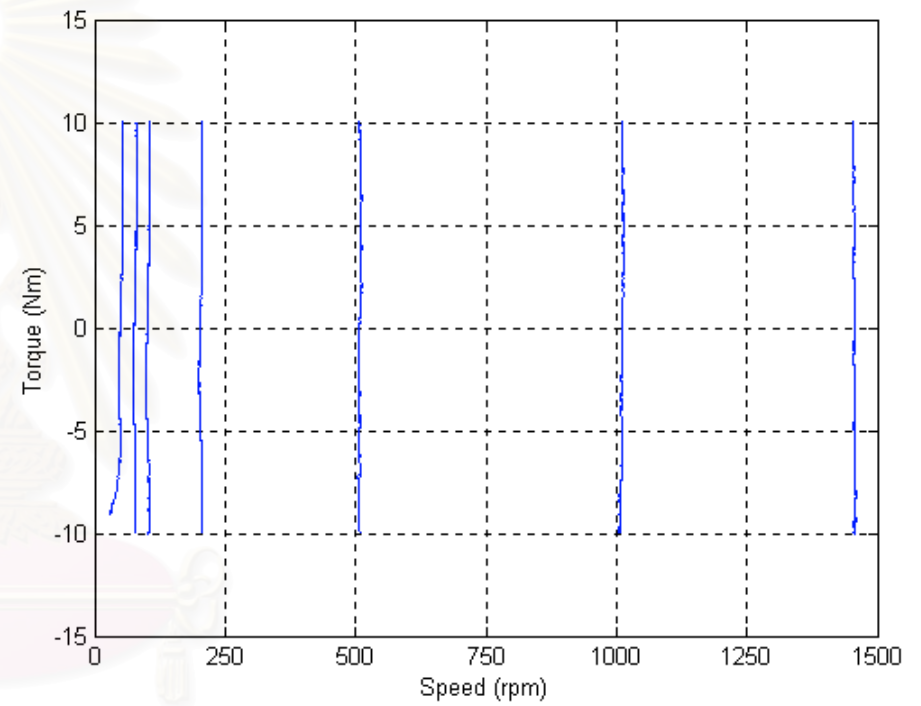


(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

รูปที่ 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่ไม่มีการประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์  
เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$  และ  $\Delta R_s, \Delta R_r = -8\%$

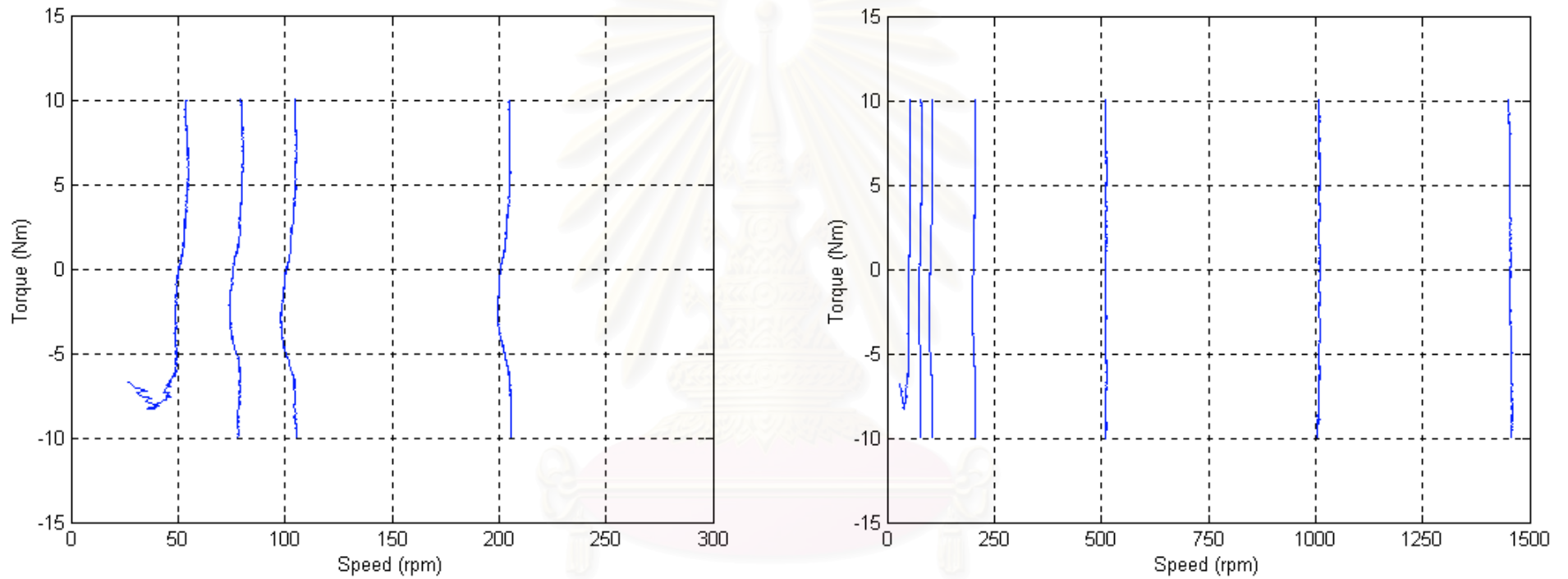


(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ



(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

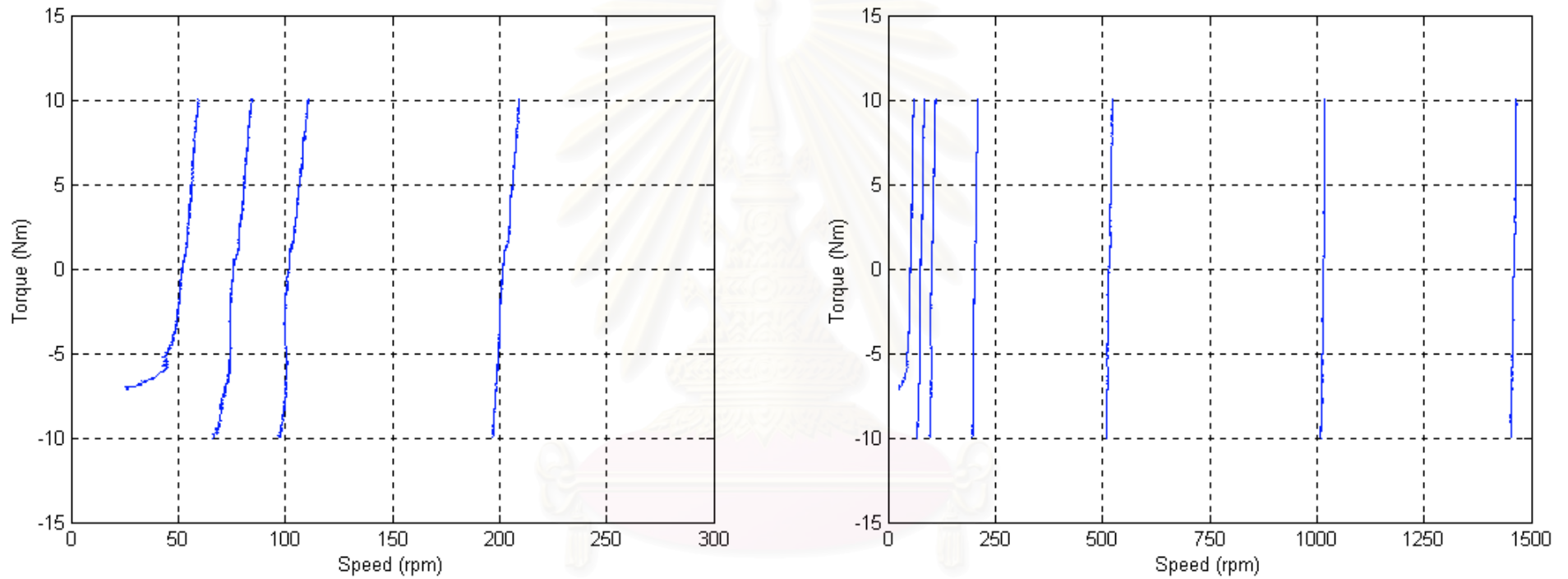
รูปที่ 5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่มีการประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์  
เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$  และ  $\Delta R_s, \Delta R_r = +14\%$



(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

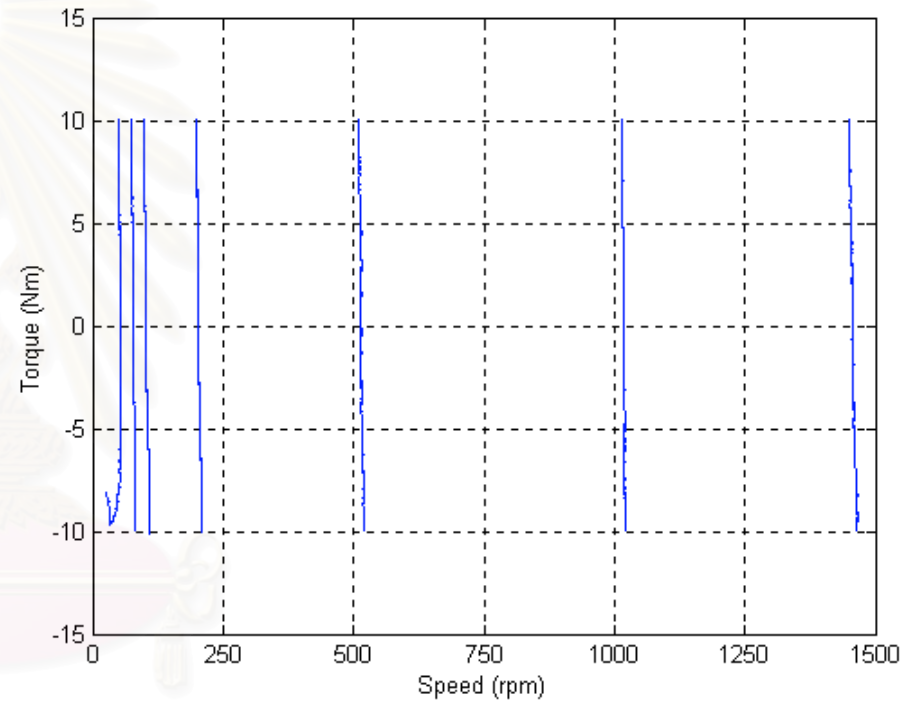
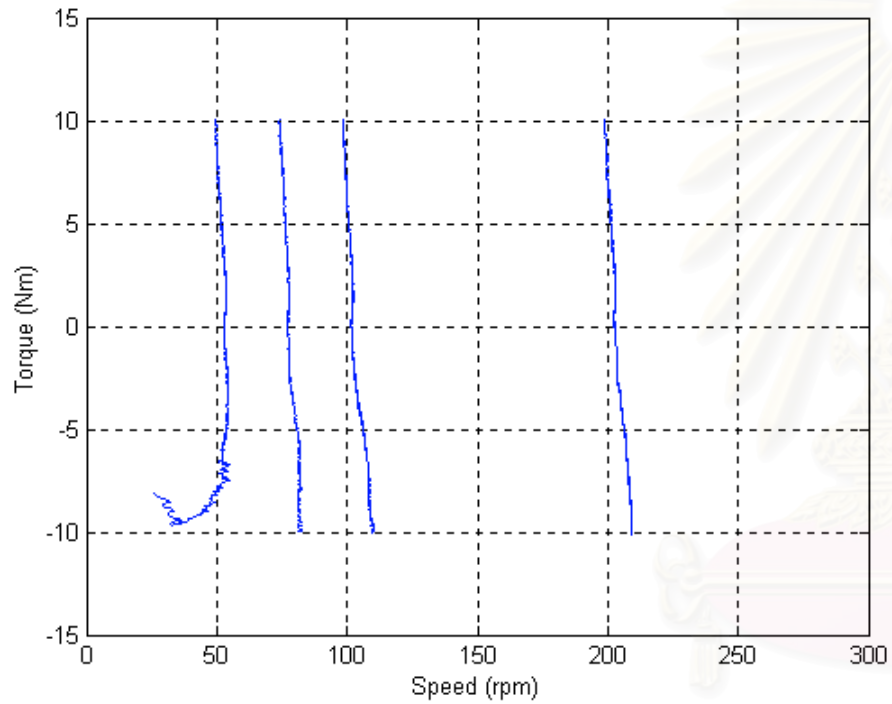
รูปที่ 5.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่มีการประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์  
เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$  และ  $\Delta R_s, \Delta R_r = -8\%$



(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

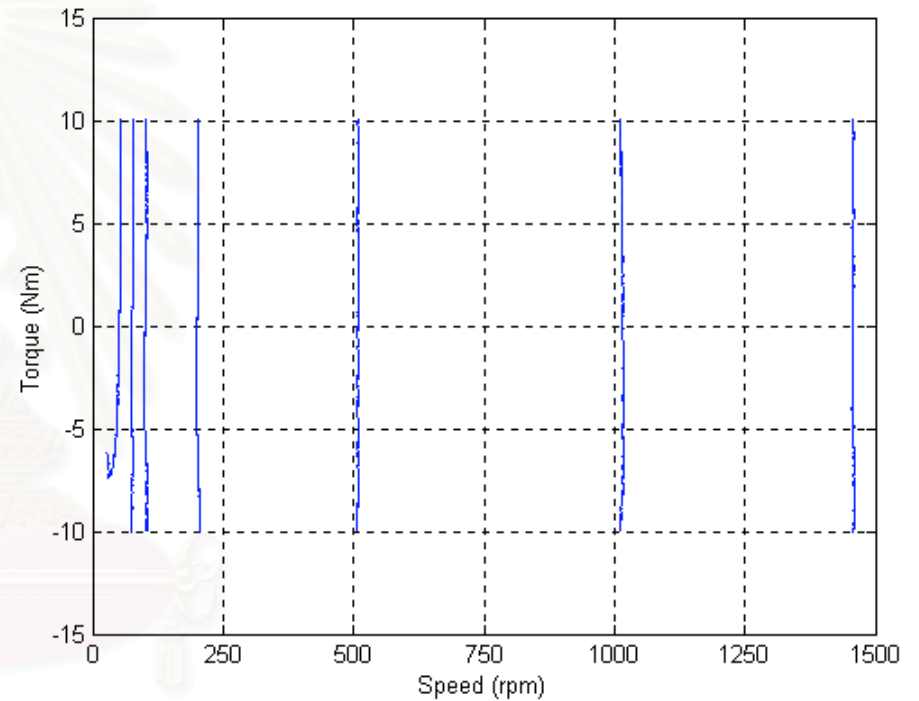
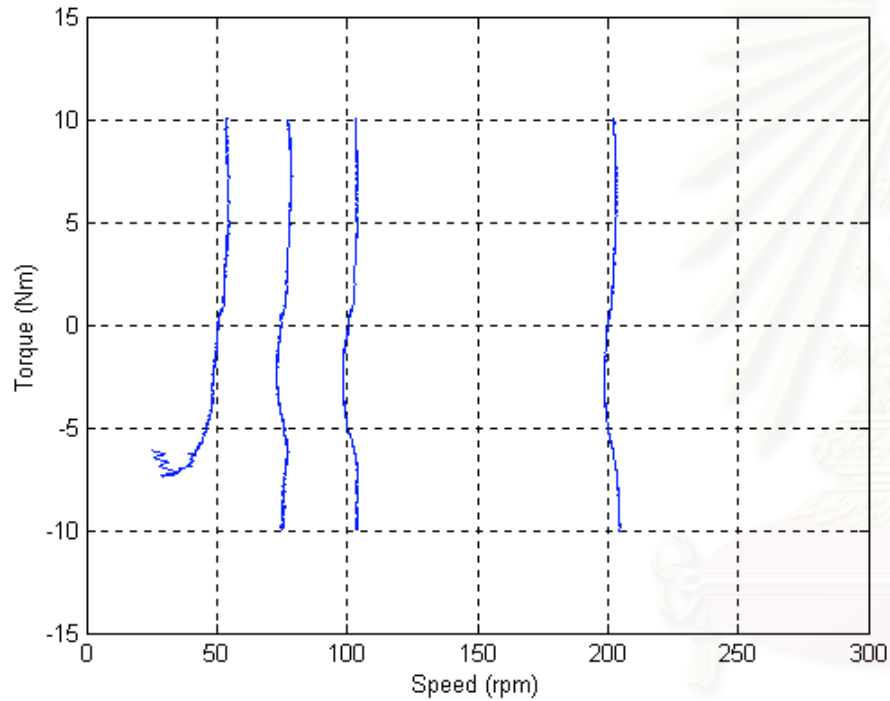
รูปที่ 5.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่ไม่มีการประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์  
เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Q_i$  และ  $\Delta R_s, \Delta R_r = +14\%$



(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

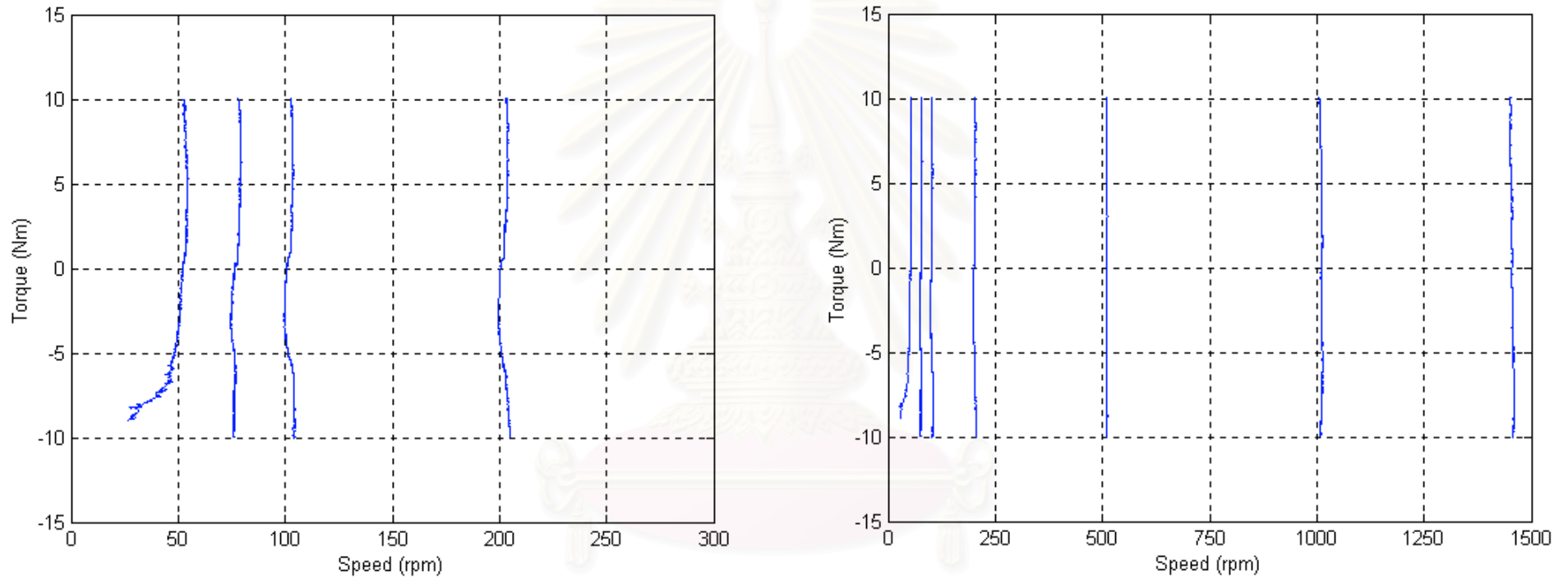
รูปที่ 5.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่ไม่มีการประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์  
เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Q_i$  และ  $\Delta R_s, \Delta R_r = -8\%$



(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

รูปที่ 5.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่มีการประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์ เมื่อใช้รีเฟรชเซอร์เวกเตอร์  $Q_i$  และ  $\Delta R_s, \Delta R_r = +14\%$

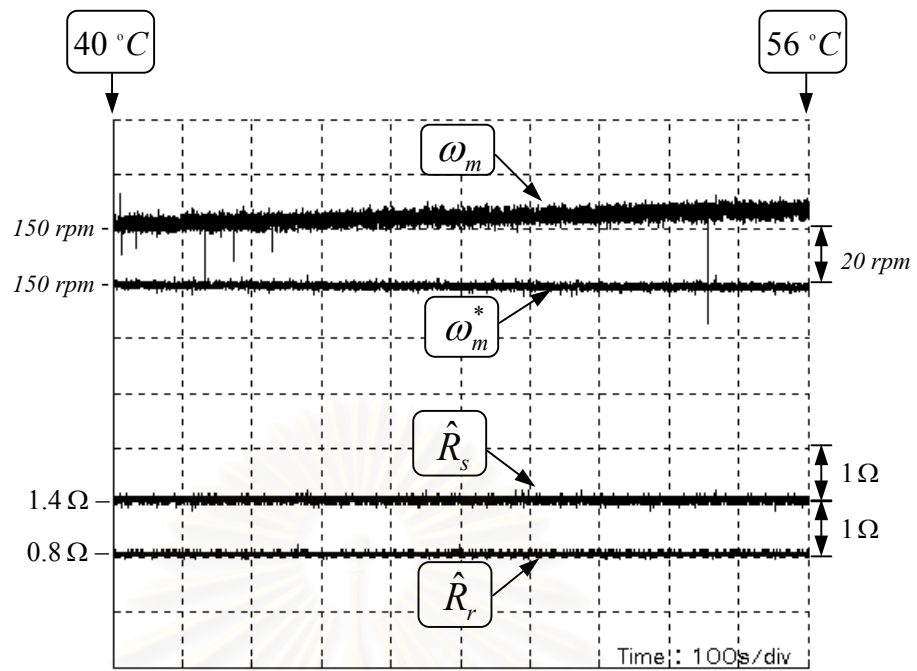


(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

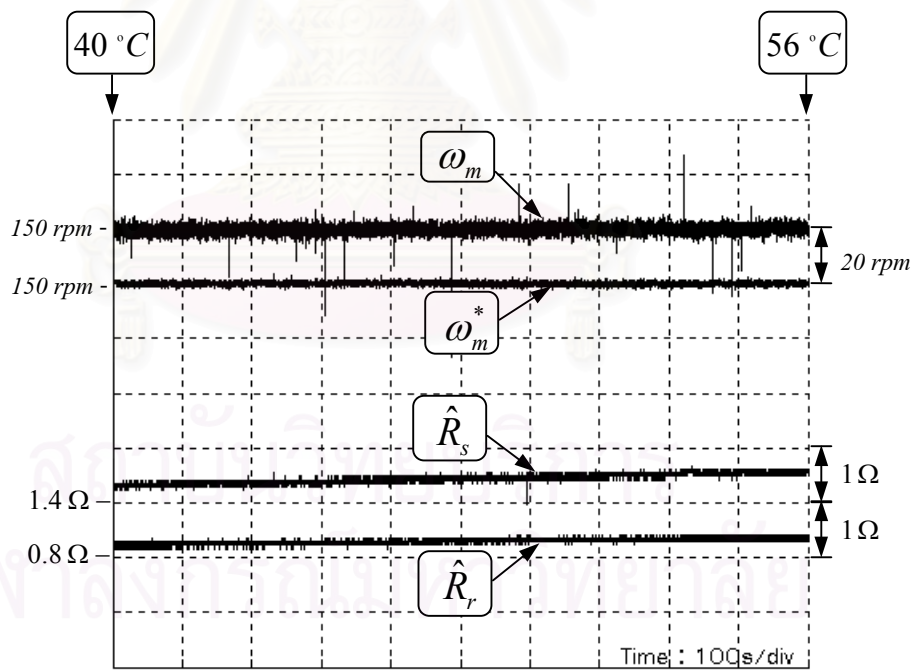
(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

รูปที่ 5.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่มีการประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์  
เมื่อใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Q_{i_s}$  และ  $\Delta R_s, \Delta R_r = -8\%$

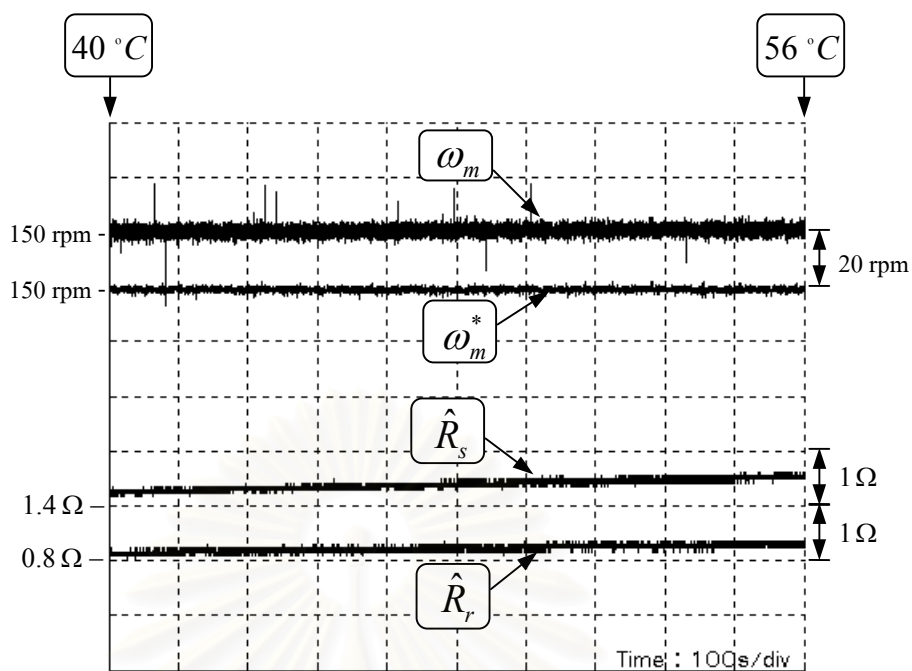




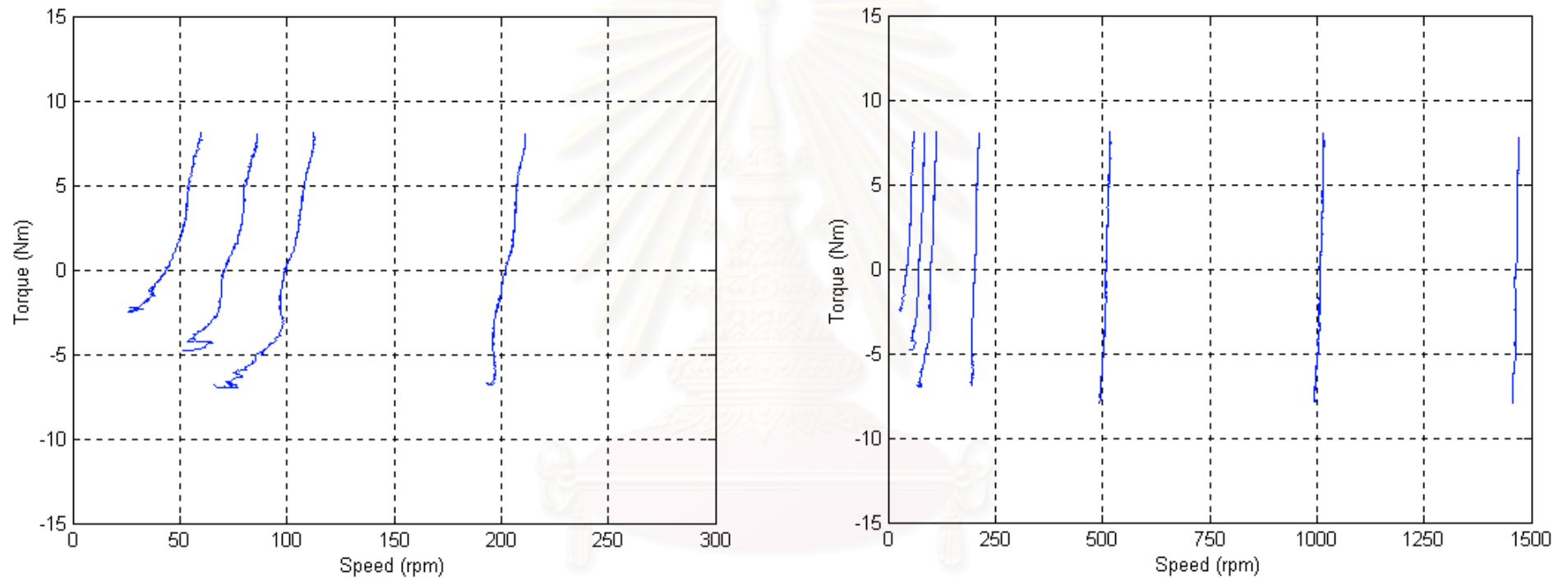
รูปที่ 5.10 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความเร็วเมื่อใช้ค่าความต้านทานสเตเตอร์และความต้านทานโรเตอร์เป็นค่าคงที่



รูปที่ 5.11 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความเร็วเมื่อใช้ค่าความต้านทานสเตเตอร์และความต้านทานโรเตอร์ที่ประมาณโดยใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $-J \text{sgn}(\hat{\omega}_{mR}) i_s$



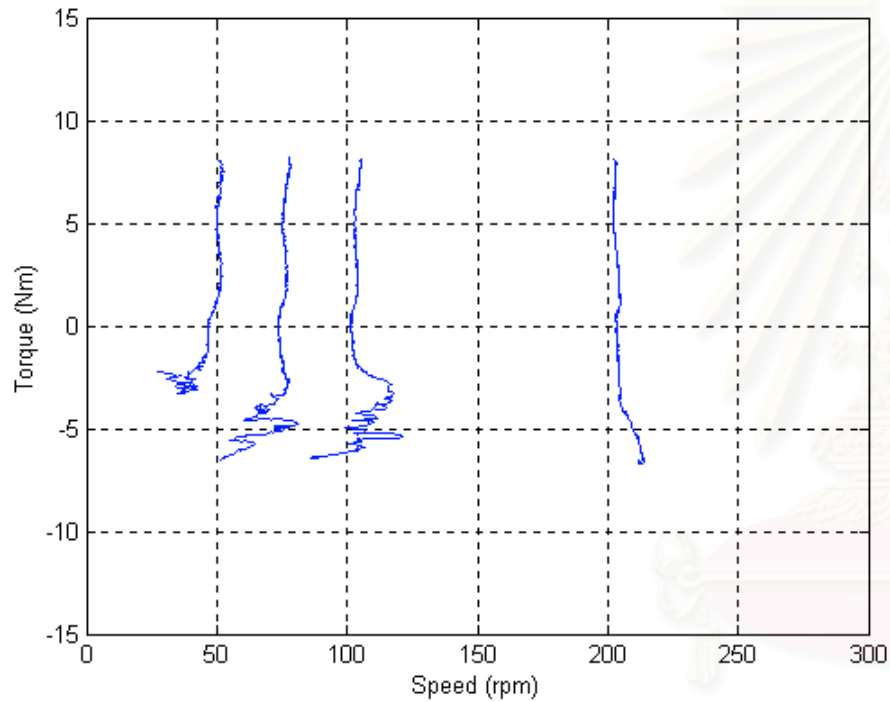
รูปที่ 5.12 รูปคลื่นขณะทำการประมาณค่าความเร็วเมื่อใช้ค่าความต้านทานสเตเตอร์และความต้านทานโรเตอร์ที่ประมาณโดยใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $Q_{i_s}$



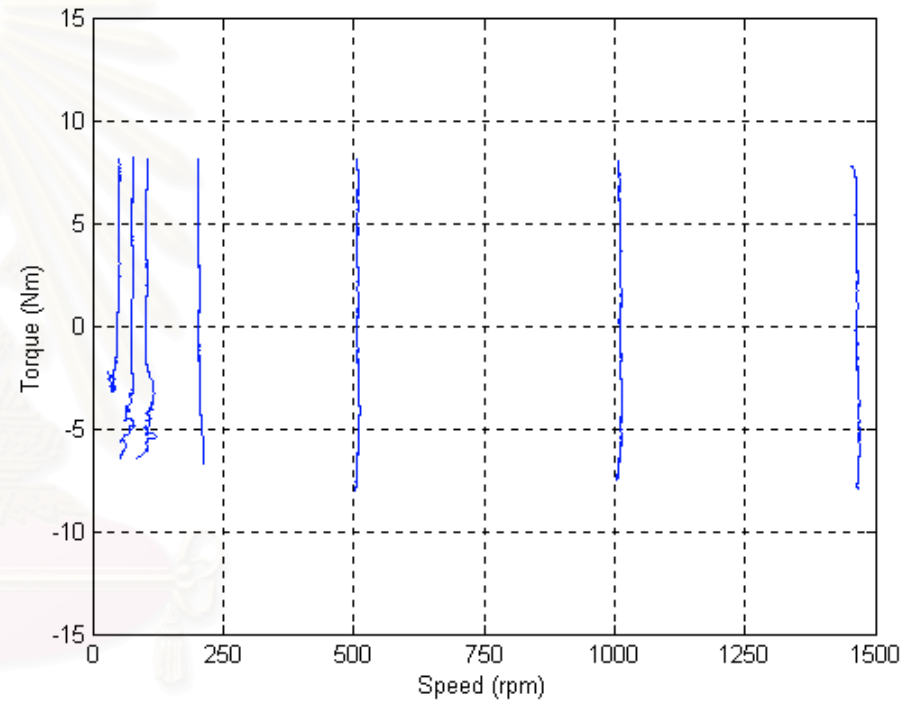
(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

รูปที่ 5.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่ไม่มีการแก้ไขความไม่เป็นเชิงเส้นของค่าฟลักซ์และ  $i_{sd} = 60\%$

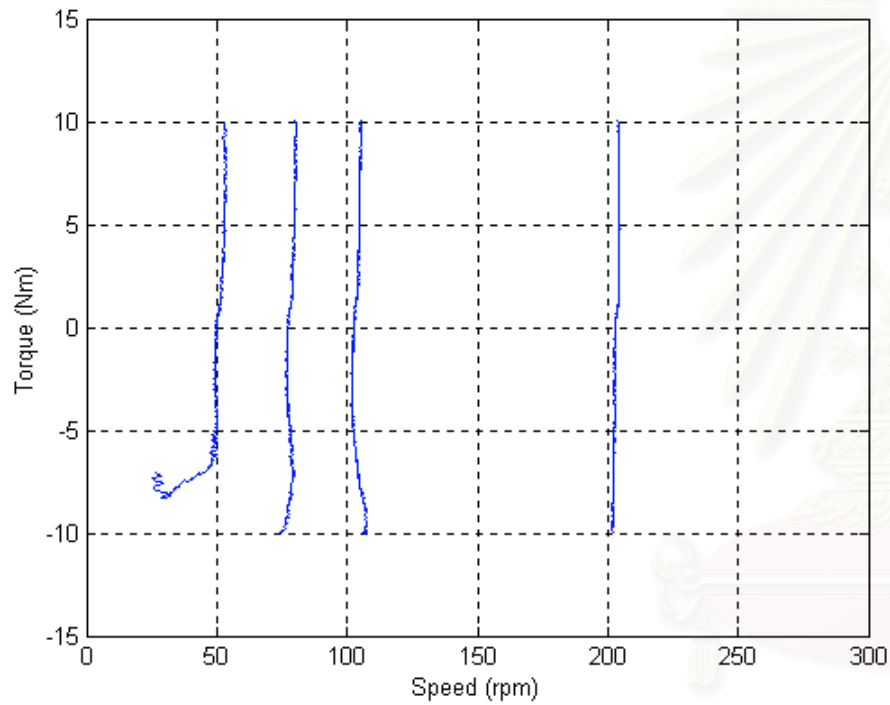


(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ

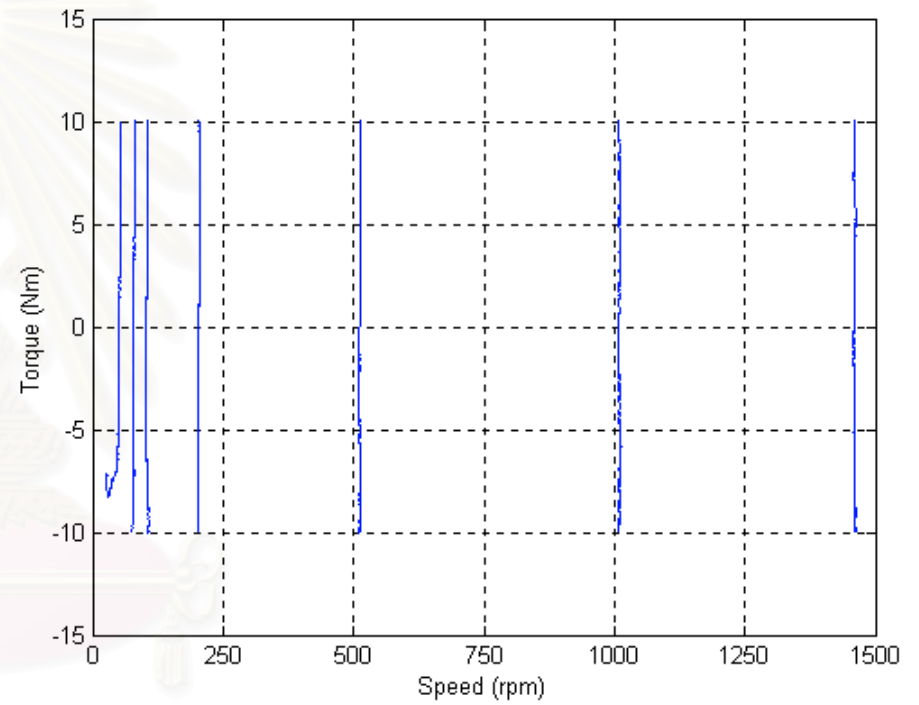


(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

รูปที่ 5.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่มีการแก้ไขความไม่เป็นเชิงเส้นของค่าฟลักซ์และ  $i_{sd} = 60\%$



(ก) ภาพขยายในย่านความเร็วต่ำ



(ข) ภาพโดยรวมตลอดทุกย่านความเร็ว

รูปที่ 5.15 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์สำหรับระบบที่มีการแก้ไขความไม่เป็นเชิงเส้นของค่าฟลักซ์และ  $i_{sd} = 100\%$

## บทที่ 6

### บทสรุปและข้อเสนอแนะ

#### สรุปผลการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ผู้วิจัยได้พัฒนาระบบควบคุมเวกเตอร์ไรเซนเซอร์วัดความเร็วโดยใช้ฟลักซ์เทียบสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเพื่อแก้ไขผลกระทบที่เกิดจากความคลาดเคลื่อนของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยผลงานวิจัยสามารถสรุปเป็นประเด็นต่างๆได้ดังนี้

- 1) จากการวิเคราะห์ผลกระทบจากความคลาดเคลื่อนของค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่มีต่อระบบ ได้แก้ ค่าความเหนี่ยวนำร่วม ( $M'$ ), ความต้านทานโรเตอร์ ( $R_r'$ ), ความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์ ( $\sigma L_s$ ) และค่าความต้านทานสเตเตอร์ ( $R_s$ ) พบว่าความคลาดเคลื่อนของค่าพารามิเตอร์ที่มีผลกระทบต่อระบบมากที่สุดคือ ความต้านทานสเตเตอร์ ซึ่งอาจส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบได้โดยเฉพาะในย่านความถี่ต่ำ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงมุ่งเน้นที่จะแก้ไขผลกระทบจากความคลาดเคลื่อนของความต้านทานสเตเตอร์
- 2) เสนอวิธีการแก้ไขผลกระทบจากความคลาดเคลื่อนของความต้านทานสเตเตอร์ด้วยการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับ ( $\Pi$  และ  $H$ ) ใหม่เพื่อให้ระบบประมาณค่าความเร็วมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานสเตเตอร์ ผลที่ได้พบว่าการใช้อัตราขยายป้อนกลับใหม่ทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วมีความคงทนมากขึ้นดังจะเห็นได้จากความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วมีค่าลดลง และระบบสามารถทำงานที่ความถี่ต่ำลงกว่าเดิมเมื่อเทียบกับอัตราขยายป้อนกลับที่เสนอใน [1]
- 3) เสนอวิธีการแก้ไขผลกระทบจากความคลาดเคลื่อนของความต้านทานสเตเตอร์ด้วยการประมาณค่าความเร็วไปพร้อมกับค่าความต้านทานสเตเตอร์ โดยได้ทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงรอบประมาณค่าความเร็วที่มีการเชื่อมโยงกับวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ ผลจากการวิเคราะห์ทำให้ได้เงื่อนไขเสถียรภาพอันเป็นประโยชน์ในการเลือกกรีเคอร์เซอร์เวกเตอร์ที่ใช้ในการประมาณค่าความเร็วและความต้านทานสเตเตอร์ เพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพทุกย่านการทำงาน หลังจากแก้ไขด้วยวิธีนี้พบว่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วมีค่าลดลงและระบบสามารถทำงานที่ความถี่ต่ำลงกว่าเดิมเมื่อเทียบกับระบบที่เสนอใน [1]
- 4) เสนอวิธีการแก้ไขผลกระทบจากความคลาดเคลื่อนของความต้านทานโรเตอร์ด้วยการปรับเปลี่ยนค่าตามความต้านทานสเตเตอร์ที่ประมาณได้ หลังจากการแก้ไขพบว่าเมื่ออุณหภูมิของมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง ระบบประมาณค่าความเร็วสามารถประมาณค่าความเร็วได้ใกล้เคียงกับความเร็วของมอเตอร์จริงมากขึ้น

- 5) เสนอวิธีการแก้ไขผลกระทบจากความคลาดเคลื่อนของความเหนี่ยวนำร่วมโดยใช้เส้นกราฟ ลักษณะการกระตุ้นซึ่งได้จากการทดสอบมอเตอร์ หลังจากแก้ไขพบว่าเมื่อฟลักซ์ภายในมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง ระบบประมาณค่าความเร็วสามารถประมาณค่าความเร็วได้ใกล้เคียงกับความเร็วของมอเตอร์จริงมากขึ้น

### ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในลำดับถัดไป

แม้ว่าสมรรถนะโดยรวมของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว หลังการแก้ไขผลกระทบจากความคลาดเคลื่อนของค่าพารามิเตอร์ต่างๆจะอยู่ในเกณฑ์ที่ดีและสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในอุตสาหกรรมได้ในระดับหนึ่ง แต่ยังมีสิ่งที่จะต้องปรับปรุงบางประการ ที่ควรพิจารณาศึกษาและวิจัยเพิ่มเติมเพื่อพัฒนาขีดความสามารถของระบบให้ดียิ่งขึ้นดังนี้

- 1) จากผลการทดสอบที่ได้พบว่าระบบยังทำงานได้ไม่ดีที่ความถี่ต่ำ เป็นผลมาจากการที่เราใช้แรงดันคำสั่งในการคำนวณแทนแรงดันจริงที่จ่ายให้แก่มอเตอร์ ทำให้เวลาประวิง (Dead-time effect) มีผลต่อการประมาณค่าความเร็วและความต้านทานสเตเตอร์ เนื่องจากแรงดันที่หายไปเพราะผลของเวลาประวิงมีผลเหมือนกับแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์ วิธีแก้ปัญหาในงานวิจัยนี้เราได้ทำการชดเชยเวลาประวิงในส่วนการสร้างสัญญาณ PWM ซึ่งให้ผลที่ดีระดับหนึ่ง ถ้าจะให้การชดเชยดียิ่งขึ้นเราอาจจะต้องตรวจจับแรงดันจริงที่จ่ายให้แก่มอเตอร์ควบคู่ไปกับการชดเชยเวลาประวิง แต่วิธีในการตรวจจับจะต้องมีความแม่นยำสูง
- 2) ควรพัฒนาวิธีการชดเชยค่าออฟเซตของกระแสสเตเตอร์ เนื่องจากผลจากการชดเชยค่าออฟเซตของกระแสสเตเตอร์ไม่หมดส่งผลให้ค่าความผิดพลาดด้านออกมามีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์แทนที่จะเป็นค่าหนึ่งๆ ดังนั้นเมื่อนำค่าความผิดพลาดด้านออกมาใช้ในการประมาณค่าความเร็วและความต้านทานสเตเตอร์ส่งผลให้ค่าความเร็วและความต้านทานสเตเตอร์ประมาณมีค่าแกว่งไปมา ซึ่งอาจส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบได้โดยเฉพาะในย่านความถี่ต่ำ
- 3) การขาดคุณสมบัติในการประมาณค่าความเร็วที่ความถี่ศูนย์ เป็นประเด็นที่ควรหาทางแก้ไข โดยได้มีผู้วิจัยที่พยายามแก้ปัญหาบ้างแล้ว เช่น งานวิจัยของ H. Kubota et al. (2001) [15] ซึ่งได้เสนอวิธีการแก้ไขโดยการปรับขนาดของโรเตอร์ฟลักซ์เมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความถี่ใกล้ศูนย์เพื่อหลีกเลี่ยงไม่ให้อมอเตอร์ทำงานที่ความถี่เท่ากับศูนย์

## รายการอ้างอิง

### ภาษาไทย

- [1] ชูเกียรติ นิชโยธาน. “ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ”, วิทยานิพนธ์ปริญญาโทบริหารธุรกิจ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2542.
- [2] สุรพงศ์ สุวรรณกวิน. “เทคนิคใหม่ในการวิเคราะห์เสถียรภาพและออกแบบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ใช้การควบคุมแบบแยกการเชื่อมโยง”, วิทยานิพนธ์ปริญญาโทบริหารธุรกิจ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2544.
- [3] สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์, โคทม อารียา. “ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำปราศจากเซ็นเซอร์วัดความเร็ว” รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ (ปีที่1) โครงการพัฒนาวิจัยอิเล็กทรอนิกส์เพื่ออุตสาหกรรม ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ กระทรวงวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีและสิ่งแวดล้อม, 2538.

### ภาษาอังกฤษ

- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] I. Takahashi et al. “Sensorless Speed Control of an Induction Motor with No Influence of Resistance Variation”, *Proc. of PCC-Nagaoka 1997*, Vol. 1, pp.91-96
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.



- [10] M. Tsuji et al. "A Sensorless Vector Control System for Induction Motors using q-Axis Flux with Stator Resistance Identification" , *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 48, No. 1, 2001, pp. 185-194.
- [11] H. Umida et al. "Consideration about Problems and Solutions of Speed Estimation Method and Parameter Tuning for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives" ,*IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 38, No. 5, 2002, pp. 1282-1289.
- [12] T. Hamajima et al. "Sensorless Vector Control of Induction Motor with Stator Resistance Identification Based on Augmented Error" , *Proc. Of PCC-Osaka*, 2002, pp. 504-509.
- [13] S. Sangwongwanish et al. "A Unified Approach to Speed and Parameter Identification of Induction Motor" , *Conf. Record of IEEE/IECON*, 1991, pp. 712-715.
- [14] C. Fang et al. "Robustness of Regional Pole Placement for Uncertain Continuous-Time Implicit System", *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. 39, No. 11, 1994, pp. 2303-2305.
- [15] 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.
- [16] S. Sastry, M. Bodson. "Adaptive Control", Prentice Hall, New Jersey, 1989



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ก

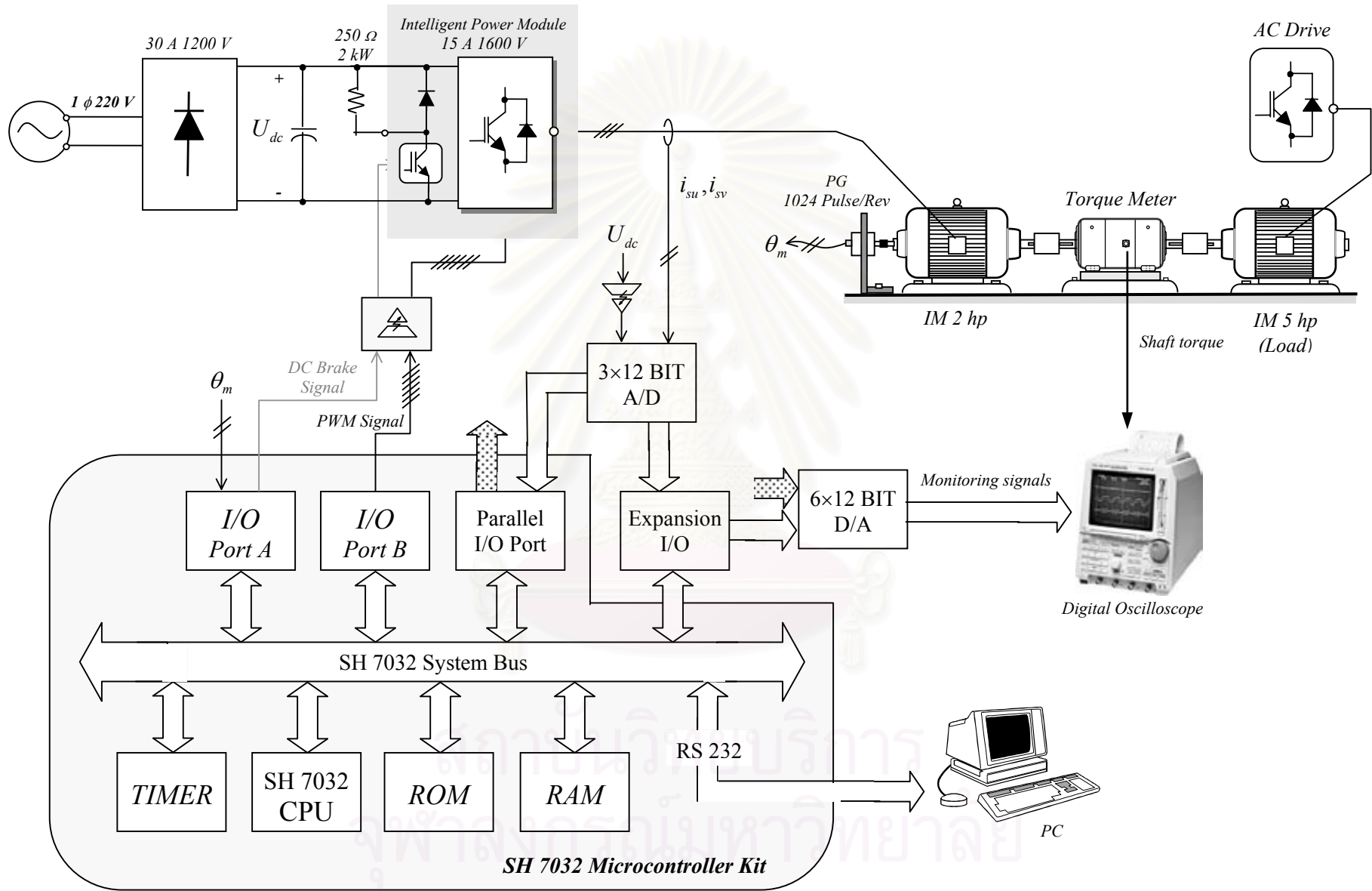
### โครงสร้างฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ของระบบ

#### 1. ฮาร์ดแวร์ของระบบ

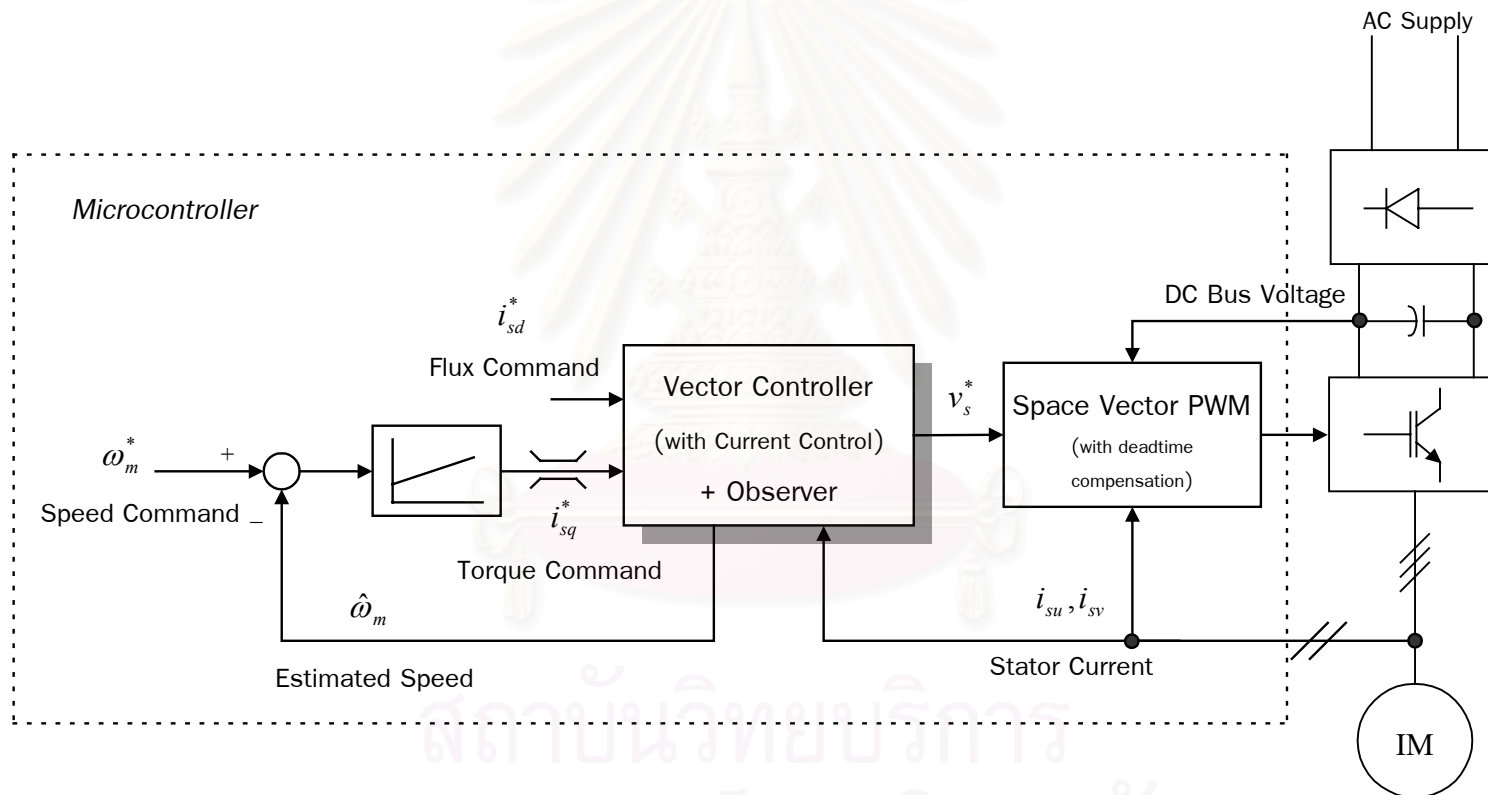
รูป ก.1 แสดงให้เห็นถึงภาพรวมของฮาร์ดแวร์ของระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำที่พัฒนาขึ้น ในส่วนการคำนวณและประมวลผลเราได้ใช้บอร์ดสำเร็จรูปของไมโครคอนโทรลเลอร์ SH7032 ซึ่งประกอบด้วยตัวประมวลผล SH7032 ที่มีโครงสร้างทางสถาปัตยกรรมแบบ RISC โดยบอร์ดสำเร็จรูปนี้ประกอบด้วย สัญญาณนาฬิกาที่มีความถี่เท่ากับ 20 MHz, ROM, RAM (128 Kbytes), I/O พอร์ต A และพอร์ต B, I/O พอร์ตแบบขนาน (parallel port) (1 อินพุตพอร์ตและ 1 เอาท์พุตพอร์ต) และพอร์ตอนุกรม RS232 สำหรับฮาร์ดแวร์ที่เราพัฒนาเพิ่มเติมขึ้นมาได้แก่ I/O พอร์ตแบบขนานที่ขยายเพิ่มขึ้น (2 อินพุตและ 2 เอาท์พุต), 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 RS232 ข้อมูลของแรงดันบัลไฟตรงและกระแสมอเตอร์ที่ตรวจจับมาจะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลและถูกส่งมาที่บอร์ดควบคุมผ่านพอร์ตแบบขนาน สำหรับสัญญาณ PWM (6 สัญญาณ) และสัญญาณขับนำเบรกยูนิตที่ได้จากตัวประมวลผลจะถูกส่งไปยังอินเวอร์เตอร์ผ่าน I/O พอร์ต B และ A ตามลำดับ โดยสัญญาณทั้งหมดนี้จะถูกแยกโดดทางไฟฟ้าก่อนที่จะส่งผ่านไปที่ภาคกำลังของอินเวอร์เตอร์ สำหรับสัญญาณพัลส์จากตัวตรวจจับตำแหน่งของมอเตอร์ ( $\theta_m$ ) จะถูกส่งมาที่ I/O พอร์ต A ซึ่งเราจะใช้ในการเปรียบเทียบระหว่างค่าความเร็วจริงของมอเตอร์และความเร็วที่ประมาณค่าได้ในกรณีที่ตัวควบคุมทำงานในโหมดของการควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว เราสามารถแสดงค่าสัญญาณต่างๆในตัวประมวลผลผ่านทางเอาท์พุตของพอร์ตแบบขนานที่เชื่อมต่อกับส่วนแปลงสัญญาณ D/A

ฮาร์ดแวร์ในส่วนของภาคกำลังนั้นจะมีโครงสร้างเหมือนอินเวอร์เตอร์พื้นฐานทั่วไปที่ประกอบด้วย ส่วนเรียงกระแสไฟตรง, ตัวเก็บประจุที่บัลไฟตรงและวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งเราใช้ IPM (Intelligent Power Module) เป็นอุปกรณ์กำลังโดยมีเบรกยูนิตรวมอยู่ภายในด้วย สำหรับระบบขับเคลื่อนทางกลจะประกอบด้วยมอเตอร์เหนี่ยวนำที่เราขับเคลื่อนขนาด 2 hp โดยค่าพิคตและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ได้แสดงไว้ในตารางที่ ก.1 ส่วนอัตราขยายป้อนกลับและอัตราขยาย PI ที่ใช้ในการทดลองสามารถสรุปได้ตารางที่ ก.2 โหลดที่ใช้ในระบบนี้จะเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาด 5 hp ซึ่งมีชุดควบคุมแบบเวกเตอร์เป็นตัวขับเคลื่อน อุปกรณ์ตรวจจับแรงบิดจะถูกเชื่อมต่อกันระหว่างมอเตอร์ทั้งสองตัว เพื่อตรวจวัดค่าแรงบิดที่เพลลา (shaft torque) ของมอเตอร์ในระหว่างการขับเคลื่อนโหลด



รูปที่ ก.1 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบที่ใช้ในการทดสอบ



รูปที่ ก.2 ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ใช้ในการทดสอบ

ตารางที่ ก.1 พิกัดและพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในงานวิจัย

2HP, 220/380 V, 50 Hz, 6.0/3.5 A, 1450 rpm, 4 Poles	
$i_{sd} = 5.2 \text{ A}$	$i_{sq} = 8.8 \text{ A}$
$R_s = 1.40 \ \Omega$	$R_r = 0.80 \ \Omega$
$L_s = 0.132 \text{ H}$	$L_r = 0.120 \text{ H}$
$M = 0.120 \text{ H}$	$J = 0.019 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$

ตารางที่ ก.2 อัตราขยายป้อนกลับและอัตราขยาย PI ที่ใช้ในการทดลอง

เมตริกซ์ $\Pi$	$\Pi = 0.5 \left( \frac{R_r}{L_r} * I + p \hat{\omega}_m * J \right)$
เมตริกซ์ H	$H = 0$
อัตราขยาย PI ของส่วนประมาณค่าความเร็ว	$k_p = 182, k_i = 9100$
อัตราขยาย PI ของส่วนประมาณค่า $\hat{R}_s$	$k_p = 0.01, k_i = 0.06$
อัตราขยายวงรอบควบคุมกระแส	$k_p = 10, k_i = 2500$
อัตราขยายวงรอบควบคุมความเร็ว	$k_p = 0.2, k_i = 1.0$

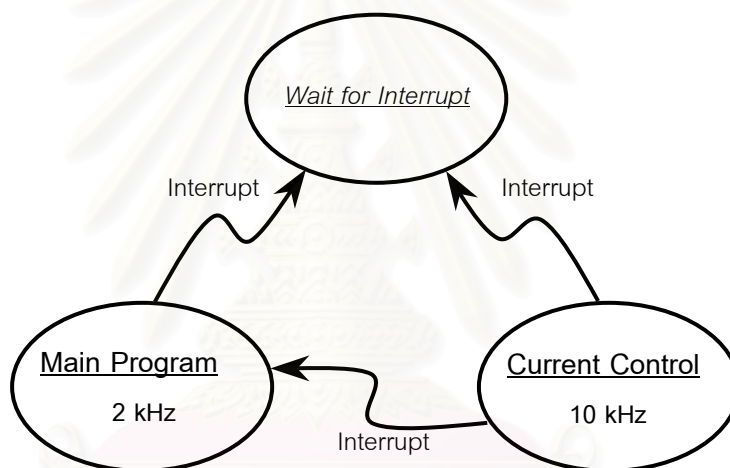
## 2. ซอฟต์แวร์แวร์ของระบบ

จากโครงสร้างส่วนการควบคุมในรูปที่ ก.2 ไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการคำนวณกระแสสร้างแรงบิด ( $i_{sq}^*$ ) จากผลต่างระหว่างความเร็วคำสั่ง ( $\omega_m^*$ ) และความเร็วประมาณ ( $\hat{\omega}_m$ ) ผ่านตัวควบคุม PI ที่มีการจำกัดขนาดของสัญญาณออกไว้เพื่อไม่ให้กระแสมีค่าเกินพิกัด กระแส  $i_{sq}^*$  ที่คำนวณได้และกระแสสร้างฟลักซ์ ( $i_{sd}^*$ ) ที่กำหนดให้มีค่าคงตัวที่พิกัดจะถูกส่งไปยังส่วนระบบควบคุมเวกเตอร์และระบบสังเกต ซึ่งจะประมาณค่าความเร็วของมอเตอร์ จากค่าความผิดพลาดของฟลักซ์เทียบเพื่อใช้ในการควบคุมวงรอบปิดด้านนอก และทำการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุม PI บนแกนหมุนที่มีการชดเชยแบบป้อนไปหน้า แรงดันคำสั่งที่ได้จะใช้ในการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์

เนื่องจากระบบที่พัฒนาขึ้นมีลักษณะการควบคุมเป็นแบบต่อทอดเนื่อง (Cascade) โดยมีการควบคุมกระแสเป็นวงรอบในซึ่งจะต้องมีผลตอบสนองที่ไวกว่าการควบคุมความเร็วที่อยู่วงรอบนอก ดังนั้นเราจึงทำการแยกซอฟต์แวร์ในส่วนการควบคุมกระแสและสร้างสัญญาณ PWM ออกจากซอฟต์แวร์หลัก โดยให้มีความถี่การสุ่มสัญญาณเท่ากับ 10 kHz ส่วนซอฟต์แวร์หลักเราให้เท่ากับ 2 kHz ทั้งนี้นอกจากจะช่วยให้ส่วนการควบคุมกระแสมีผลตอบสนองที่ไวขึ้นแล้ว ยังทำให้ระลอกของกระแสเนื่องจากความถี่การสวิตซ์มีขนาดลดลงและ

ปราศจากเสียงรบกวนขณะที่มอเตอร์ทำงาน รูปที่ ก.3 แสดงไดอะแกรมสถานะของระบบและการเรียกใช้อินเทอร์พต์ โดยทิศของลูกศรแสดงถึงความสามารถในการเรียกใช้อินเทอร์พต์

ในที่นี้เราจะกำหนดให้โปรแกรมในส่วนการควบคุมกระแสมีความสำคัญ (Priority) สูงกว่าตัวโปรแกรมหลัก หมายความว่าถ้าส่วนการควบคุมกระแสเรียกใช้อินเทอร์พต์ ไม่ว่าจะโปรแกรมหลักจะทำงานอยู่หรือไม่ โปรแกรมส่วนการควบคุมกระแสจะสามารถเรียกใช้บริการอินเทอร์พต์ได้และเมื่อทำงานเสร็จก็จะกลับไปทำงานเดิมต่อ ในทางกลับกันถ้าโปรแกรมในส่วนการควบคุมกระแสทำงานอยู่ โปรแกรมหลักจะไม่สามารถเรียกใช้บริการอินเทอร์พต์ได้ จนกว่าโปรแกรมควบคุมกระแสจะทำงานเสร็จ และเมื่อระบบทำงานในส่วนของโปรแกรมหลัก และส่วนการควบคุมกระแสเสร็จแล้ว โปรแกรมจะไปอยู่ที่สถานะคอยการอินเทอร์พต์ต่อไปซอฟต์แวร์ทั้งหมดสามารถเขียนแสดงด้วย PDL (Program Development Language) และไดอะแกรมเวลาดังรูปที่ ก.4 และ ก.5



รูปที่ ก.3 ไดอะแกรมสถานะและการเรียกใช้อินเทอร์พต์

## ซอฟต์แวร์ในส่วนโปรแกรมหลัก

ซอฟต์แวร์โมดูลนี้จะใช้การอินเทอร์พรัตทุกๆ 500 ไมโครวินาที และโปรแกรมในการบริการอินเทอร์พรัตจะใช้เวลาทั้งหมดประมาณ 64 ไมโครวินาที

\*\*\*\*\*

### Main Program of A Current–Control Type Speed–Sensorless Vector Control System

\*\*\*\*\*

#### Module : Main Program

##### Initialize

Initialize all variables and timers

Set interrupts priority and enable time interrupt

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

#### Main program (2k) Interrupt Service Routine

Clear interrupt flag

Interrupt exception 1

Get  $i_{sd}^*$ ,  $i_{sq}^*$  and  $u_{sd}^*$ ,  $u_{sq}^*$  from Current Control Interrupt

Get speed command ( $\omega_m^*$ )

Get estimated speed ( $\hat{\omega}_m$ ) from previous Main program Interrupt

Speed regulator (PI)

Calculate speed error ( $\omega_m^* - \hat{\omega}_m$ )

Calculate PI output ( $i_{sq}^*$ )

Rotor flux estimation

Calculate rotor flux magnitude ( $\hat{i}_{mR}$ )

Calculate rotor frequency ( $\omega_{mR}$ ) and angle ( $\rho$ )

Adaptive controller

Calculate output error ( $e_d, e_q$ )

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

Calculate estimated stator resistance ( $\hat{R}_s$ )

Feedforward–decoupling compensation

Calculate feedforward–decoupling voltage ( $f_d, f_q$ )

Interrupt exception 2

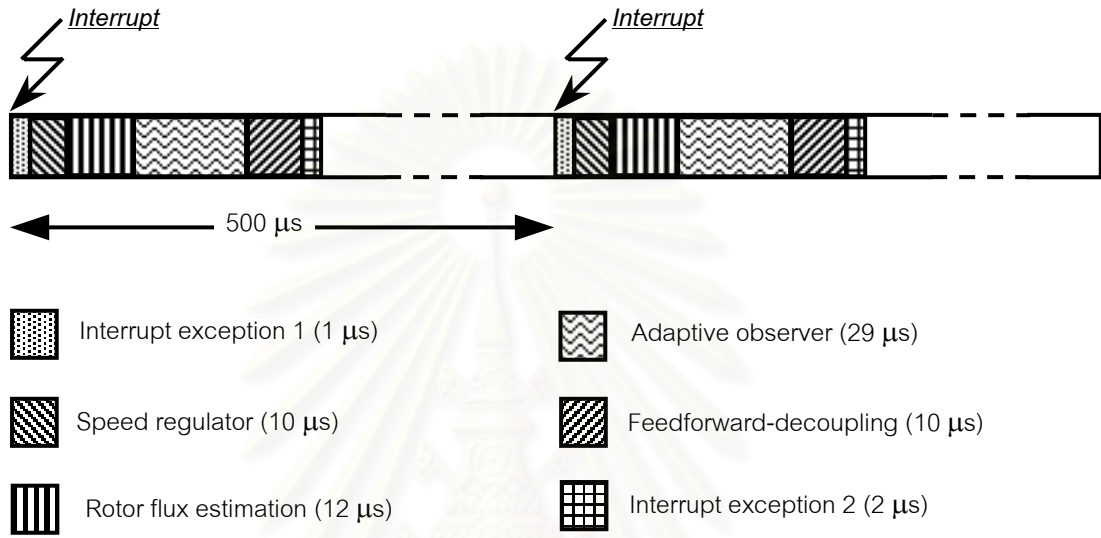


Transfer  $i_{sq}^*$ ,  $\omega_{mR}$ ,  $\rho$ ,  $f_d$  and  $f_q$  to Current Control Interrupt

**Return Interrupt**

**End of Main Program**

\*\*\*\*\*



รูปที่ ก.4 ไดอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์โปรแกรมหลัก

## ซอฟต์แวร์ในส่วนการควบคุมกระแส

ซอฟต์แวร์โมดูลนี้จะใช้การอินเทอร์รัปต์ทุกๆ 100 ไมโครวินาที และใช้เวลาในการบริการอินเทอร์รัปต์ทั้งหมดประมาณ 71 ไมโครวินาที

\*\*\*\*\*

### Current Control Program

\*\*\*\*\*

#### Module : CCI

#### Switching frequency (10k) Interrupt Service Routine

Clear interrupt flag

Keep all registers in stack

Read motor current

Input  $i_{su}, i_{sv}$  from A/D

Rotor flux angle compensation

Calculate compensating angle ( $\Delta\rho$ )

Update rotor flux angle ( $\rho + \Delta\rho$ )

Transform to rotor flux axis

Convert  $i_{su}, i_{sv}$  to  $i_{sd}, i_{sq}$

Get current command ( $i_{sd}^*, i_{sq}^*$ )

Current controller (PI) d-axis

Calculate current error ( $i_{sd}^* - i_{sd}$ )

Calculate PI output ( $u_{sd}^*$ )

Current controller (PI) q-axis

Calculate current error ( $i_{sq}^* - i_{sq}$ )

Calculate PI output ( $u_{sq}^*$ )

Calculate voltage command ( $v_{sd}^*, v_{sq}^*$ )

Sum of  $u_{sd}^*, u_{sq}^*$  and feedforward-decoupling

Transform to stator axis

Convert  $v_{sd}^*, v_{sq}^*$  to  $v_{s\alpha}^*, v_{s\beta}^*$

Read DC bus voltage

Input  $V_{dc}$  from A/D

Generate PWM signal

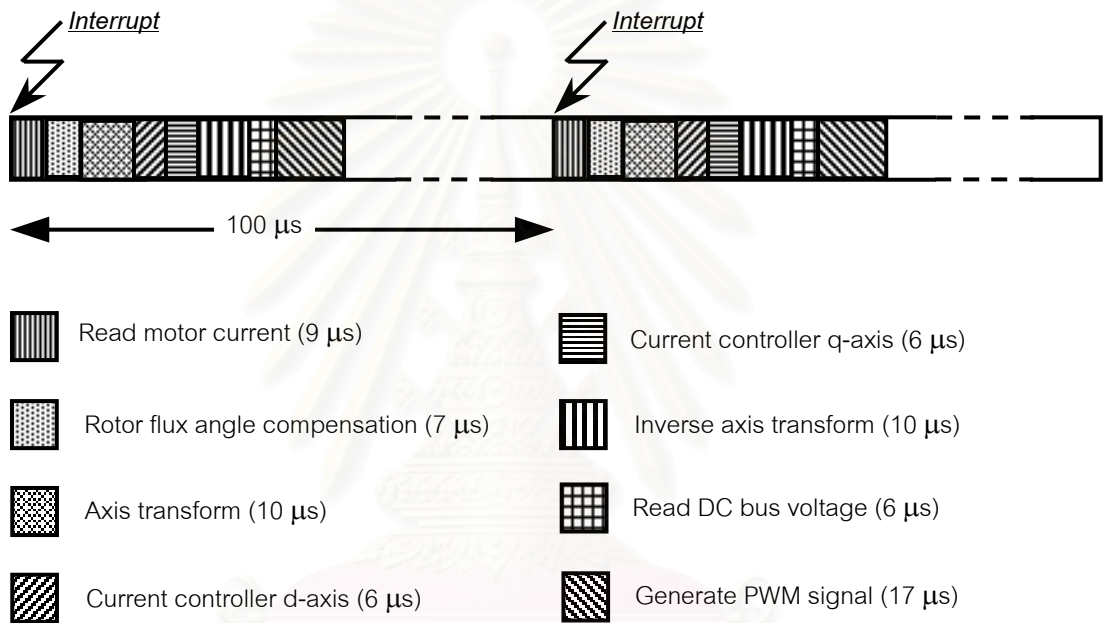
- Find sector of voltage command
- Compensate dead-time effect
- Calculate timing of switching pattern

Pop up all registers from stack

**Return Interrupt**

**End of CCI**

\*\*\*\*\*



รูปที่ ก.5 ไตอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์ส่วนการควบคุมกระแส

## ภาคผนวก ข

### การคำนวณหาค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเมื่อพารามิเตอร์ ของมอเตอร์เปลี่ยนแปลง

ในที่นี้เราจะพิจารณาค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเนื่องจากพารามิเตอร์ที่กำลังพิจารณาเกิดความคลาดเคลื่อน ส่วนพารามิเตอร์อื่นๆที่เหลือถือว่าเป็นค่าคงตัว

#### 1. ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเมื่อค่าความเหนี่ยวนำรวมเปลี่ยนแปลง

จากสมการสถานะของมอเตอร์เหนี่ยวนำสำหรับระบบควบคุมกระแสตามสมการที่ (ข.1) และ (ข.2)

$$s\lambda_r = A_{21}i_s + A_{22}\lambda_r \quad (\text{ข.1})$$

$$(s + \Pi)\lambda'_r = A_{21}i_s + A_{22}\lambda_r \quad (\text{ข.2})$$

และสมการของตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวเมื่อความเหนี่ยวนำรวมเปลี่ยนแปลงตามสมการที่ (ข.3) และ (ข.4)

$$s\hat{\lambda}_r = A_{21}i_s + \hat{A}_{22}\hat{\lambda}_r - H(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) \quad (\text{ข.3})$$

$$(s + \Pi)\hat{\lambda}'_r = A_{21}i_s + \hat{A}_{22}\hat{\lambda}_r \quad (\text{ข.4})$$

เราสามารถคำนวณหาสมการค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าฟลักซ์ (Flux error) และค่าความผิดพลาดด้านออก (Output error) จากสมการที่ (ข.1) - (ข.4) ตามลำดับดังนี้

$$\text{Flux error : } \hat{\lambda}_r - \lambda_r = [sI - A_{22}]^{-1} \{ (\hat{A}_{22} - A_{22})\hat{\lambda}_r - H(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) \} \quad (\text{ข.5})$$

$$\text{Output error : } \hat{\lambda}'_r - \lambda'_r = [sI + \Pi]^{-1} \{ A_{22}(\hat{\lambda}_r - \lambda_r) + (\hat{A}_{22} - A_{22})\hat{\lambda}_r \} \quad (\text{ข.6})$$

แทนค่า Flux error ( $\hat{\lambda}_r - \lambda_r$ ) จากสมการที่ (ข.5) ลงในสมการที่ (ข.6) แล้วจัดรูปใหม่

$$\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r = G(s)(\hat{A}_{22} - A_{22})\hat{\lambda}_r \quad (\text{ข.7})$$

โดยที่  $G(s) = s[s^2I + s(\Pi - A_{22}) - A_{22}(\Pi - H)]^{-1}$

พิจารณาเทอม  $(\hat{A}_{22} - A_{22})$  พบว่า

$$\begin{aligned} (\hat{A}_{22} - A_{22}) &= \left[ -\frac{R'_r}{\hat{M}'} \cdot I + p\hat{\omega}_m \cdot J \right] - \left[ -\frac{R'_r}{M'} \cdot I + p\omega_m \cdot J \right] \\ &= \left[ \frac{R'_r}{M'} \cdot \frac{(\hat{M}' - M')}{\hat{M}'} \right] I + pJ(\hat{\omega}_m - \omega_m) \end{aligned} \quad (ข.8)$$

แทนค่า  $(\hat{A}_{22} - A_{22})$  ลงในสมการที่ (ข.7) จะได้

$$\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r = G(s)pJ\hat{\lambda}'_r(\hat{\omega}_m - \omega_m) + G(s)\hat{\lambda}'_r \frac{R'_r}{M'} I \cdot \frac{(\hat{M}' - M')}{\hat{M}'} \quad (ข.9)$$

เราสามารถเขียนสมการที่ (ข.9) ใหม่อ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} (\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r)_d \\ (\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r)_q \end{bmatrix} = G'(s) \begin{bmatrix} 0 \\ p\|\hat{\lambda}'_r\| \end{bmatrix} (\hat{\omega}_m - \omega_m) + G'(s) \begin{bmatrix} \|\hat{\lambda}'_r\| \\ 0 \end{bmatrix} \frac{R'_r}{M'} \cdot \frac{(\hat{M}' - M')}{\hat{M}'}$$

โดยที่

$G'(s)$ : ฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  ที่อ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ มีค่าดังนี้คือ

$$G'(s) = G(s) \Big|_{s'=sI+J\hat{\omega}_{mR}} = \begin{bmatrix} G'_{11}(s) & G'_{12}(s) \\ G'_{21}(s) & G'_{22}(s) \end{bmatrix}$$

เมื่อระบบยังคงมีเสถียรภาพและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว ค่าความผิดพลาดด้านออกในแกน  $q$   $(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r)_q$  จะมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นเราจึงสามารถหาค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ในสภาวะอยู่ตัวจากสมการที่ (ข.10)

$$\omega_m - \hat{\omega}_m = \frac{G'_{21}(0)R'_r(\hat{M}' - M')}{pG'_{22}(0)M'\hat{M}'} \quad (ข.10)$$

## 2. ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเมื่อค่าความต้านทานโรเตอร์เปลี่ยนแปลง

จากสมการสถานะของมอเตอร์เหนี่ยวนำสำหรับระบบควบคุมกระแสตามสมการที่ (ข.11) และ (ข.12)

$$s\lambda_r = A_{21}i_s + A_{22}\lambda_r \quad (ข.11)$$

$$(s + \Pi)\lambda'_r = A_{21}i_s + A_{22}\lambda_r \quad (\text{ข.12})$$

และสมการของตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวเมื่อความต้านทานโรเตอร์เปลี่ยนแปลงตามสมการที่ (ข.13) และ (ข.14)

$$s\hat{\lambda}_r = \hat{A}_{21}i_s + \hat{A}_{22}\hat{\lambda}_r - H(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) \quad (\text{ข.13})$$

$$(s + \Pi)\hat{\lambda}'_r = \hat{A}_{21}i_s + \hat{A}_{22}\hat{\lambda}_r \quad (\text{ข.14})$$

เราสามารถคำนวณหาสมการค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าฟลักซ์และค่าความผิดพลาดด้านนอกจากสมการที่ (ข.11) - (ข.14) ตามลำดับดังนี้

Flux error :

$$\hat{\lambda}_r - \lambda_r = [sI - A_{22}]^{-1} \{ (\hat{A}_{21} - A_{21})i_s + (\hat{A}_{22} - A_{22})\hat{\lambda}_r - H(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) \} \quad (\text{ข.15})$$

Output error :

$$\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r = [sI + \Pi]^{-1} \{ A_{22}(\hat{\lambda}_r - \lambda_r) + (\hat{A}_{22} - A_{22})\hat{\lambda}_r + (\hat{A}_{21} - A_{21})i_s \} \quad (\text{ข.16})$$

แทนค่า Flux error  $(\hat{\lambda}_r - \lambda_r)$  จากสมการที่ (ข.15) ลงในสมการที่ (ข.16) แล้วจัดรูปเขียนเป็นสมการใหม่ได้ดังนี้

$$\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r = G(s)(\hat{A}_{22} - A_{22})\hat{\lambda}_r + G(s)(\hat{A}_{21} - A_{21})i_s \quad (\text{ข.17})$$

พิจารณาเทอม  $(\hat{A}_{21} - A_{21})$  และ  $(\hat{A}_{22} - A_{22})$  พบว่า

$$(\hat{A}_{21} - A_{21}) = (\hat{R}'_r - R'_r) \cdot I \quad (\text{ข.18})$$

และ

$$\begin{aligned} (\hat{A}_{22} - A_{22}) &= \left[ -\frac{\hat{R}'_r}{M'} \cdot I + p\hat{\omega}_m \cdot J \right] - \left[ -\frac{R'_r}{M'} \cdot I + p\omega_m \cdot J \right] \\ &= -\frac{(\hat{R}'_r - R'_r)}{M'} \cdot I + pJ(\hat{\omega}_m - \omega_m) \end{aligned} \quad (\text{ข.19})$$

แทนค่า  $(\hat{A}_{21} - A_{21})$  และ  $(\hat{A}_{22} - A_{22})$  ลงในสมการที่ (ข.17) จะได้

$$\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r = G(s)pJ\hat{\lambda}_r(\hat{\omega}_m - \omega_m) - G(s) \cdot (\hat{\lambda}_r - M'i_s)I \cdot \frac{(\hat{R}'_r - R'_r)}{M'} \quad (\text{ข.20})$$

เขียนสมการที่ (ข.20) ใหม่อ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} (\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r)_d \\ (\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r)_q \end{bmatrix} = G'(s) \begin{bmatrix} 0 \\ p \|\hat{\lambda}'_r\| \end{bmatrix} (\hat{\omega}_m - \omega_m) - G'(s) \begin{bmatrix} \|\hat{\lambda}'_r\| - M' i_{sd} \\ -M' i_{sq} \end{bmatrix} \frac{(\hat{R}'_r - R'_r)}{M'}$$

เมื่อระบบยังคงมีเสถียรภาพและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว ค่าความผิดพลาดด้านนอกในแกน  $q$   $(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r)_q$  มีค่าเป็นศูนย์และ  $\|\hat{\lambda}'_r\| = M' i_{sd}$  ดังนั้นเราสามารถหาค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ในสภาวะอยู่ตัวได้ดังสมการที่ (ข.21)

$$\omega_m - \hat{\omega}_m = \left[ \frac{i_{sq}}{p \hat{I}_{mR}} \right] \left[ \frac{\hat{R}'_r - R'_r}{M'} \right] \quad (\text{ข.21})$$

### 3. ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเมื่อค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์เปลี่ยนแปลง

เมื่อค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์  $(\sigma L_s)$  ของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงทำให้ค่าฟลักซ์เทียมนของมอเตอร์ที่คำนวณได้จากสมการทางด้านสเตเตอร์เปลี่ยนไปเช่นกัน ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \lambda'_r &= (sI + \Pi)^{-1} (v_s - R_s i_s - \sigma L_s s i_s) \\ &= (sI + \Pi)^{-1} \left\{ v_s - R_s i_s - (\mathcal{L}_s - (\mathcal{L}_s - \sigma L_s)) s i_s \right\} \\ &= (sI + \Pi)^{-1} \left\{ (v_s - R_s i_s - \mathcal{L}_s s i_s) + (\mathcal{L}_s - \sigma L_s) s i_s \right\} \\ &= \lambda''_r + (sI + \Pi)^{-1} \cdot (\mathcal{L}_s - \sigma L_s) s i_s \end{aligned}$$

โดยที่

$\lambda'_r$  : ค่าฟลักซ์เทียมนของมอเตอร์จริง

$\lambda''_r$  : ค่าฟลักซ์เทียมนที่ตัวสังเกตคำนวณได้

$\sigma L_s$  : ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์ของมอเตอร์จริง

$\mathcal{L}_s$  : ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์ของตัวสังเกต

ดังนั้นค่าฟลักซ์เทียมนที่ตัวสังเกตคำนวณได้มีค่าดังสมการที่ (ข.22)

$$\lambda''_r = \lambda'_r - (sI + \Pi)^{-1} \cdot (\mathcal{L}_s - \sigma L_s) s i_s \quad (\text{ข.22})$$

เราสามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดด้านนอกที่ตัวสังเกตคำนวณได้ โดยนำค่า  $\lambda'_r$  ลบออกจากสมการที่ (ข.22) ทั้งสองข้างดังสมการที่ (ข.23)

$$\hat{\lambda}'_r - \lambda''_r = (\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) + (sI + \Pi)^{-1} \cdot (\mathcal{L}_s - \sigma L_s) s i_s \quad (\text{ข.23})$$

จากสมการสถานะของมอเตอร์เหนี่ยวนำสำหรับระบบที่เป็นแบบควบคุม กระแสตามสมการที่ (ข.24) และ (ข.25)

$$s \lambda_r = A_{21} i_s + A_{22} \lambda_r \quad (\text{ข.24})$$

$$(s + \Pi) \lambda'_r = A_{21} i_s + A_{22} \lambda_r \quad (\text{ข.25})$$

เนื่องจากในตัวอย่างเกิดเราไม่สามารถทราบค่าความผิดพลาดด้านนอก  $(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r)$  ซึ่งเป็นผลต่างระหว่างค่าฟลักซ์เทียบประมาณ  $(\hat{\lambda}'_r)$  กับค่าฟลักซ์เทียบจริง  $(\lambda'_r)$  เพราะเราไม่ทราบค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์ของมอเตอร์จริง ค่าที่เราทราบคือค่าความผิดพลาดด้านนอก  $(\hat{\lambda}'_r - \lambda''_r)$  ซึ่งเป็นผลต่างระหว่างค่าฟลักซ์เทียบประมาณ  $(\hat{\lambda}'_r)$  กับค่าฟลักซ์เทียบ  $\lambda''_r$  ที่คำนวณจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์  $\mathcal{L}_s$  ดังนั้นสมการของตัวสังเกตเพิ่มเติมอันดับแบบปรับตัวจึงเป็นดังสมการที่ (ข.26) และ (ข.27)

$$s \hat{\lambda}'_r = A_{21} i_s + \hat{A}_{22} \hat{\lambda}'_r - H(\hat{\lambda}'_r - \lambda''_r) \quad (\text{ข.26})$$

$$(s + \Pi) \hat{\lambda}'_r = A_{21} i_s + \hat{A}_{22} \hat{\lambda}'_r \quad (\text{ข.27})$$

เราสามารถคำนวณหาสมการค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าฟลักซ์และค่าความผิดพลาดด้านนอกจากสมการที่ (ข.24)-(ข.27) ตามลำดับดังนี้

$$\text{Flux error : } \hat{\lambda}'_r - \lambda_r = [sI - A_{22}]^{-1} \{ (\hat{A}_{22} - A_{22}) \hat{\lambda}'_r - H(\hat{\lambda}'_r - \lambda''_r) \} \quad (\text{ข.28})$$

$$\text{Output error : } \hat{\lambda}'_r - \lambda''_r = [sI + \Pi]^{-1} \{ A_{22} (\hat{\lambda}'_r - \lambda_r) + (\hat{A}_{22} - A_{22}) \hat{\lambda}'_r \} \quad (\text{ข.29})$$

แทนค่าความผิดพลาดด้านนอก  $(\hat{\lambda}'_r - \lambda_r)$  จากสมการที่ (ข.29) ลงในสมการที่ (ข.28) ทำให้เขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$\hat{\lambda}'_r - \lambda''_r = [sI + \Pi]^{-1} \{ A_{22} (\hat{\lambda}'_r - \lambda_r) + (\hat{A}_{22} - A_{22}) \hat{\lambda}'_r + (\mathcal{L}_s - \sigma L_s) s i_s \} \quad (\text{ข.30})$$

แทนค่า Flux error จากสมการที่ (ข.28) ลงในสมการที่ (ข.30) แล้วจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$\hat{\lambda}'_r - \lambda''_r = A_{22} [sI + \Pi]^{-1} [sI - A_{22}]^{-1} \{ (\hat{A}_{22} - A_{22}) \hat{\lambda}'_r - H(\hat{\lambda}'_r - \lambda''_r) + (\hat{A}_{22} - A_{22}) \hat{\lambda}'_r + (\mathcal{L}_s - \sigma L_s) s i_s \} \quad (\text{ข.31})$$



จัดรูปสมการใหม่โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดด้านนอกกับค่าความคลาดเคลื่อนของพารามิเตอร์ดังสมการที่ (ข.32)

$$\begin{aligned}\hat{\lambda}'_r - \lambda''_r &= G(s)pJ\hat{\lambda}_r(\hat{\omega}_m - \omega_m) + G(s)[sI - A_{22}](\mathcal{L}L_s - \sigma L_s)i_s \\ &= G(s)pJ\hat{\lambda}_r(\hat{\omega}_m - \omega_m) + L(s)(\mathcal{L}L_s - \sigma L_s)i_s\end{aligned}\quad (\text{ข.32})$$

โดยที่  $L(s) = s[s^2I + s(\Pi - A_{22}) - A_{22}(\Pi - H)]^{-1}[sI - A_{22}]$

เขียนสมการที่ (ข.32) ใหม่อ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} (\hat{\lambda}'_r - \lambda''_r)_d \\ (\hat{\lambda}'_r - \lambda''_r)_q \end{bmatrix} = G'(s) \begin{bmatrix} 0 \\ p\|\hat{\lambda}_r\| \end{bmatrix} (\hat{\omega}_m - \omega_m) + L'(s) \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} (\mathcal{L}L_s - \sigma L_s)$$

เมื่อระบบยังคงมีเสถียรภาพและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว ค่าความผิดพลาดด้านนอกในแกน  $q$   $(\hat{\lambda}'_r - \lambda''_r)_q$  มีค่าเป็นศูนย์ดังนั้นเราสามารถหาค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ในสภาวะอยู่ตัวได้ดังสมการที่ (ข.33)

$$\omega_m - \hat{\omega}_m = \frac{[L'_{21}(0) \cdot i_{sd} + L'_{22}(0) \cdot i_{sq}](\mathcal{L}L_s - \sigma L_s)}{G'_{22}(0) \cdot p\|\hat{\lambda}_r\|}\quad (\text{ข.33})$$

#### 4. ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเมื่อค่าความต้านทานสเตเตอร์เปลี่ยนแปลง

เมื่อค่าความต้านทานสเตเตอร์ ( $R_s$ ) ของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงทำให้ค่าฟลักซ์เทียบของมอเตอร์ที่คำนวณได้จากสมการทางด้านสเตเตอร์เปลี่ยนไปเช่นกัน ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\lambda'_r &= (sI + \Pi)^{-1}(v_s - R_s i_s - \sigma L_s s i_s) \\ &= (sI + \Pi)^{-1} \left\{ v_s - (\hat{R}_s - (\hat{R}_s - R_s)) i_s - \sigma L_s s i_s \right\} \\ &= (sI + \Pi)^{-1} \left\{ (v_s - \hat{R}_s i_s - \sigma L_s s i_s) + (\hat{R}_s - R_s) i_s \right\} \\ &= \lambda''_r + (sI + \Pi)^{-1} \cdot (\hat{R}_s - R_s) i_s\end{aligned}\quad (\text{ข.34})$$

โดยที่  $\lambda'_r$  : ค่าฟลักซ์เทียบของมอเตอร์จริง

$\lambda''_r$  : ค่าฟลักซ์เทียบที่ตัวสังเกตคำนวณได้

$R_s$  : ค่าความต้านทานสเตเตอร์ของมอเตอร์จริง

$\hat{R}_s$  : ค่าความต้านทานสเตเตอร์ของตัวสังเกต

ดังนั้นค่าพังก์ชั้เทียมที่ตัวสังเกตคำนวณได้มีค่าดังสมการที่ (ข.35)

$$\lambda_r'' = \lambda_r' - (sI + \Pi)^{-1} \cdot (\hat{R}_s - R_s) i_s \quad (\text{ข.35})$$

เราสามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดด้านนอกที่ตัวสังเกตคำนวณได้ โดยนำค่า  $\hat{\lambda}_r'$  ลบออกจากสมการที่ (ข.35) ทั้งสองข้างดังสมการที่ (ข.36)

$$\hat{\lambda}_r' - \lambda_r'' = (\hat{\lambda}_r' - \lambda_r') + (sI + \Pi)^{-1} \cdot (\hat{R}_s - R_s) i_s \quad (\text{ข.36})$$

จากสมการสถานะของมอเตอร์เหนี่ยวนำสำหรับระบบที่เป็นแบบควบคุมกระแสตามสมการที่ (ข.37) และ (ข.38)

$$s\lambda_r = A_{21}i_s + A_{22}\lambda_r \quad (\text{ข.37})$$

$$(s + \Pi)\lambda_r' = A_{21}i_s + A_{22}\lambda_r \quad (\text{ข.38})$$

เนื่องจากในตัวสังเกตเราไม่สามารถทราบค่าความผิดพลาดด้านนอก ( $\hat{\lambda}_r' - \lambda_r'$ ) ซึ่งเป็นผลต่างระหว่างค่าพังก์ชั้เทียมประมาณ ( $\hat{\lambda}_r'$ ) กับค่าพังก์ชั้เทียมจริง ( $\lambda_r'$ ) เพราะเราไม่ทราบค่าความเหนี่ยวนำรั้วไหลสเตเตอร์ของมอเตอร์จริง ค่าที่เราทราบคือค่าความผิดพลาดด้านนอก ( $\hat{\lambda}_r' - \lambda_r''$ ) ซึ่งเป็นผลต่างระหว่างค่าพังก์ชั้เทียมประมาณ ( $\hat{\lambda}_r'$ ) กับค่าพังก์ชั้เทียม  $\lambda_r''$  ที่คำนวณจากค่าความต้านทานสเตเตอร์  $\hat{R}_s$  ดังนั้นสมการของตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวจึงเป็นดังสมการที่ (ข.39) และ (ข.40)

$$s\hat{\lambda}_r = A_{21}i_s + \hat{A}_{22}\hat{\lambda}_r - H(\hat{\lambda}_r' - \lambda_r'') \quad (\text{ข.39})$$

$$(s + \Pi)\hat{\lambda}_r = A_{21}i_s + \hat{A}_{22}\hat{\lambda}_r \quad (\text{ข.40})$$

เราสามารถคำนวณหาสมการค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าพังก์ชั้และค่าความผิดพลาดด้านนอกจากสมการที่ (ข.37)-(ข.40) ตามลำดับดังนี้

$$\text{Flux error : } \hat{\lambda}_r - \lambda_r = [sI - A_{22}]^{-1} \{ (\hat{A}_{22} - A_{22})\hat{\lambda}_r - H(\hat{\lambda}_r' - \lambda_r'') \} \quad (\text{ข.41})$$

$$\text{Output error : } \hat{\lambda}_r' - \lambda_r' = [sI + \Pi]^{-1} \{ A_{22}(\hat{\lambda}_r - \lambda_r) + (\hat{A}_{22} - A_{22})\hat{\lambda}_r \} \quad (\text{ข.42})$$

แทนค่าความผิดพลาดด้านนอก ( $\hat{\lambda}_r - \lambda_r$ ) จากสมการที่ (ข.42) ลงในสมการที่ (ข.36) ทำให้เขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$\hat{\lambda}_r' - \lambda_r'' = [sI + \Pi]^{-1} \{ A_{22}(\hat{\lambda}_r - \lambda_r) + (\hat{A}_{22} - A_{22})\hat{\lambda}_r + (\hat{R}_s - R_s)i_s \} \quad (\text{ข.43})$$

แทนค่า Flux error จากสมการที่ (ข.41) ลงในสมการที่ (ข.43) แล้วจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$\hat{\lambda}'_r - \lambda''_r = A_{22}[sI + \Pi]^{-1}[sI - A_{22}]^{-1} \left\{ (\hat{A}_{22} - A_{22})\hat{\lambda}_r - H(\hat{\lambda}'_r - \lambda''_r) + (\hat{A}_{22} - A_{22})\hat{\lambda}_r + (\hat{R}_s - R_s)i_s \right\} \quad (\text{ข.44})$$

จัดรูปสมการใหม่โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดด้านออกกับค่าความคลาดเคลื่อนของพารามิเตอร์ดังสมการที่ (ข.45)

$$\begin{aligned} \hat{\lambda}'_r - \lambda''_r &= G(s)pJ\hat{\lambda}_r(\hat{\omega}_m - \omega_m) + [sI]^{-1}G(s)[sI - A_{22}](\hat{R}_s - R_s)i_s \\ &= G(s)pJ\hat{\lambda}_r(\hat{\omega}_m - \omega_m) + R(s)(\hat{R}_s - R_s)i_s \end{aligned} \quad (\text{ข.45})$$

โดยที่  $R(s) = [s^2I + s(\Pi - A_{22}) - A_{22}(\Pi - H)]^{-1}[sI - A_{22}]$

เขียนสมการที่ (ข.45) ใหม่อ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} (\hat{\lambda}'_r - \lambda''_r)_d \\ (\hat{\lambda}'_r - \lambda''_r)_q \end{bmatrix} = G'(s) \begin{bmatrix} 0 \\ p\|\hat{\lambda}_r\| \end{bmatrix} (\hat{\omega}_m - \omega_m) + R'(s) \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} (\hat{R}_s - R_s)$$

เมื่อระบบยังคงมีเสถียรภาพและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว ค่าความผิดพลาดด้านออกในแกน  $q$   $(\hat{\lambda}'_r - \lambda''_r)_q$  มีค่าเป็นศูนย์ดังนั้นเราสามารถหาค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ในสภาวะอยู่ตัวได้ดังสมการที่ (ข.46)

$$\omega_m - \hat{\omega}_m = \frac{[R'_{21}(0) \cdot i_{sd} + R'_{22}(0) \cdot i_{sq}](\hat{R}_s - R_s)}{G'_{22}(0) \cdot p\|\hat{\lambda}_r\|} \quad (\text{ข.46})$$

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ค

การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าพารามิเตอร์กรณีค่า  $k_p, k'_p \neq 0$

สมการค่าความผิดพลาดด้านออกนำมาแสดงซ้ำได้ดังสมการที่ (ค.1)

$$\begin{aligned} e &= \hat{\lambda}'_r - \lambda'_r = G(s)pJ\hat{\lambda}'_r(\hat{\omega}_m - \omega_m) + R(s)i_s(\hat{R}_s - R_s) \\ &= \hat{G}(w_\omega\phi_\omega) + \hat{R}(w_R\phi_R) \\ &= e_1 + e_2 \end{aligned} \quad (\text{ค.1})$$

สมการประมาณค่าความเร็วและความต้านทานสเตเตอร์แสดงในสมการที่ (ค.2)-(ค.3) ตามลำดับ

$$\hat{\omega}_m = -(k_p + k_i \int dt) \{ (w_1)^T (\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) \} \quad (k_p, k_i > 0) \quad (\text{ค.2})$$

$$\hat{R}_s = -(k'_p + k'_i \int dt) \{ (w_2)^T (\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) \} \quad (k'_p, k'_i > 0) \quad (\text{ค.3})$$

นำสมการที่ (ค.2) และ (ค.3) เขียนในรูปเมตริกซ์สมการอนุพันธ์โดยแทนค่า  $\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r$  จากสมการที่ (ค.1) ได้ดังสมการที่ (ค.4)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m \\ \hat{R}_s \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \left\{ \frac{d}{dt} k_p (w_1)^T e_1 + k_i (w_1)^T e_1 \right\} + \left\{ \frac{d}{dt} k_p (w_1)^T e_2 + k_i (w_1)^T e_2 \right\} \\ \left\{ \frac{d}{dt} k'_p (w_2)^T e_1 + k'_i (w_2)^T e_1 \right\} + \left\{ \frac{d}{dt} k'_p (w_2)^T e_2 + k'_i (w_2)^T e_2 \right\} \end{bmatrix} \quad (\text{ค.4})$$

โดยสมมติว่าความเร็วและความต้านทานสเตเตอร์เปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ( $d\omega_m/dt \approx 0, dR_s/dt \approx 0$ ) เราสามารถจัดรูปสมการที่ (ค.4) ได้ใหม่ดังแสดงในสมการที่ (ค.5)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_\omega \\ \phi_R \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} k_p (w_1)^T e_1 + k_p (w_1)^T e_2 \\ k'_p (w_2)^T e_1 + k'_p (w_2)^T e_2 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_i (w_1)^T e_1 + k_i (w_1)^T e_2 \\ k'_i (w_2)^T e_1 + k'_i (w_2)^T e_2 \end{bmatrix} \quad (\text{ค.5})$$

เมื่อใช้ Averaging analysis ช่วยวิเคราะห์สมการที่ (ค.5) โดยมีสมมติฐานว่า อัตราขยายการปรับตัว (Adaptation gain)  $k_p, k_i, k'_p, k'_i$  มีค่าน้อยจนการเปลี่ยนแปลงของ  $\hat{\lambda}'_r$  และ  $i_s$  เร็วกว่าการเปลี่ยนแปลงของ  $\phi_\omega$  และ  $\phi_R$  มาก กล่าวคือเกิด Separation of time scale เราจะสามารถประมาณได้ว่า  $e_1 = \hat{G}(w_\omega\phi_\omega) \cong \hat{G}(w_\omega)\phi_\omega, e_2 = \hat{R}(w_R\phi_R) \cong \hat{R}(w_R)\phi_R$  และทำให้เราเขียนสมการที่ (ค.5) ในรูปค่าเฉลี่ยได้ดังสมการที่ (ค.6)

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} 1 + k_p \cdot \overline{w_1^T \hat{G}(w_\omega)} & k_p \cdot \overline{w_1^T \hat{R}(w_R)} \\ k'_p \cdot \overline{w_2^T \hat{G}(w_\omega)} & 1 + k'_p \cdot \overline{w_2^T \hat{R}(w_R)} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} (\phi_\omega)_{av} \\ (\phi_R)_{av} \end{bmatrix} \\
& = - \begin{bmatrix} k_i \cdot \overline{w_1^T \hat{G}(w_\omega)} & k_i \cdot \overline{w_1^T \hat{R}(w_R)} \\ k'_i \cdot \overline{w_2^T \hat{G}(w_\omega)} & k'_i \cdot \overline{w_2^T \hat{R}(w_R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\phi_\omega)_{av} \\ (\phi_R)_{av} \end{bmatrix} \quad (\text{ค.6})
\end{aligned}$$

เมื่อกำหนดให้

$$\begin{aligned}
\overline{w_1^T \hat{G}(w_\omega)} @ a & ; \overline{w_1^T \hat{R}(w_R)} @ b \\
\overline{w_2^T \hat{G}(w_\omega)} @ c & ; \overline{w_2^T \hat{R}(w_R)} @ d
\end{aligned}$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ค.6) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} 1 + k_p a & k_p b \\ k'_p c & 1 + k'_p d \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} (\phi_\omega)_{av} \\ (\phi_R)_{av} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_i a & k_i b \\ k'_i c & k'_i d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\phi_\omega)_{av} \\ (\phi_R)_{av} \end{bmatrix} \quad (\text{ค.7})$$

จะพบว่าสมการที่ (ค.7) อยู่ในรูป Implicit linear systems :  $E\dot{x} = Ax$  ซึ่งระบบนี้จะเป็น Asymptotically stable ก็ต่อเมื่อ [14]

- 1) รากทุกตัวของ  $|sE - A| = 0$  มีส่วนจริงเป็นค่าลบ
- 2)  $(sE - A)^{-1}$  มีคุณสมบัติเป็น Proper

เราสามารถพิสูจน์เงื่อนไขทั้งสองได้ โดยในการพิสูจน์เราจะอาศัยสมมติฐานดังต่อไปนี้

- I) ระบบประมาณมีเสถียรภาพเมื่อ  $k_p = k'_p = 0$  กล่าวคือ

$$\text{Trace}[A] < 0 \Rightarrow (a + d) > 0$$

$$\text{และ } \det[A] > 0$$

- II) อัตราขยายการปรับตัวของวงรอบประมาณค่าความเร็วมีค่ามากกว่าอัตราขยายการปรับตัวของวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์

$$k_p > k'_p > 0$$

$$\text{และ } k_i > k'_i > 0$$

- III) วงรอบประมาณค่าความเร็วใช้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์  $w_1 = w_\omega$  และ  $G(s)$  มีคุณสมบัติ SPR ซึ่งจะได้ว่า  $a > 0$

เงื่อนไขที่ 1) รากทุกตัวของ  $|sE - A| = 0$  มีส่วนจริงเป็นค่าลบ ก็ต่อเมื่อ สัมประสิทธิ์ทุกตัวของ  $|sE - A|$  มีค่าเป็นบวก

จากสมการที่ (ค.7) จะได้ว่า

$$sE - A = \begin{bmatrix} s(1+k_p a) + k_i a & s k_p b + k_i b \\ s k'_p c + k'_i c & s(1+k'_p d) + k'_i d \end{bmatrix} \quad \text{ดังนั้น}$$

$$|sE - A| = (1+k_p a + k'_p d + k_p k'_p \det[A])s^2 + (k_i a + k'_i d + k_p k'_i \det[A] + k'_p k_i \det[A])s + k_i k'_i \det[A] \quad (\text{ค.8})$$

เนื่องจาก  $\text{Trace}[A] < 0 \Rightarrow (a+d) > 0$  แสดงว่า  $|a| > |d|$  ประกอบกับ อัตราขยาย PI ของวงรอบประมาณค่าความเร็ว  $(k_p, k_i)$  มีค่ามากกว่าวงรอบประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์  $(k'_p, k'_i)$  ทำให้ค่า  $(k_p a + k'_p d) > 0$  และ  $(k_i a + k'_i d) > 0$  และเนื่องจาก  $\det[A] > 0$  ดังนั้นสัมประสิทธิ์ทุกตัวของสมการที่ (ค.8) มีค่าเป็นบวก รากของสมการ  $|sE - A| = 0$  จึงมีส่วนจริงเป็นลบ

เงื่อนไขที่ 2)  $(sE - A)^{-1}$  มีคุณสมบัติเป็น Proper ก็ต่อเมื่อ  $\deg|sE - A| = \text{rank}(E)$

เนื่องจาก  $\det[E] = 1 + k_p a + k'_p d + k_p k'_p \det[A]$  จากการพิจารณาในเงื่อนไขที่ 1) พบว่า  $\det[E] \neq 0$  แสดงว่าเมตริกซ์  $E$  เป็น Nonsingular ซึ่งมีความหมายอีกนัยหนึ่งว่า  $\text{Range}(E) = n^2$  นั่นคือ  $\text{rank}(E) = \dim\{\text{Range}(E)\} = 2 = \deg|sE - A|$  จึงสรุปได้ว่า  $(sE - A)^{-1}$  มีคุณสมบัติเป็น Proper

จากการพิสูจน์ข้างต้นทำให้เราสรุปได้ว่าระบบประมาณค่าความเร็วที่มีการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์ไปพร้อมๆกันเป็นระบบ Asymptotically stable

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ง

### การจัดรูปสมการค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วและ ความต้านทานสเตเตอร์ด้วยเทคนิค Averaging analysis

ในที่นี้เราจะแสดงที่มาของสมการที่ (4.7) อย่างละเอียดดังต่อไปนี้ สมการที่ (4.5) นำมาแสดงใหม่ได้ตั้งสมการที่ (ง.1)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m \\ \hat{R}_s \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \left\{ \frac{d}{dt} k_p (w_1)^T e_1 + k_i (w_1)^T e_1 \right\} + \left\{ \frac{d}{dt} k_p (w_1)^T e_2 + k_i (w_1)^T e_2 \right\} \\ \left\{ \frac{d}{dt} k'_p (w_2)^T e_1 + k'_i (w_2)^T e_1 \right\} + \left\{ \frac{d}{dt} k'_p (w_2)^T e_2 + k'_i (w_2)^T e_2 \right\} \end{bmatrix} \quad (\text{ง.1})$$

โดยสมมติว่าความเร็วและความต้านทานสเตเตอร์เปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ( $d\omega_m / dt \approx 0, dR_s / dt \approx 0$ ) ดังนั้นเราสามารถเขียนเทอมอนุพันธ์ด้านซ้ายมือของสมการที่ (ง.1) ด้วยค่า  $\phi_\omega$  และ  $\phi_R$  ได้ดังนี้

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m \\ \hat{R}_s \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m - \omega_m \\ \hat{R}_s - R_s \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_\omega \\ \phi_R \end{bmatrix} \quad (\text{ง.2})$$

ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการที่ (ง.1) ได้ใหม่ตั้งสมการที่ (ง.3)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_\omega \\ \phi_R \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \left\{ \frac{d}{dt} k_p (w_1)^T e_1 + k_i (w_1)^T e_1 \right\} + \left\{ \frac{d}{dt} k_p (w_1)^T e_2 + k_i (w_1)^T e_2 \right\} \\ \left\{ \frac{d}{dt} k'_p (w_2)^T e_1 + k'_i (w_2)^T e_1 \right\} + \left\{ \frac{d}{dt} k'_p (w_2)^T e_2 + k'_i (w_2)^T e_2 \right\} \end{bmatrix} \quad (\text{ง.3})$$

ย้ายเทอมอนุพันธ์ด้านขวามือของสมการที่ (ง.3) ไปอยู่ด้านซ้ายมือตั้งสมการที่ (ง.4)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_\omega \\ \phi_R \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} k_p (w_1)^T e_1 + k_p (w_1)^T e_2 \\ k'_p (w_2)^T e_1 + k'_p (w_2)^T e_2 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_i (w_1)^T e_1 + k_i (w_1)^T e_2 \\ k'_i (w_2)^T e_1 + k'_i (w_2)^T e_2 \end{bmatrix} \quad (\text{ง.4})$$

เมื่อใช้ Averaging analysis [16] ช่วยวิเคราะห์สมการที่ (ง.4) โดยมีสมมติฐานว่าอัตราขยายการปรับตัว (Adaptation gain)  $k_p, k_i, k'_p, k'_i$  มีค่าน้อยจนการเปลี่ยนแปลงของ  $\lambda_p$  และ  $i_s$  เร็วกว่าการเปลี่ยนแปลงของ  $\phi_\omega$  และ  $\phi_R$  มาก กล่าวคือเกิด Separation of time

scale เราจะสามารถประมาณได้ว่า  $e_1 = \hat{G}(w_\omega \phi_\omega) \cong \hat{G}(w_\omega) \phi_\omega$ ,  $e_2 = \hat{R}(w_R \phi_R) \cong \hat{R}(w_R) \phi_R$  และทำให้เราเขียนสมการที่ (ง.4) ในรูปค่าเฉลี่ยได้ดังสมการที่ (ง.5)

$$\overline{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_\omega \\ \phi_R \end{bmatrix}} + \overline{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} k_p(w_1)^T e_1 + k_p(w_1)^T e_2 \\ k'_p(w_2)^T e_1 + k'_p(w_2)^T e_2 \end{bmatrix}} = - \overline{\begin{bmatrix} k_i(w_1)^T e_1 + k_i(w_1)^T e_2 \\ k'_i(w_2)^T e_1 + k'_i(w_2)^T e_2 \end{bmatrix}} \quad (ง.5)$$

เขียนเทอมอนุพันธ์ของ  $\phi_\omega$  และ  $\phi_R$  ในค่าเฉลี่ยเชิงเวลาด้วยสัญลักษณ์ใหม่ ดังสมการที่ (ง.6)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} (\phi_\omega)_{av} \\ (\phi_R)_{av} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} k_p(w_1)^T e_1 + k_p(w_1)^T e_2 \\ k'_p(w_2)^T e_1 + k'_p(w_2)^T e_2 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_i(w_1)^T e_1 + k_i(w_1)^T e_2 \\ k'_i(w_2)^T e_1 + k'_i(w_2)^T e_2 \end{bmatrix} \quad (ง.6)$$

โดยที่ "....." หมายถึงค่าเฉลี่ยเชิงเวลาใน time scale ของ  $\phi_\omega$  และ  $\phi_R$

$(\dots)_{av}$  หมายถึง ค่าตัวแปรสถานะเมื่อมีการเฉลี่ยเชิงเวลาใน time scale ของ  $\phi_\omega$  และ  $\phi_R$

พิจารณาเทอม  $\overline{\frac{d}{dt} \{k_p(w_1)^T e_1\}}$  ในเมตริกซ์อนุพันธ์ซ้ายมือของสมการที่ (ง.6) พบว่า

$$\begin{aligned} \overline{\frac{d}{dt} \{k_p(w_1)^T e_1\}} &= k_p \overline{\frac{d}{dt} \{w_1^T \hat{G}(w_\omega \phi_\omega)\}} = k_p \overline{\frac{d}{dt} \{w_1^T \hat{G}(w_\omega) \phi_\omega\}} \\ &= k_p \cdot \overline{\phi_\omega} \overline{\frac{d}{dt} (w_1^T \hat{G}(w_\omega))} + k_p \overline{w_1^T \hat{G}(w_\omega)} \cdot \overline{\frac{d}{dt} \phi_\omega} \end{aligned} \quad (ง.7)$$

พบว่า เทอม  $\overline{\frac{d}{dt} (w_1^T \hat{G}(w_\omega))}$  มีค่าเป็นศูนย์ เนื่องจากในสถานะอยู่ตัวเทอม  $\overline{\frac{d}{dt} (w_1^T \hat{G}(w_\omega))}$  เป็นค่าอนุพันธ์ของค่าคงตัวใดๆซึ่งมีค่าเป็นศูนย์ (ดูรายละเอียดในตอนท้ายของภาคผนวก ง) ดังนั้น

$$\begin{aligned} \overline{\frac{d}{dt} \{k_p(w_1)^T e_1\}} &= k_p \overline{w_1^T \hat{G}(w_\omega)} \cdot \overline{\frac{d}{dt} \phi_\omega} \\ &= k_p \overline{w_1^T \hat{G}(w_\omega)} \cdot \overline{\frac{d}{dt} (\phi_\omega)_{av}} \end{aligned} \quad (ง.8)$$

ในทำนองเดียวกัน



$$\overline{\frac{d}{dt}\{k_p(w_1)^T e_2\}} = k_p \left[ \overline{w_1^T \hat{R}(w_R)} \right] \frac{d}{dt}(\phi_R)_{av} \quad (ง.9)$$

$$\overline{\frac{d}{dt}\{k'_p(w_2)^T e_1\}} = k'_p \left[ \overline{w_2^T \hat{G}(w_\omega)} \right] \frac{d}{dt}(\phi_\omega)_{av} \quad (ง.10)$$

$$\text{และ } \overline{\frac{d}{dt}\{k'_p(w_2)^T e_2\}} = k'_p \left[ \overline{w_2^T \hat{R}(w_R)} \right] \frac{d}{dt}(\phi_R)_{av} \quad (ง.11)$$

พิจารณาเทอม  $\overline{\{k_i(w_1)^T e_1\}}$  ในเมตริกซ์ขวามือของสมการที่ (ง.6) พบว่า

$$\begin{aligned} \overline{\{k_i(w_1)^T e_1\}} &= \overline{k_i \{w_1^T \hat{G}(w_\omega \phi_\omega)\}} = \overline{k_i \{w_1^T \hat{G}(w_\omega) \phi_\omega\}} \\ &= \overline{k_i (w_1^T \hat{G}(w_\omega)) \cdot \phi_\omega} \\ &= \overline{k_i (w_1^T \hat{G}(w_\omega)) \cdot (\phi_\omega)_{av}} \end{aligned} \quad (ง.12)$$

ในทำนองเดียวกัน

$$\overline{\{k_i(w_1)^T e_2\}} = k_i \left[ \overline{w_1^T \hat{R}(w_R)} \right] (\phi_R)_{av} \quad (ง.13)$$

$$\overline{\{k'_i(w_2)^T e_1\}} = k'_i \left[ \overline{w_2^T \hat{G}(w_\omega)} \right] (\phi_\omega)_{av} \quad (ง.14)$$

$$\text{และ } \overline{\{k'_i(w_2)^T e_2\}} = k'_i \left[ \overline{w_2^T \hat{R}(w_R)} \right] (\phi_R)_{av} \quad (ง.15)$$

จากสมการที่ (ง.8)-(ง.15) เราสามารถเขียนสมการที่ (ง.6) ได้ใหม่เป็น

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} (\phi_\omega)_{av} \\ (\phi_R)_{av} \end{bmatrix} &+ \begin{bmatrix} \overline{k_p \cdot w_1^T \hat{G}(w_\omega)} \frac{d}{dt}(\phi_\omega)_{av} + \overline{k_p \cdot w_1^T \hat{R}(w_R)} \frac{d}{dt}(\phi_R)_{av} \\ \overline{k'_p \cdot w_2^T \hat{G}(w_\omega)} \frac{d}{dt}(\phi_\omega)_{av} + \overline{k'_p \cdot w_2^T \hat{R}(w_R)} \frac{d}{dt}(\phi_R)_{av} \end{bmatrix} \\ &= - \begin{bmatrix} \overline{k_i \cdot w_1^T \hat{G}(w_\omega) \cdot (\phi_\omega)_{av}} + \overline{k_i \cdot w_1^T \hat{R}(w_R) \cdot (\phi_R)_{av}} \\ \overline{k'_i \cdot w_2^T \hat{G}(w_\omega) \cdot (\phi_\omega)_{av}} + \overline{k'_i \cdot w_2^T \hat{R}(w_R) \cdot (\phi_R)_{av}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (ง.16)$$

จัดรูปสมการที่ (ง.16) ให้อยู่ในรูปเมตริกซ์  $2 \times 2$  ได้ดังแสดงในสมการที่ (ง.17)

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} (\phi_\omega)_{av} \\ (\phi_R)_{av} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_p \cdot \overline{w_1^T \hat{G}(w_\omega)} & k_p \cdot \overline{w_1^T \hat{R}(w_R)} \\ k'_p \cdot \overline{w_2^T \hat{G}(w_\omega)} & k'_p \cdot \overline{w_2^T \hat{R}(w_R)} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} (\phi_\omega)_{av} \\ (\phi_R)_{av} \end{bmatrix} \\
& = - \begin{bmatrix} k_i \cdot \overline{w_1^T \hat{G}(w_\omega)} & k_i \cdot \overline{w_1^T \hat{R}(w_R)} \\ k'_i \cdot \overline{w_2^T \hat{G}(w_\omega)} & k'_i \cdot \overline{w_2^T \hat{R}(w_R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\phi_\omega)_{av} \\ (\phi_R)_{av} \end{bmatrix} \tag{ง.17}
\end{aligned}$$

เขียนสมการที่ (ง.17) ในรูปทั่วไปของระบบออโตโนมัส (Autonomous system) ดังสมการที่ (ง.18) หรือสมการที่ (4.7) นั้นเอง

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} 1 + k_p \cdot \overline{w_1^T \hat{G}(w_\omega)} & k_p \cdot \overline{w_1^T \hat{R}(w_R)} \\ k'_p \cdot \overline{w_2^T \hat{G}(w_\omega)} & 1 + k'_p \cdot \overline{w_2^T \hat{R}(w_R)} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} (\phi_\omega)_{av} \\ (\phi_R)_{av} \end{bmatrix} \\
& = - \begin{bmatrix} k_i \cdot \overline{w_1^T \hat{G}(w_\omega)} & k_i \cdot \overline{w_1^T \hat{R}(w_R)} \\ k'_i \cdot \overline{w_2^T \hat{G}(w_\omega)} & k'_i \cdot \overline{w_2^T \hat{R}(w_R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\phi_\omega)_{av} \\ (\phi_R)_{av} \end{bmatrix} \tag{ง.18}
\end{aligned}$$

การพิสูจน์เพื่อแสดงว่า  $\overline{\frac{d}{dt} \{k_p (w_1)^T e_1\}} = k_p \left[ \overline{w_1^T \hat{G}(w_\omega)} \right] \cdot \overline{\frac{d\phi_\omega}{dt}}$

ในที่นี้เราจะตั้งสมมติฐานบางประการเพื่อใช้ในการพิสูจน์ ซึ่งไม่ทำให้ผลลัพธ์ในการพิสูจน์ผิดพลาด

$$1) w_1(t) = \left( \sum_{n=0}^{\infty} + \sum_{n=0}^{-\infty} \right) a_n e^{j\omega_n t}$$

$$2) w_2(t) = \left( \sum_{n=0}^{\infty} + \sum_{n=0}^{-\infty} \right) b_n e^{j\omega_n t}$$

$$3) (k_p, k_i) = 1 \text{ และ } \hat{G}(w_\omega \phi_\omega) \cong \hat{G}(w_\omega) \phi_\omega$$

$$4) (k'_p, k'_i) = 1 \text{ และ } \hat{R}(w_R \phi_R) \cong \hat{R}(w_R) \phi_R$$

เมื่อใช้ Averaging analysis ช่วยในการวิเคราะห์จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
\overline{(w_1)^T e_1} &= \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T w_1^T e_1 dt \right] = \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T w_1^T \hat{G}(w_\omega) dt \right] \cdot \overline{\phi_\omega} \\
&= R_1 \cdot \overline{\phi_\omega} \tag{ง.19}
\end{aligned}$$

โดยที่

$$\hat{G}(w_\omega) = \left( \sum_{n=0}^{\infty} + \sum_{n=0}^{-\infty} \right) G(j\omega_n) a_n e^{j\omega_n t} \quad (a_{-n} = a_n^{*T}) \quad (ง.20)$$

\* : conjugated transpose

พิจารณาค่าของ  $R_1$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} R_1 &= \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T w_1^T \hat{G}(w_\omega) dt \right] = \left( \sum_{n=0}^{\infty} + \sum_{n=0}^{-\infty} \right) a_{-n}^T G(j\omega_n) a_n \\ &= \left( \sum_{n=0}^{\infty} + \sum_{n=0}^{-\infty} \right) a_n^* G(j\omega_n) a_n \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} a_n^* [G(j\omega_n) + G^*(j\omega_n)] a_n \end{aligned} \quad (ง.21)$$

จากสมการที่ (ง.21) จะเห็นได้ว่า เมื่อพิจารณาใน time scale ของ  $\phi_\omega$  และ  $\phi_R$  พบว่า  $R_1$  จะมีค่าเป็นค่าคงที่ ดังนั้นจากสมการที่ (ง.19) และ (ง.21) เราสามารถหาค่า

$\overline{\frac{d}{dt} \{k_p (w_1)^T e_1\}}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \overline{\frac{d}{dt} \{k_p (w_1)^T e_1\}} &= k_p \frac{d}{dt} (R_1 \overline{\phi_\omega}) \\ &= k_p \overline{\phi_\omega} \frac{d}{dt} R_1 + k_p R_1 \cdot \frac{d}{dt} \overline{\phi_\omega} \\ &= k_p R_1 \cdot \frac{d}{dt} \overline{\phi_\omega} \\ &= k_p \left[ \overline{w_1^T \hat{G}(w_\omega)} \right] \cdot \frac{d}{dt} \overline{\phi_\omega} \end{aligned} \quad (ง.22)$$

ในทำนองเดียวกันเราสามารถแสดงการพิสูจน์สมการที่ (ง.9)-(ง.11) ได้ดังนี้

ในกรณีสมการที่ (ง.9) เมื่อใช้ Averaging analysis ช่วยในการวิเคราะห์จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \overline{(w_1)^T e_2} &= \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T w_1^T e_2 dt \right] = \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T w_1^T \hat{R}(w_R) dt \right] (\phi_R)_{av} \\ &= R_2 (\phi_R)_{av} \end{aligned} \quad (ง.23)$$

โดยที่ 
$$\hat{R}(w_R) = \left( \sum_{n=0}^{\infty} + \sum_{n=0}^{-\infty} \right) R(j\omega_n) b_n e^{j\omega_n t} \quad (b_{-n} = b_n^{*T}) \quad (ง.24)$$

พิจารณาค่าของ  $R_2$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 R_2 &= \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T w_1^T \hat{R}(w_R) dt \right] = \left( \sum_{n=0}^{\infty} + \sum_{n=0}^{-\infty} \right) a_{-n}^T R(j\omega_n) b_n \\
 &= \left( \sum_{n=0}^{\infty} a_{-n}^T R(j\omega_n) b_n \right) + \left( \sum_{n=0}^{\infty} a_n^T R(-j\omega_n) b_{-n} \right) \\
 &= \left( \sum_{n=0}^{\infty} a_n^* R(j\omega_n) b_n \right) + \left( \sum_{n=0}^{\infty} b_n^* R^*(j\omega_n) a_n \right) \\
 &= \left( \sum_{n=0}^{\infty} a_n^* R(j\omega_n) b_n \right) + \left( \sum_{n=0}^{\infty} a_n^* R(j\omega_n) b_n \right)^*
 \end{aligned} \tag{ง.25}$$

จากสมการที่ (ง.24) จะเห็นได้ว่า เมื่อพิจารณาใน time scale ของ  $\phi_\omega$  และ  $\phi_R$  พบว่า  $R_2$  จะมีค่าเป็นค่าคงที่ ดังนั้นจากสมการที่ (ง.23) และ (ง.25) เราสามารถหาค่า  $\overline{\frac{d}{dt} \{k_p(w_1)^T e_2\}}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \overline{\frac{d}{dt} \{k_p(w_1)^T e_2\}} &= k_p \frac{d}{dt} (R_2 \overline{\phi_R}) \\
 &= k_p \overline{\phi_R} \frac{d}{dt} R_2 + k_p R_2 \cdot \frac{d}{dt} \overline{\phi_R} \\
 &= k_p R_2 \cdot \frac{d}{dt} \overline{\phi_R} \\
 &= k_p \left[ \overline{w_1^T \hat{R}(w_R)} \right] \cdot \frac{d}{dt} \overline{\phi_R}
 \end{aligned} \tag{ง.26}$$

ในกรณีสมการที่ (ง.10) เมื่อใช้ Averaging analysis ช่วยในการวิเคราะห์จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 \overline{(w_2)^T e_1} &= \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T w_2^T e_1 dt \right] = \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T w_2^T \hat{G}(w_\omega) dt \right] (\phi_\omega)_{av} \\
 &= R_3 (\phi_\omega)_{av}
 \end{aligned} \tag{ง.27}$$

พิจารณาค่าของ  $R_3$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 R_3 &= \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T w_2^T \hat{G}(w_\omega) dt \right] = \left( \sum_{n=0}^{\infty} + \sum_{n=0}^{-\infty} \right) b_{-n}^T G(j\omega_n) a_n \\
 &= \left( \sum_{n=0}^{\infty} b_n^* G(j\omega_n) a_n \right) + \left( \sum_{n=0}^{\infty} b_n^* G(j\omega_n) a_n \right)^*
 \end{aligned} \tag{ง.28}$$

จากสมการที่ (ง.28) จะเห็นได้ว่า เมื่อพิจารณาใน time scale ของ  $\phi_\omega$  และ  $\phi_R$  พบว่า  $R_3$  จะมีค่าเป็นค่าคงที่ ดังนั้นจากสมการที่ (ง.27) และ (ง.28) เราสามารถหาค่า  $\overline{\frac{d}{dt}\{k_p(w_2)^T e_1\}}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\overline{\frac{d}{dt}\{k_p(w_2)^T e_1\}} &= k_p \frac{d}{dt}(R_3 \overline{\phi_\omega}) \\ &= k_p \overline{\phi_\omega} \frac{d}{dt} R_3 + k_p R_3 \cdot \frac{d}{dt} \overline{\phi_\omega} \\ &= k_p R_3 \cdot \frac{d}{dt} \overline{\phi_\omega} \\ &= k_p \left[ \overline{w_2^T \hat{G}(w_\omega)} \right] \cdot \frac{d}{dt} \overline{\phi_\omega}\end{aligned}\tag{ง.29}$$

ในกรณีสมการที่ (ง.11) เมื่อใช้ Averaging analysis ช่วยในการวิเคราะห์จะได้ว่า

$$\begin{aligned}\overline{(w_2)^T e_2} &= \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T w_2^T e_2 dt \right] = \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T w_2^T \hat{R}(w_R) dt \right] (\phi_R)_{av} \\ &= R_4 (\phi_R)_{av}\end{aligned}\tag{ง.30}$$

พิจารณาค่าของ  $R_4$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}R_4 &= \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T w_2^T \hat{R}(w_R) dt \right] = \left( \sum_{n=0}^{\infty} + \sum_{n=0}^{-\infty} \right) b_{-n}^T R(j\omega_n) b_n \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} b_n^* [R(j\omega_n) + R^*(j\omega_n)] b_n\end{aligned}\tag{ง.31}$$

จากสมการที่ (ง.30) จะเห็นได้ว่า เมื่อพิจารณาใน time scale ของ  $\phi_\omega$  และ  $\phi_R$  พบว่า  $R_4$  จะมีค่าเป็นค่าคงที่ ดังนั้นจากสมการที่ (ง.30) และ (ง.31) เราสามารถหาค่า  $\overline{\frac{d}{dt}\{k_p(w_2)^T e_2\}}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\overline{\frac{d}{dt}\{k_p(w_2)^T e_2\}} &= k_p \frac{d}{dt}(R_4 \overline{\phi_R}) \\ &= k_p \overline{\phi_R} \frac{d}{dt} R_4 + k_p R_4 \cdot \frac{d}{dt} \overline{\phi_R} \\ &= k_p R_4 \cdot \frac{d}{dt} \overline{\phi_R} \\ &= k_p \left[ \overline{w_2^T R(w_R)} \right] \cdot \frac{d}{dt} \overline{\phi_R}\end{aligned}\tag{ง.32}$$

## ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นาย มงคล แซ่เจีย เกิดเมื่อวันที่ 18 สิงหาคม พ.ศ. 2519 ที่จังหวัดสงขลา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัย สงขลานครินทร์ในปีการศึกษา 2540 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหา บัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์ มหาวิทยาลัย ในภาคต้นของปีการศึกษา 2543



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย