

ระบบควบคุมแวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว  
สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาดำเนินการตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

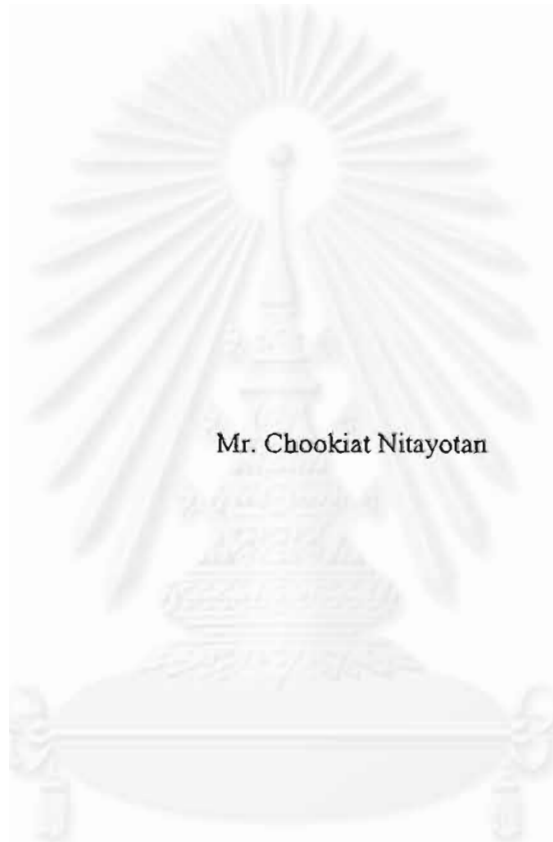
บัณฑิตวิทยาลัย จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2542

ISBN 974-332-961-7

ลิขสิทธิ์ของบัณฑิตวิทยาลัย จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

**A CURRENT-CONTROLLED TYPE SPEED-SENSORLESS VECTOR CONTROL  
SYSTEM FOR INDUCTION MOTORS**



Mr. Chookiat Nitayotan

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

Department of Electrical Engineering

Graduate School

Chulalongkorn University

Academic Year 1999

ISBN 974-332-961-7

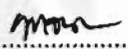
หัวข้อวิทยานิพนธ์ : ระบบควบคุมแวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วสำหรับ  
มอเตอร์เหนี่ยวนำ  
โดย : นายชูเกียรติ นิธิโยธาน  
ภาควิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า  
อาจารย์ที่ปรึกษา : อาจารย์ ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์

---

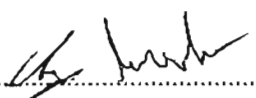
บัณฑิตวิทยาลัย จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่ง  
ของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโทบัณฑิต

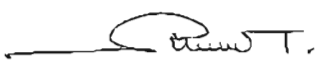
  
..... คณบดี บัณฑิตวิทยาลัย  
(รองศาสตราจารย์ ดร.สุชาดา กิระนันท์)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

  
..... ประธานกรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร.ยุทธนา กุลวิทิต)

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

  
..... กรรมการ  
(อาจารย์เจ็ดกุล โสภวานิตย์)

  
..... กรรมการ  
(ดร.กนกเวทย์ ตังพิมพ์รัตน์)

ชูกฤษติ นิธิโยธาน : ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซนเซอร์วัดความเร็วสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ  
(A CURRENT-CONTROLLED TYPE SPEED-SENSORLESS VECTOR CONTROL SYSTEM FOR  
INDUCTION MOTORS) อ. ที่ปรึกษา : อ. ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วัฒน์ , 76 หน้า. ISBN 974-332-961-7

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจุดมุ่งหมายเพื่อพัฒนาระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว  
สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยอาศัยหลักการของตัวสังเกตแบบปรับตัวในการประมาณค่าความเร็วของมอเตอร์ ผู้วิจัยได้ทำ  
การบูรณาการในส่วนระบบควบคุมเวกเตอร์และระบบสังเกตเข้าด้วยกันเพื่อลดความซ้ำซ้อนของแบบจำลอง ทำให้ระบบโดย  
รวมมีโครงสร้างที่ง่ายและเหมาะสำหรับการนำไปสร้างจริง รวมถึงได้นำเสนอวิธีแก้ไขข้อจำกัดทางด้านเสถียรภาพของระบบ  
ประมาณค่าความเร็ว โดยการนิยามฟังก์ชันที่เหมาะสมทำให้ระบบมีเสถียรภาพตลอดทุกย่านการทำงาน นอกจากนี้ยังได้  
ออกแบบอัตราขยายของระบบประมาณค่าความเร็ว เพื่อให้ระบบที่พัฒนาขึ้นมีผลตอบสนองที่ใกล้เคียงกับระบบควบคุมเวก  
เตอร์เดิมที่ใช้เซนเซอร์วัดความเร็ว โดยคำนึงถึงผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจริงในทางปฏิบัติ ผลการทดสอบกับระบบ  
จริงยืนยันถึงประสิทธิภาพของระบบที่ได้พัฒนาขึ้น



ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....  
สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....  
ปีการศึกษา.....2542.....

ลายมือชื่อนิสิต.....ชวินทร์ หังโยธาน.....  
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....  
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม.....

CHOOKIAT NITAYOTAN : A CURRENT-CONTROLLED TYPE SPEED-SENSORLESS VECTOR CONTROL SYSTEM FOR INDUCTION MOTORS. THESIS ADVISOR : DR. SOMBOON SANGWONGWANICH 76 pp. ISBN 974-332-961-7

This thesis presents the development of a current-controlled type speed-sensorless vector control system for induction motors with speed estimation based on an adaptive observer. The vector controller is integrated with the adaptive observer to reduce the model redundancy and to simplify the implementation. A strategy to solve the stability problem of the speed estimation is also proposed. By appropriately defining a pseudo flux, the stability can be rendered for all operating regions. Moreover, taking into account the practical measurement noises, the adaptive PI gains of the speed estimation are then designed to give a satisfactory performance comparable to that of the conventional vector control system with speed sensors. Finally experimental results are given to verify the feasibility of the developed system.



ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....  
สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....  
ปีการศึกษา.....2542.....

ลายมือชื่อนิติ.....  
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....  
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม.....

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความช่วยเหลือและเอาใจใส่อย่างดียิ่งของ อาจารย์  
ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือใน  
ด้านต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยเสมอมา รวมทั้งอาจารย์ทุกท่านที่ให้วิชาความรู้ตั้งแต่อดีต  
จนกระทั่งปัจจุบัน รุ่นพี่ห้องปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์กำลังทุกคนโดยเฉพาะพี่สุรพงษ์ สุวรรณกวี  
ตลอดจนโครงการศิษย์ก้นกุฏิที่ได้ให้การสนับสนุนทุนการศึกษา ขอกราบขอบพระคุณไว้ ณ  
ที่นี้  
สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดามารดา และญาติพี่น้องของข้าพเจ้า ผู้ซึ่งให้  
โอกาสทางการศึกษาและเป็นกำลังใจด้วยดีเสมอมา



สารบัญเรื่อง

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	จ
กิตติกรรมประกาศ .....	ฉ
สารบัญเรื่อง .....	ช
สารบัญตาราง .....	ฅ
สารบัญภาพ .....	ฉ
บทที่	
1 บทนำ .....	1
2 การควบคุมกระแสสำหรับระบบควบคุมเวกเตอร์ .....	5
3 ทฤษฎีการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว .....	14
4 เสถียรภาพและการออกแบบระบบประมาณค่าความเร็ว .....	20
5 ผลการทดสอบการทำงานของระบบ .....	38
6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ .....	59
รายการอ้างอิง .....	61
ภาคผนวก .....	63
ประวัติผู้เขียน .....	76

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ข้อเปรียบเทียบสำหรับการควบคุมกระแสแบบต่าง ๆ .....	8
5.1 พิกัดและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ .....	38
5.2 ค่าเมตริกซ์ $\Pi$ และอัตราขยายที่ได้จากการออกแบบ .....	38





## สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
1.1 ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแส .....	2
1.2 ระบบควบคุมความเร็วแบบไร้เซ็นเซอร์โดยทั่วไป .....	2
1.3 ระบบควบคุมความเร็วแบบไร้เซ็นเซอร์ที่มีการบูรณาการ .....	2
2.1 การอ้างอิงสเปซเวกเตอร์กระแสและแรงดันบนแกนสเตเตอร์ และ โรเตอร์ฟลักซ์ .....	7
2.2 หลักการควบคุมกระแสด้วยวิธี PI บนแกนหมุน .....	8
2.3 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมกระแสในแกน d .....	9
2.4 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมกระแสในแกน q .....	10
2.5 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมเวกเตอร์แบบกระแส .....	11
2.6 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมกระแสที่ใช้ในการออกแบบ .....	12
2.7 แผนภาพโบคของระบบควบคุมกระแสวงรอบเปิดที่ได้ทำการออกแบบ .....	13
3.1 โครงสร้างตัวสังเกตแบบปรับตัวของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแส .....	16
3.2 โครงสร้างระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่มีความซ้ำซ้อนของแบบจำลอง ..	16
3.3 บล็อกไดอะแกรมส่วนบูรณาการระหว่างระบบควบคุมเวกเตอร์และระบบสังเกต .....	18
3.4 โครงสร้างระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วโดยที่ได้พัฒนาขึ้น .....	19
4.1 บล็อกไดอะแกรมระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนสเตเตอร์ .....	21
4.2 บล็อกไดอะแกรมระบบประมาณค่าความเร็วบนแกน โรเตอร์ฟลักซ์ .....	21
4.3 บล็อกไดอะแกรมระบบประมาณค่าความเร็วแบบ SISO .....	22
4.4 ทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อความถี่ทำงานอยู่ต่ำกว่าความถี่วิกฤต $(\Pi = \frac{4R_r}{L_r} * I)$ .....	24
4.5 ทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อมอเตอร์ทำงานในย่านเบรกแบบปลั๊กกิ่ง $(\Pi = \frac{0.1R_r}{L_r} * I)$ .....	25
4.6 ทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วที่ภายใต้เงื่อนไขเดียวกันกับรูปที่ 4.4 $\Pi = 4(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m)$ .....	26
4.7 ทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วที่ภายใต้เงื่อนไขเดียวกันกับรูปที่ 4.5 $\Pi = 4(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m)$ .....	26

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.8 แผนภาพโบคของฟังก์ชันโอนย้าย $G'_{22}(s)$ ณ จุดทำงานต่าง ๆ .....	28
4.9 แผนภาพโบคของระบบประมาณค่าความเร็ววงรอบเปิดที่ได้ทำการออกแบบ .....	29
4.10 บล็อกไคอะแกรมระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อพิจารณาผลของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการตรวจจับกระแส .....	30
4.11 ขนาดและมุมเฟสของค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณออฟเซตในแกน d และ q ที่จุดทำงานต่าง ๆ กรณี $\Pi = 25I$ .....	32
4.12 ขนาดและมุมเฟสของค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณออฟเซตในแกน d และ q ที่จุดทำงานต่าง ๆ กรณี $\Pi = 50I$ .....	33
4.13 ขนาดและมุมเฟสของค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณออฟเซตในแกน d และ q ที่จุดทำงานต่าง ๆ กรณี $\Pi = 0.5\left(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m\right)$ .....	33
4.14 ขนาดและมุมเฟสของค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณออฟเซตในแกน d และ q ที่จุดทำงานต่าง ๆ กรณี $\Pi = 1\left(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m\right)$ .....	34
4.15 การเปรียบเทียบขนาดของค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณรบกวนความถี่สูงที่จุดทำงานต่าง ๆ เมื่อใช้ค่าอัตราขยาย $k_p$ ต่างกัน .....	35
4.16 ขนาดและมุมเฟสของค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณออฟเซตในแกน d และ q ที่จุดทำงานต่าง ๆ กรณี $\Pi = 50I$ และ $k_p = 4 * 91$ .....	36
4.17 การเปรียบเทียบขนาดค่าผิดพลาดของความเร็วผิดพลาดสัญญาณออฟเซตที่จุดทำงานต่าง ๆ เมื่อใช้ค่าอัตราขยาย $k_p$ ต่างกัน โดยให้ $\Pi = 50I$ .....	36
4.18 ขนาดและมุมเฟสของค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณออฟเซตในแกน d และ q ที่จุดทำงานต่าง ๆ กรณี $\Pi = 0.5\left(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m\right)$ และ $k_p = 4 * 91$ .....	37
4.19 การเปรียบเทียบขนาดของค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณออฟเซตที่จุดทำงานต่าง ๆ เมื่อใช้ค่าอัตราขยาย $k_p$ ต่างกัน โดยให้ $\Pi = 0.5\left(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m\right)$ .....	37
5.1 ระบบควบคุมแวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไว้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ใช้ในการออกแบบ .....	39
5.2 ค่าความผิดพลาดของกระแสขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก -1420 ไป 1420 rpm กรณีไม่มีการชดเชยเบบไปหน้า .....	44

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.3 ค่าความผิดพลาดของกระแสขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 ไป -1420 rpm กรณีไม่มีการชดเชยแบบป้อนไปหน้า .....	44
5.4 ค่าความผิดพลาดของกระแสขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก -1420 ไป 1420 rpm กรณีมีการชดเชยแบบป้อนไปหน้า .....	45
5.5 ค่าความผิดพลาดของกระแสขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 ไป -1420 rpm กรณีมีการชดเชยแบบป้อนไปหน้า .....	45
5.6 ผลตอบสนองในสถานะชั่วคราวของกระแสสร้างแรงบิด ( $i_{sq}$ ) .....	46
5.7 ผลการทำงานในสถานะอยู่ตัวเมื่อความเร็วคำสั่งมีค่าเท่ากับ 1500 rpm .....	47
5.8 ผลการทำงานในสถานะอยู่ตัวเมื่อความเร็วคำสั่งมีค่าเท่ากับ 1000 rpm .....	47
5.9 ผลการทำงานในสถานะอยู่ตัวเมื่อความเร็วคำสั่งมีค่าเท่ากับ 500 rpm .....	48
5.10 ผลการทำงานในสถานะอยู่ตัวเมื่อความเร็วคำสั่งมีค่าเท่ากับ 100 rpm .....	48
5.11 ผลการทำงานในสถานะอยู่ตัวเมื่อความเร็วคำสั่งมีค่าเท่ากับ 30 rpm .....	49
5.12 การเปรียบเทียบค่าผิดพลาดของความเร็วเมื่อใช้เมตริกซ์ $\Pi$ ค่าต่าง ๆ ดังนี้ 1) $25I$ , 2) $50I$ , 3) $\Pi = 0.5\left(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m\right)$ .....	50
5.13 ผลการทำงานในสถานะอยู่ตัวเมื่อความเร็วคำสั่งมีค่าเท่ากับ 1500 rpm เมื่อใช้อัตราขยาย $k_p = 4 * 91$ , $k_i = 9100$ และ $\Pi = 0.5\left(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m\right)$ .....	51
5.14 ผลการทำงานในสถานะอยู่ตัวเมื่อความเร็วคำสั่งมีค่าเท่ากับ 1500 rpm เมื่อใช้อัตราขยาย $k_p = 2 * 91$ , $k_i = 9100$ และ $50I$ .....	52
5.15 ผลการทำงานในสถานะอยู่ตัวเมื่อความเร็วคำสั่งมีค่าเท่ากับ 1500 rpm เมื่อใช้อัตราขยาย $k_p = 4 * 91$ , $k_i = 9100$ และ $50I$ .....	52
5.16 ผลตอบสนองของความเร็วในสถานะชั่วคราวขณะเร่งความเร็วมอเตอร์จาก 500 ไป 1420 rpm .....	53
5.17 ผลตอบสนองของความเร็วในสถานะชั่วคราวขณะลดความเร็วมอเตอร์จาก 1420 ไป 500 rpm .....	53
5.18 ค่าความเร็วผิดพลาดขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก -1420 ไป 1420 rpm .....	54
5.19 ค่าความเร็วผิดพลาดขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 ไป -1420 rpm .....	54
5.20 ผลตอบสนองของแรงบิดขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อความเร็วของมอเตอร์เท่ากับ 1420 rpm ....	55

## สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.21 ผลตอบสนองของแรงบิดขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อความเร็วของมอเตอร์เท่ากับ 500 rpm .....	55
5.22 ผลตอบสนองของแรงบิดขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อความเร็วของมอเตอร์เท่ากับ 100 rpm.....	56
5.23 ผลการขาดเสถียรภาพที่จุดทำงานวิกฤตกรณีใช้ $\Pi = \frac{4R_r}{L_r} * I$ .....	57
5.24 เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อใช้ค่า $\Pi = 4(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m)$ .....	57
5.25 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเร็วและแรงบิดของมอเตอร์เมื่อใช้ $\Pi = \frac{4R_r}{L_r} * I$ .....	58
5.26 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเร็วและแรงบิดของมอเตอร์เมื่อใช้ $\Pi = 4(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m)$ .....	58
ก.1 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบที่ใช้ในการทดสอบ .....	64
ก.2 ไดอะแกรมสถานะและการเรียกใช้อินเทอร์พรีต์ .....	65
ก.3 ไดอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์โปรแกรมหลัก .....	67
ก.4 ไดอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์ส่วนการควบคุมกระแส .....	69

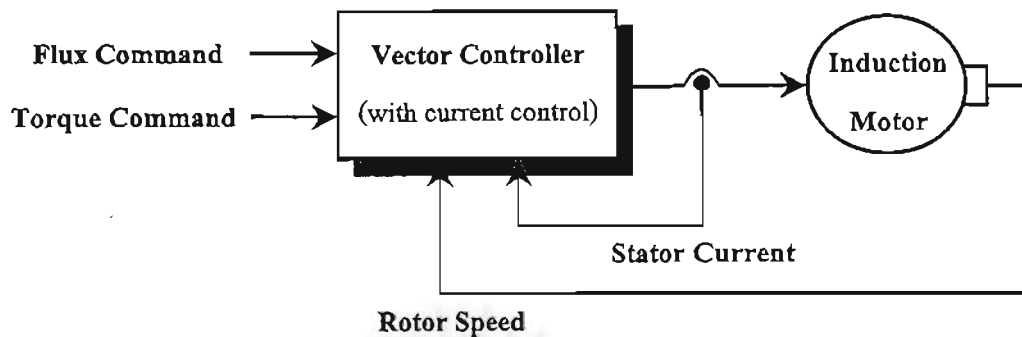


## 1.1 ความเบื้องต้น

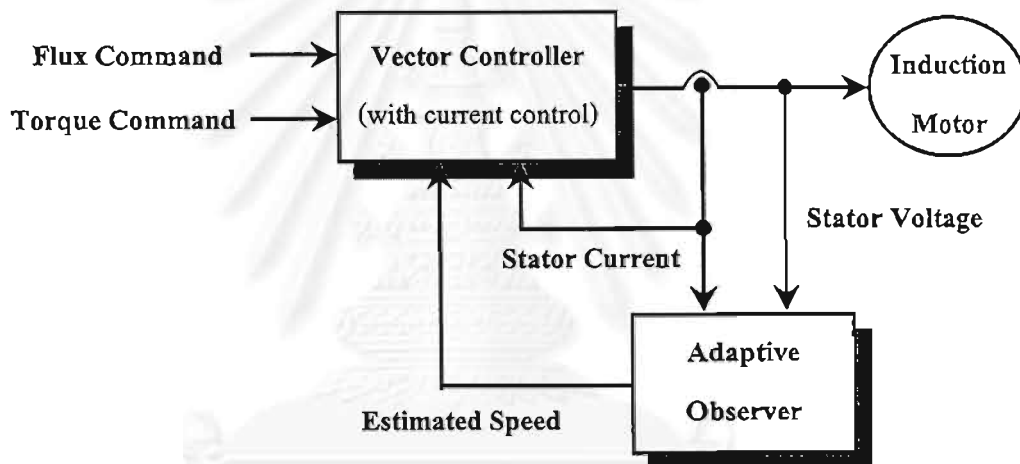
ในปัจจุบันการควบคุมเวกเตอร์มีบทบาทอย่างมากต่อระบบขับเคลื่อนทางอุตสาหกรรม ซึ่งอาศัยหลักการควบคุมกระแสในส่วนสร้างฟลักซ์และแรงบิดโดยตรง เพื่อให้มีผลตอบสนองต่อโหลดที่ดี สำหรับระบบควบคุมเวกเตอร์ที่นิยมใช้กันจะเป็นแบบควบคุมกระแส ดังรูปที่ 1.1 ซึ่งมีข้อได้เปรียบกว่าแบบแหล่งจ่ายแรงดันบางประการ อันได้แก่ ผลกระทบของเวลาประวิง (deadtime) ที่ความถี่ต่ำมีน้อยและสามารถควบคุมแรงบิดได้ดีกว่า แต่เนื่องจากการนำระบบควบคุมเวกเตอร์มาใช้ นั้นต้องอาศัยข้อมูลของความเร็วมอเตอร์ จึงจำเป็นต้องติดตั้งเซนเซอร์วัดความเร็วเข้ากับเพลลาของมอเตอร์ทำให้มีข้อเสียคือ นำไปใช้กับระบบขับเคลื่อนแบบเดิมได้ยาก และต้องเสียค่าใช้จ่ายเพิ่มขึ้น อีกทั้งตัวเซนเซอร์เองก็มีขีดจำกัดในการใช้งาน ด้วยเหตุผลดังกล่าวทำให้มีการศึกษาและพัฒนา ระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วขึ้น โดยวิธีที่ใช้ในการประมาณค่าความเร็วมีอยู่ด้วยกันหลายวิธี อาทิเช่น การประมาณค่าความเร็วโดยอาศัยความถี่สลิป, การใช้แบบจำลองอ้างอิงแบบปรับตัว (MRAS) เป็นต้น สำหรับในงานวิจัยนี้เราใช้วิธีที่เรียกว่า ตัวสังเกตแบบปรับตัว (Adaptive Observer) ซึ่งเป็นวิธีที่นิยมทำกันอย่างแพร่หลายและมีทฤษฎีรองรับที่ชัดเจน อย่างไรก็ตามประเด็นปัญหาหลักที่งานวิจัยส่วนใหญ่ยังขาดการวิเคราะห์และข้อสรุปที่ชัดเจน คือ

- ปัญหาในเรื่องความซับซ้อนของโครงสร้างระบบโดยรวม อันเกิดจากการพิจารณาส่วนการควบคุมเวกเตอร์และส่วนประมาณค่าความเร็วแยกจากกัน ดังรูปที่ 1.2
- ปัญหาในเรื่องเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว เนื่องจากขาดการศึกษาและวิจัยอย่างมีหลักการทำให้ไม่ทราบถึงข้อจำกัดทางด้านเสถียรภาพ รวมถึงแนวทางในการแก้ไข

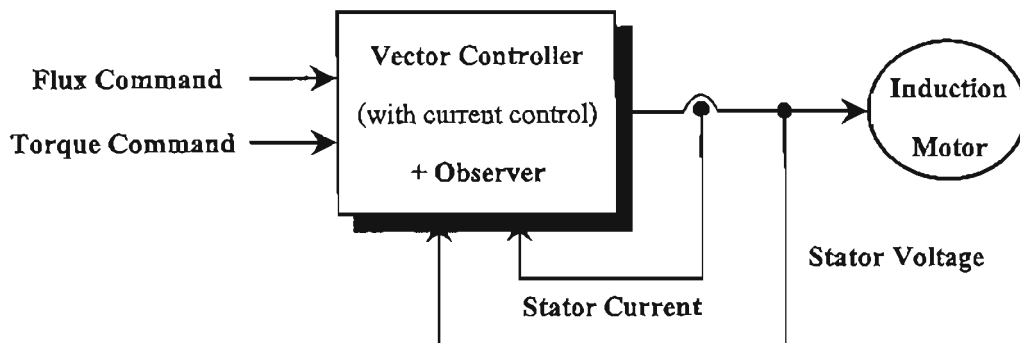
ดังนั้นในงานวิจัยนี้ผู้วิจัยจะทำการแก้ปัญหานั้นส่วนที่ได้กล่าวมา โดยจะบูรณาการระบบควบคุมเวกเตอร์และระบบสังเกตเข้าด้วยกันเพื่อลดความซับซ้อนของแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำ ดังรูปที่ 1.3 อีกทั้งยังได้ทำการวิเคราะห์และเสนอวิธีแก้ไขข้อจำกัดทางด้านเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว เพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพตลอดทุกย่านการทำงาน



รูปที่ 1.1 ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแส



รูปที่ 1.2 ระบบควบคุมความเร็วแบบไรเซนเซอร์โดยทั่วไป



รูปที่ 1.3 ระบบควบคุมความเร็วแบบไรเซนเซอร์ที่มีการบูรณาการ

## 1.2 วัตถุประสงค์

พัฒนาวิธีการสร้างระบบควบคุมแวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ เพื่อลดความซับซ้อนของระบบ โดยรวมลง รวมทั้งทำการวิเคราะห์และหาวิธีแก้ไขข้อจำกัดทางด้านเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว ตลอดจนทำการออกแบบอัตราขยายแบบปรับตัวที่เหมาะสมเพื่อให้ระบบประมาณค่าความเร็วมีผลตอบสนองที่ดี

## 1.3 ขอบเขตวิทยานิพนธ์

1. พัฒนาวิธีการสร้างระบบควบคุมแวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว เพื่อไม่ให้ความซับซ้อนของแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำในส่วนของระบบควบคุมแวกเตอร์และส่วนประมาณค่าความเร็ว
2. วิเคราะห์และหาวิธีแก้ไขข้อจำกัดทางด้านเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว
3. ออกแบบอัตราขยายของระบบประมาณค่าความเร็วที่เหมาะสมเพื่อให้ระบบมีผลตอบสนองที่ดี

## 1.4 ขั้นตอนในการดำเนินงาน

1. ศึกษา และพัฒนาทฤษฎีการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบแวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว
2. ศึกษาถึงข้อจำกัดทางด้านเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว พร้อมทั้งหาวิธีแก้ไขข้อจำกัดเหล่านั้น
3. ออกแบบอัตราขยายของระบบประมาณค่าความเร็ว โดยคำนึงถึงผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจริงในทางปฏิบัติ
4. จำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เพื่อทดสอบแนวความคิด
5. ออกแบบระบบในส่วนซอฟต์แวร์ พร้อมทดสอบการทำงาน
6. ปรับปรุงแก้ไขระบบในส่วนซอฟต์แวร์ที่ได้พัฒนาขึ้น
7. เก็บข้อมูล ประเมินผล และสรุปผล
8. เขียนวิทยานิพนธ์

### 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. การบูรณาการระหว่างระบบควบคุมแวกเตอร์และระบบสังเกต สามารถลดความซับซ้อนของระบบโดยรวมลง ทำให้ง่ายต่อการนำไปสร้างจริง
2. วิธีแก้ไขข้อจำกัดทางด้านเสถียรภาพที่น่าเสนอ ทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วมีเสถียรภาพตลอดทุกย่านการทำงาน
3. สามารถนำทฤษฎีที่พัฒนาขึ้นไปประยุกต์ใช้ในอุตสาหกรรมได้จริง





## บทที่ 2

### การควบคุมกระแสสำหรับระบบควบคุมเวกเตอร์

ในบทนี้เราจะกล่าวถึง 2 ประเด็นหลักได้แก่ การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุม PI บนแกนหมุนแบบซัดเซยแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับและแรงดันตกคร่อมความต้านทาน โดยอาศัยหลักการป้อนไปหน้า และการออกแบบอัตราขยายของตัวควบคุม PI โดยก่อนที่จะอธิบายถึงหลักการควบคุมกระแส ในเบื้องต้นเราจะกล่าวถึงแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำพอสังเขปดังนี้

#### 2.1 แบบจำลองลักษณะทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เนื่องจากการควบคุมเวกเตอร์เป็นการควบคุมโรเตอร์ฟลักซ์โดยตรง เราจึงนิยามแสดงลักษณะทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยมีกระแสสเตเตอร์ ( $i_s$ ) และโรเตอร์ฟลักซ์ ( $\lambda_r$ ) เป็นตัวแปร ดังสมการที่ (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

$$\begin{aligned} A_{11} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) * I & , B_1 &= \frac{1}{\sigma L_s} * I \\ A_{12} &= \frac{R_r}{L_r \varepsilon} * I - \frac{p \omega_m}{\varepsilon} * J & , \sigma &= 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \\ A_{21} &= \frac{M R_r}{L_r} * I & , \varepsilon &= \frac{\sigma L_s L_r}{M} \\ A_{22} &= -\varepsilon A_{12} & , I &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

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

$i_s$  : สเปซเวกเตอร์ของกระแสสเตเตอร์บนแกน  $\alpha - \beta$

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

$R_s, R_r$  : ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ ตามลำดับ

$L_s, L_r$  : ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ ตามลำดับ

$M$  : ค่าความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์

$\sigma$  : สัมประสิทธิ์การรั่วไหลรวม (Total Leakage Coefficient)

$p$  : จำนวนคู่ของขั้วแม่เหล็ก (Poles Pair)

สำหรับการควบคุมเวกเตอร์เราจะอ้างอิงแบบจำลองของมอเตอร์บนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ เพื่อให้สามารถควบคุมกระแสสร้างฟลักซ์และแรงบิดได้อย่างอิสระต่อกันเสมือนการควบคุมมอเตอร์กระแสตรงแบบกระตุ้นแยก สมการที่ (2.2) - (2.6) แสดงแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ (d-q)

สมการทางสเตเตอร์ :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{R_r M^2}{L_r^2} (i_{sd} - i_{mR}) - \sigma L_s \omega_{mR} i_{sq} \quad (2.2)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} - \frac{M^2}{L_r} \omega_{mR} (i_{sd} - i_{mR}) + L_s \omega_{mR} i_{sd} \quad (2.3)$$

สมการทางโรเตอร์ :

$$\frac{di_{mR}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (i_{sd} - i_{mR}) \quad (2.4)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega_{mR} = p\omega_m + \frac{R_r}{L_r} \left( \frac{i_{sq}}{i_{mR}} \right) \quad (2.5)$$

สมการแรงบิด :

$$T_m = p \frac{M^2}{L_r} i_{mR} i_{sq} \quad (2.6)$$

โดยที่

$v_{sd}, v_{sq}$  : แรงดันสเตเตอร์ในแกน d และ q ตามลำดับ

$i_{sd}, i_{sq}$  : กระแสสเตเตอร์ในแกน d และ q ตามลำดับ

$i_{mR}$  : กระแสสนามโรเตอร์ฟลักซ์ (Magnetizing Current)

$\omega_{mR}$  : ความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ (Rotor Flux Frequency)

$\omega_m$  : ความเร็วโรเตอร์ (Rotor Speed)

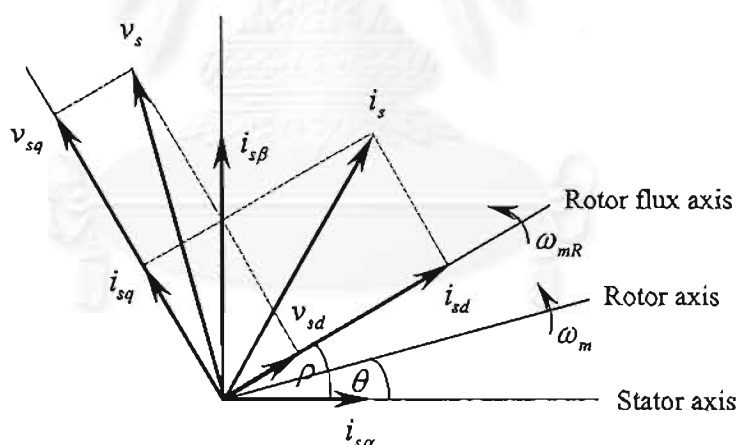
$T_m$  : แรงบิดของมอเตอร์ (Motor Torque)

$\rho$  : มุมโรเตอร์ฟลักซ์ (Rotor Flux Angle)

$\theta$  : มุมโรเตอร์ (Rotor Angle)

โดยสมการที่ (2.2) และ (2.3) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสทางด้านสเตเตอร์ จะเห็นได้ว่าผลตอบทางพลวัตของกระแสเดเตอร์จะขึ้นอยู่กับขนาดแรงดันที่ป้อน ( $v_{sd}, v_{sq}$ ) และแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเชื่อมโยงที่เกิดจากกระแสต่างแกนกัน สมการที่ (2.4) และ (2.5) แสดงความสัมพันธ์ของปริมาณต่างๆทางด้านโรเตอร์ โดยสมการที่ (2.4) แสดงถึงผลตอบทางพลวัตของขนาดกระแสสนามโรเตอร์ฟลักซ์ ( $i_{mR}$ ) ที่เกิดจากการกระตุ้นของกระแสเดเตอร์ในแกน d ( $i_{sd}$ ) และสมการที่ (2.5) แสดงถึงความถี่ของโรเตอร์ฟลักซ์ ( $\omega_{mR}$ ) ซึ่งขึ้นอยู่กับความเร็วมอเตอร์ ( $\omega_m$ ) และความถี่สลิป โดยขนาดของความถี่สลิปนี้จะแปรผันตามขนาดของกระแสในแกน q และสมการที่ (2.6) เป็นสมการแรงบิดของมอเตอร์

การควบคุมเวกเตอร์นั้นจะใช้ความสัมพันธ์ของแบบจำลองมอเตอร์ดังกล่าวข้างต้น ในการคำนวณหาข้อมูลของตำแหน่งโรเตอร์ฟลักซ์จากสมการที่ (2.5) ทำให้เราสามารถควบคุมขนาดของโรเตอร์ฟลักซ์ผ่านกระแสในแกน d ตามสมการที่ (2.4) และขนาดแรงบิดผ่านกระแสในแกน q ดังแสดงในสมการที่ (2.6) โดยรูปที่ 2.1 แสดงถึงหลักการควบคุมดังกล่าวข้างต้น เราจึงสรุปได้ว่าสมรรถนะของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์จะขึ้นอยู่กับผลตอบสนองของการควบคุมกระแสเป็นสำคัญ



รูปที่ 2.1 การอ้างอิงสเปซเวกเตอร์กระแสและแรงดันบนแกนสเตเตอร์ และ โรเตอร์ฟลักซ์

## 2.2 หลักการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุม PI บนแกนหมุน

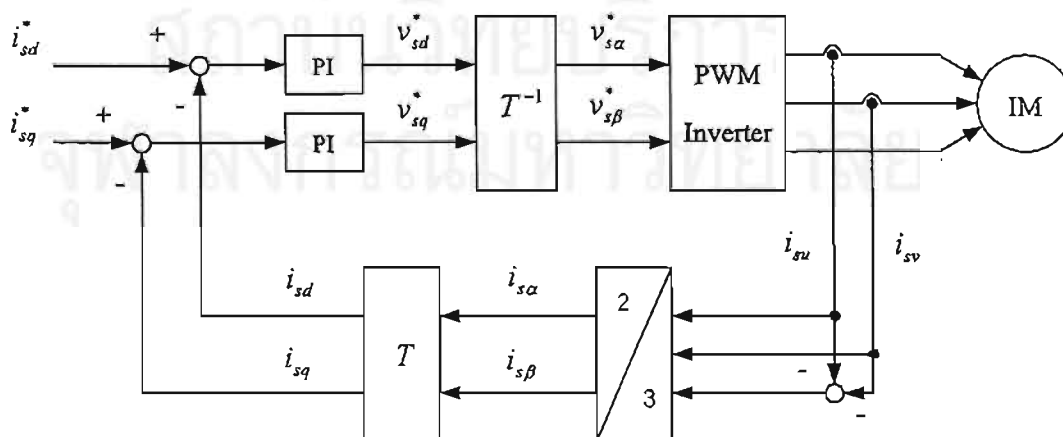
สำหรับวิธีการควบคุมกระแสที่นิยมใช้มีอยู่ด้วยกันหลายวิธี ได้แก่ วิธีพีสเทรซีส, วิธี PI บนแกนนิ่ง, วิธี PI บนแกนหมุน ฯลฯ ซึ่งแต่ละวิธีมีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกัน ดังสรุปได้ในตารางที่

2.1

ตารางที่ 2.1 ข้อเปรียบเทียบสำหรับการควบคุมกระแสแบบต่างๆ

คุณสมบัติ \ วิธีการควบคุมกระแส	ฮีสเทรีซิส	PI บนแกนนิ่ง (แกนสเตเตอร์)	PI บนแกนหมุน (แกนโรเตอร์ฟลักซ์)
1. พัฒนาโดยซอฟต์แวร์	ยาก	ง่าย	ง่าย
2. ผลตอบทางพลวัต	ดีมาก	ดี	ดี
3. ความถี่การสวิตช์	ไม่คงที่	คงที่	คงที่
4. ระลอกกระแส	สูง	ต่ำ	ต่ำ
5. ความผิดพลาดสถานะอยู่ตัว	เท่ากับศูนย์	ไม่เท่ากับศูนย์	เท่ากับศูนย์

ในงานวิจัยนี้เราจะทำการควบคุมกระแสด้วยวิธี PI บนแกนหมุนที่อ้างอิงบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ (ซึ่งเป็นแกนอ้างอิงเดียวกับการควบคุมเวกเตอร์) โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการคำนวณทำให้ไม่จำเป็นต้องต่อฮาร์ดแวร์เพิ่มเติม อีกทั้งค่าความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวของการควบคุมกระแสจะมีค่าเท่ากับศูนย์ เนื่องจากกระแสคำสั่งจะมีค่าคงที่บนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ เราจึงสามารถใช้ตัวควบคุม PI เพื่อทำให้กระแสจริงติดตามกระแสคำสั่งได้อย่างถูกต้อง รูปที่ 2.2 แสดงหลักการควบคุมกระแสด้วยวิธี PI บนแกนหมุน เริ่มต้นจากการตรวจจับกระแสสเตเตอร์ของมอเตอร์แล้วทำการแปลงให้เป็นสเปซเวกเตอร์ซึ่งจะเหลือเพียง 2 เฟส ( $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ ) และแปลงจากแกนนิ่งไปอยู่บนแกนหมุนโดยใช้มุมโรเตอร์ฟลักซ์ที่คำนวณได้จากสมการ (2.5) กระแส ( $i_{sd}, i_{sq}$ ) ที่ได้จะนำไปเปรียบเทียบกับกระแสคำสั่ง ( $i_{sd}^*, i_{sq}^*$ ) ได้เป็นสัญญาณผิดพลาดผ่านตัวควบคุม PI แรงดันคำสั่ง ( $v_{sd}^*, v_{sq}^*$ ) จะถูกแปลงให้มาอยู่บนแกนนิ่งอีกครั้งเพื่อนำไปสร้างสัญญาณ PWM ด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์ และสัญญาณ PWM จะนำไปใช้ควบคุมสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์ต่อไป



รูปที่ 2.2 หลักการควบคุมกระแสด้วยวิธี PI บนแกนหมุน

ดังนั้นเรานิยามให้  $T$  เป็นเมตริกซ์ที่ใช้แปลงจากแกนนิ่งไปยังแกนหมุน โดยสามารถหาได้จากความสัมพันธ์ดังนี้  $T = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix}$

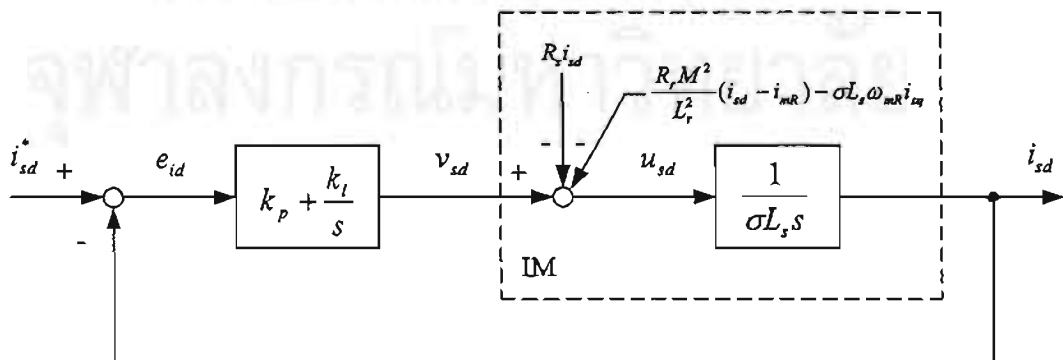
### 2.3 การชดเชยแบบป้อนไปหน้าสำหรับระบบควบคุมกระแส

เมื่อพิจารณาฟังก์ชัน โอนย้ายระหว่างกระแสและแรงดันในแต่ละแกนของมอเตอร์ โดยดูจากสมการที่ (2.2) และ (2.3) เราพบว่าเทอมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับจะเกิดจากความถี่ของโรเตอร์ฟลักซ์และกระแสที่ต่างแกนกันทำให้ไม่สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้อย่างอิสระ เราจึงเขียนสมการในอีกลักษณะหนึ่งเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ ดังสมการที่ (2.7) และ (2.8) โดยจะแยกเทอมแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์และเทอมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับออก โดยมองเป็นสัญญาณที่เข้ามาในระบบ เพราะฉะนั้นฟังก์ชัน โอนย้ายระหว่างกระแสและแรงดันของมอเตอร์จะเหลือเพียงเทอมความเหนี่ยวนำรั่วไหล

$$u_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} = [v_{sd} - R_s i_{sd} - \frac{R_r M^2}{L_r^2} (i_{sd} - i_{mR}) + \sigma L_s \omega_{mR} i_{sq}] \quad (2.7)$$

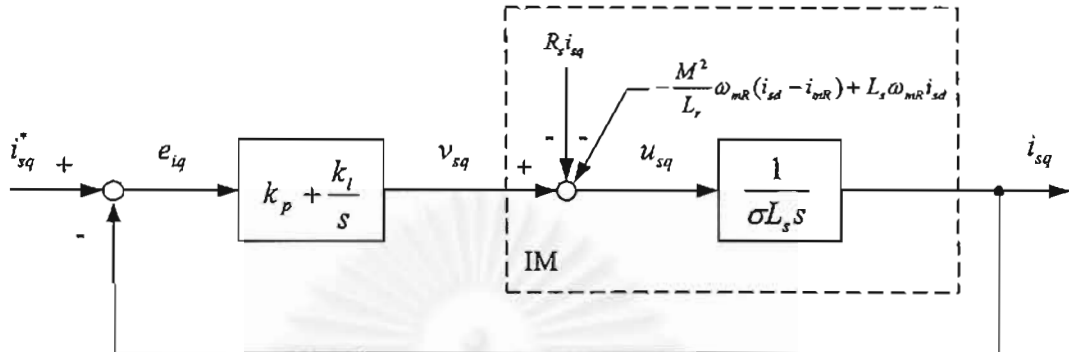
$$u_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} = [v_{sq} - R_s i_{sq} + \frac{M^2}{L_r} \omega_{mR} (i_{sd} - i_{mR}) - L_s \omega_{mR} i_{sd}] \quad (2.8)$$

โดยอาศัยการแปลงลาปลาซสำหรับสมการ (2.7) และ (2.8) เราสามารถแสดงระบบควบคุมกระแสในแกน d และ q ได้ดังรูปที่ 2.3 และ 2.4 ตามลำดับ ซึ่งในที่นี้ถือว่าฟังก์ชัน โอนย้ายของส่วนการสร้างสัญญาณ PWM และอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 1 ส่วนสมการที่ (2.9) และ (2.10) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความผิดพลาดของกระแสกับแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับ



รูปที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมกระแสในแกน d

$$e_{id} = \left( \frac{s}{\sigma L_s s^2 + k_p s + k_i} \right) \text{Laplace} \left[ \frac{R_r M^2}{L_r^2} (i_{sd} - i_{mR}) - \sigma L_s \omega_{mR} i_{sq} \right] \quad (2.9)$$



รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมกระแสในแกน q

$$e_{iq} = \left( \frac{s}{\sigma L_s s^2 + k_p s + k_i} \right) \text{Laplace} \left[ -\frac{M^2}{L_r} \omega_{mR} (i_{sd} - i_{mR}) + L_s \omega_{mR} i_{sd} \right] \quad (2.10)$$

เราพบว่าเมื่อมีการเร่งหรือลดความเร็วมอเตอร์จะทำให้ทอมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับ มีลักษณะเป็นฟังก์ชันแรมปี (ความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ขึ้นกับความเร็วมอเตอร์) ซึ่งจะทำให้ค่าความผิดพลาดของกระแสในสถานะอยู่ตัวไม่เท่ากับศูนย์ส่งผลให้ไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้ สมการที่ (2.11) และ (2.12) เป็นการนำทฤษฎีบทค่าสุดท้าย (Final value theorem) กับสมการ (2.9) และ (2.10) ตามลำดับ

แกน d :

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \left[ s * \left( \frac{s}{\sigma L_s s^2 + k_p s + k_i} \right) * \frac{K_d}{s^2} \right]$$

$$e_{ss} = \frac{K_d}{k_i} \quad (2.11)$$

แกน q :

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \left[ s * \left( \frac{s}{\sigma L_s s^2 + k_p s + k_i} \right) * \frac{K_q}{s^2} \right]$$

$$e_{ss} = \frac{K_q}{k_i} \quad (2.12)$$

โดยกำหนดให้  $K_d, K_q$  เป็นค่าคงที่สำหรับแกน d และ q ซึ่งจะมีค่าไม่เท่ากัน และแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับ คือ  $\frac{K_d}{s^2}$  และ  $\frac{K_q}{s^2}$  ตามลำดับ

จากสมการที่ (2.11) และ (2.12) จะเห็นว่าค่าความผิดพลาดของกระแสในสถานะอยู่ตัวแปร ผกผันกับอัตราขยาย  $k$ , หมายความว่า การใช้ค่าอัตราขยาย  $k$ , สูงจะช่วยลดค่าความผิดพลาดของ กระแสลง แต่เนื่องจากทอมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับในแกน d มีค่าน้อย ดังนั้นเราจะเห็น ความผิดพลาดของกระแสชัดเจนเฉพาะในแกน q โดยเมื่อเปลี่ยนแปลงความเร็วในลักษณะความชัน เป็นบวกค่าความผิดพลาดของกระแสจะเป็นบวกด้วยและจะมีค่าเป็นลบเมื่อความชันเป็นลบ

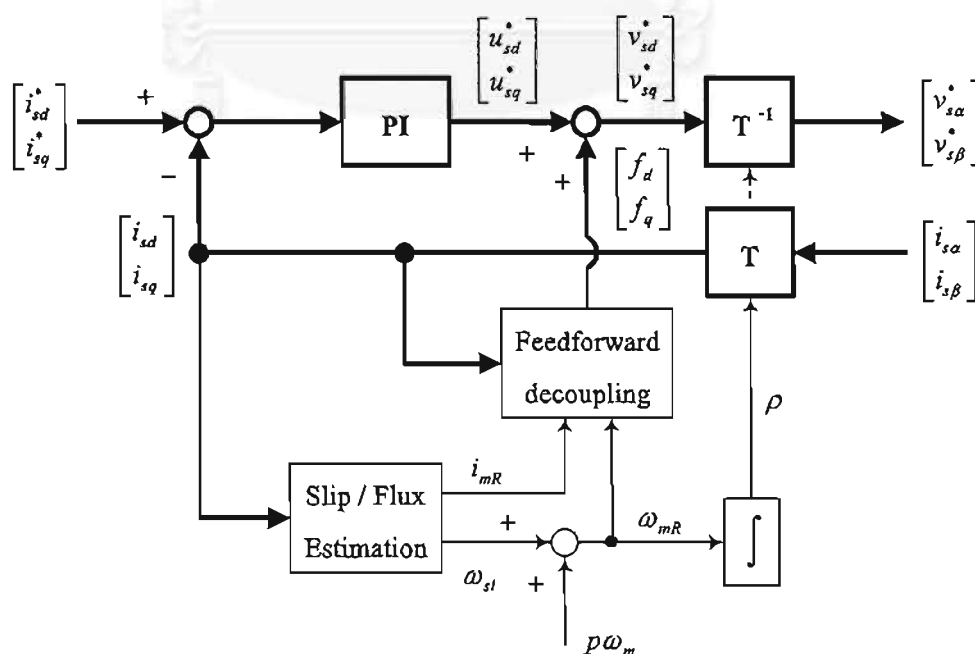
สำหรับงานวิจัยนี้เราจะทำการชดเชยในส่วนแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับและแรงดันตก ครอบความต้านทาน โดยอาศัยหลักการป้อนไปหน้า ซึ่งนอกจากจะทำให้ค่าความผิดพลาดของ กระแสเท่ากับศูนย์แล้วยังเป็นการช่วยลดภาระของวงรอบควบคุมกระแสลง ผลตอบสนองของ กระแสจึงดีขึ้น สมการที่ (2.13) และ (2.14) แสดงส่วนชดเชยแบบป้อนไปหน้าในแกน d และ q ตามลำดับ และรูปที่ 2.5 เป็นระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสที่ใช้ในงานวิจัย

$f_d$  Feedforward compensation in d - axis :

$$R_s i_{sd} + \frac{R_r M^2}{L_r} (i_{sd} - i_{mR}) - \sigma L_s \omega_{mR} i_{sq} \quad (2.13)$$

$f_q$  Feedforward compensation in q - axis :

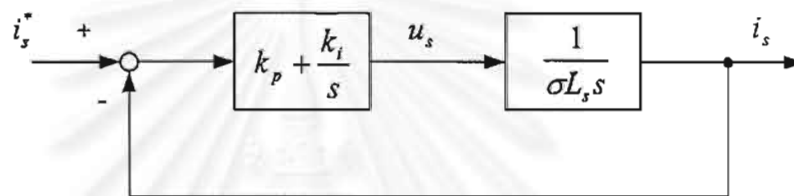
$$R_s i_{sq} - \frac{M^2}{L_r} \omega_{mR} (i_{sd} - i_{mR}) + L_s \omega_{mR} i_{sd} \quad (2.14)$$



รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแส

## 2.4 แนวทางการออกแบบอัตราขยายตัวควบคุม PI

เมื่อรวมส่วนชดเชยแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับและแรงดันตกคร่อมความต้านทานเข้ากับระบบควบคุมกระแสในรูปที่ 2.3 และ 2.4 เราจะได้ระบบควบคุมกระแสที่ใช้ในการออกแบบดังรูปที่ 2.6 และการหาค่าอัตราขยายตัวควบคุมสามารถคำนวณจากสมการที่ (2.15) และ (2.16) โดยสมการ (2.15) แสดงเงื่อนไขอัตราขยายวงรอบเปิดที่ความถี่ตัดข้าม  $\omega_0$  (Crossover frequency) มีค่าเท่ากับ 1 ส่วนสมการ (2.16) แสดงค่าความถี่หักมุม  $\omega_{cn}$  (Corner frequency) ของตัวควบคุม PI จะต่อน้อยกว่าความถี่ตัดข้าม



รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมกระแสที่ใช้ในการออกแบบ

$$\left| \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) * \frac{1}{\sigma L_s s} \right|_{s=j\omega_0} = 1 \quad (2.15)$$

$$\omega_{cn} = \frac{k_i}{k_p} < \omega_0 \quad (2.16)$$

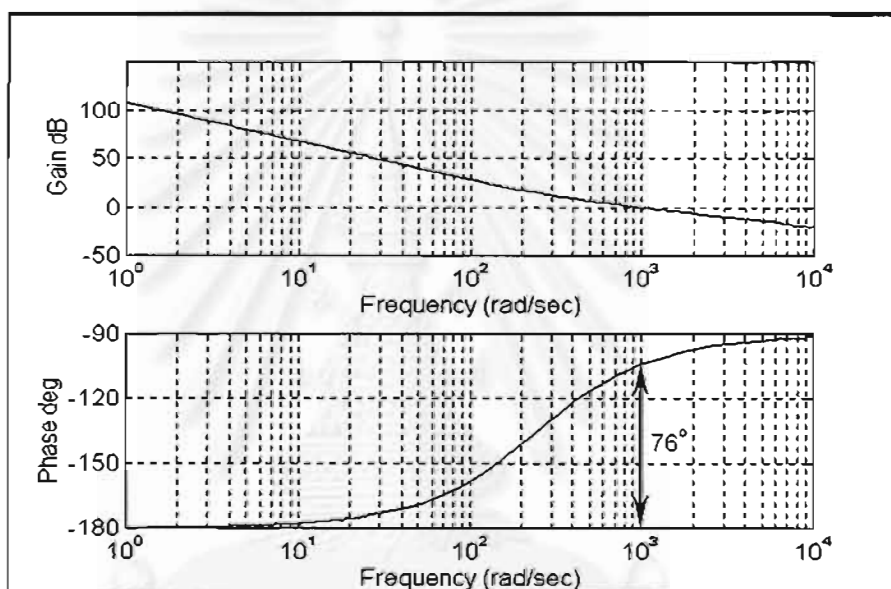
โดยหลักการเลือกค่าความถี่ตัดข้ามนั้นจะพิจารณาจากผลตอบสนองของกระแสเป็นสำคัญ เนื่องจากในงานวิจัยลักษณะการควบคุมจะเป็นแบบต่อทอดเนื่อง (Cascade) โดยมีการควบคุมความเร็วอยู่รอบนอกและใช้ความถี่ตัดข้ามมีค่าประมาณ 50 rad/s (โศภณ สมัยรัฐ, 2538) (ซึ่งเป็นค่าที่ทำให้ได้ผลตอบสนองชั่วคราวเร็วและเพียงพอสำหรับใช้ในระบบอุตสาหกรรมทั่วไป) ส่วนการควบคุมกระแสจะเป็นวงรอบในซึ่งต้องมีผลตอบสนองที่ไวกว่า ดังนั้นเราจะต้องเลือกให้ความถี่ตัดข้ามมีค่ามากกว่าแต่จะต่อน้อยกว่าเกินไปเพราะอาจส่งผลกระทบต่อกรขยายสัญญาณรบกวนได้ ถ้าให้เวลาขาขึ้น  $t_r$  (Rise time) มีค่าประมาณ 2.2 ms เราสามารถประมาณความถี่ตัดข้ามได้เท่ากับ 1000 rad/s โดยอาศัยความสัมพันธ์โดยประมาณที่ว่า  $\omega_0 \approx \frac{2.2}{t_r}$  สำหรับการเลือกค่าความถี่หักมุมของตัวควบคุม PI เราจะพิจารณาจากเสถียรภาพเป็นหลักโดยระบบจะต้องมีส่วนเฟสที่เพียงพอ



ในงานวิจัยเราให้  $\omega_{cn} = \frac{k_i}{k_p} = 250 \text{ rad/s}$  เมื่อแทนค่าที่ได้ลงในสมการที่ (2.15) และ (2.16) โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ตามตารางที่ 5.1 จะได้อัตราขยายของตัวควบคุม PI ในแกน d และ q คือ

$$k_p = 10.67 \text{ (V/A)}, \quad k_i = 2667.89 \text{ (V/As)}$$

รูปที่ 2.7 แสดงแผนภาพโบคของระบบควบคุมกระแสที่ได้ทำการออกแบบ พบว่ามีส่วนเฟสเท่ากับ  $76^\circ$  ซึ่งเพียงพอสำหรับเสถียรภาพของระบบควบคุม



รูปที่ 2.7 แผนภาพโบคของระบบควบคุมกระแสวงเปิดที่ได้ทำการออกแบบ



### บทที่ 3

#### ทฤษฎีการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

ในบทนี้เราจะกล่าวถึง การสร้างตัวสังเกตแบบปรับตัวเพื่อใช้ในการประมาณค่าฟลักซ์และ การคำนวณค่าความเร็วของมอเตอร์ โดยอาศัยแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำซึ่งกล่าวไว้ในบทที่ 2 จากนั้นเราจะอธิบายถึงวิธีบูรณาการระบบควบคุมเวกเตอร์และระบบสังเกตเพื่อลดความซับซ้อนของแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำ

##### 3.1 ตัวสังเกตแบบปรับตัว (Adaptive Observer)

เนื่องจากอินเวอเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้เป็นแบบควบคุมกระแส ดังนั้นตัวแปรสถานะของระบบในสมการที่ (2.1) จึงได้แก่ โรเตอร์ฟลักซ์( $\lambda_r$ ) ส่วนกระแสสเตเตอร์( $i_s$ ) นั้นจะกลายเป็นสัญญาณควบคุมของระบบแทน อย่างไรก็ตามเราไม่สามารถหาค่าโรเตอร์ฟลักซ์จริงโดยวิธีอินทิเกรตค่าแรงดันทางด้านสเตเตอร์ได้ในทางปฏิบัติ เนื่องจากปัญหาสัญญาณออฟเซตที่เกิดจากการตรวจจับกระแส เราจึงมีความจำเป็นต้องนิยาม ฟลักซ์เทียมหรือ Pseudo Flux( $\lambda_r'$ ) ขึ้นดังสมการที่ (3.1) เพื่อใช้เป็นสัญญาณออกของระบบจริงที่จะนำไปใช้ในการประมาณค่าของตัวสังเกต และเราจะได้สมการที่ (3.2) และ (3.3) เป็นสมการสถานะของมอเตอร์เหนี่ยวนำสำหรับระบบที่เป็นแบบควบคุมกระแส

$$s\lambda_r' = s\lambda_r - \Pi\lambda_r' = \frac{L_r}{M}(v_s - R_s i_s - \sigma L_s s i_s) - \Pi\lambda_r' \quad (3.1)$$

$$s\lambda_r = A_{21}i_s + A_{22}\lambda_r \quad (3.2)$$

$$s\lambda_r' = A_{21}i_s + A_{22}\lambda_r - \Pi\lambda_r' \quad (3.3)$$

ในที่นี้ “ $s$ ” แทนตัวปฏิบัติการอนุพันธ์

โดยอาศัยแบบจำลองดังกล่าวข้างต้นเราสามารถสร้างตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวเพื่อใช้ในการประมาณค่าฟลักซ์( $\hat{\lambda}_r, \hat{\lambda}_r'$ ) ได้ดังสมการที่ (3.4) และ (3.5) ตามลำดับ

$$s\hat{\lambda}_r = A_{21}i_s + \hat{A}_{22}\hat{\lambda}_r - H(\hat{\lambda}_r' - \lambda_r') \quad (3.4)$$

$$s\hat{\lambda}_r' = A_{21}i_s + \hat{A}_{22}\hat{\lambda}_r - \Pi\hat{\lambda}_r' \quad (3.5)$$

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

“^” แทนค่าประมาณ

ในสมการที่ (3.5) จะไม่มีการป้อนกลับค่าความผิดพลาดหรือ Output error ( $\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r$ ) เหมือนสมการที่ (3.4) เป็นเพราะว่าเราสามารถเลือกใช้ค่าเมตริกซ์  $\Pi$  ซึ่งให้ผลเหมือนกับการป้อนกลับได้ และในกรณีนี้ค่าความเร็ว ( $\omega_m$ ) ที่ใช้ในตัวสังเกตในส่วนของ  $A_{22}$  เป็นค่าที่ได้จากการประมาณ ( $\hat{\omega}_m$ ) ทั้งนี้เพื่อให้เราสามารถใช้ความสัมพันธ์ดังกล่าวในการประมาณค่าความเร็วในหัวข้อถัดไปได้ จากสมการสถานะของมอเตอร์เหนี่ยวนำและตัวสังเกตเราสามารถคำนวณหาสมการค่าความผิดพลาดในการประมาณ (Error equations) ได้ดังนี้

$$\text{Flux error : } \quad s(\hat{\lambda}_r - \lambda_r) = A_{22}(\hat{\lambda}_r - \lambda_r) + (\hat{A}_{22} - A_{22})\hat{\lambda}_r - H(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) \quad (3.6)$$

$$\text{Output error : } \quad \hat{\lambda}'_r - \lambda'_r = [sI + \Pi]^{-1} \{A_{22}(\hat{\lambda}_r - \lambda_r) + (\hat{A}_{22} - A_{22})\hat{\lambda}_r\} \quad (3.7)$$

### 3.2 หลักการประมาณค่าความเร็วมอเตอร์

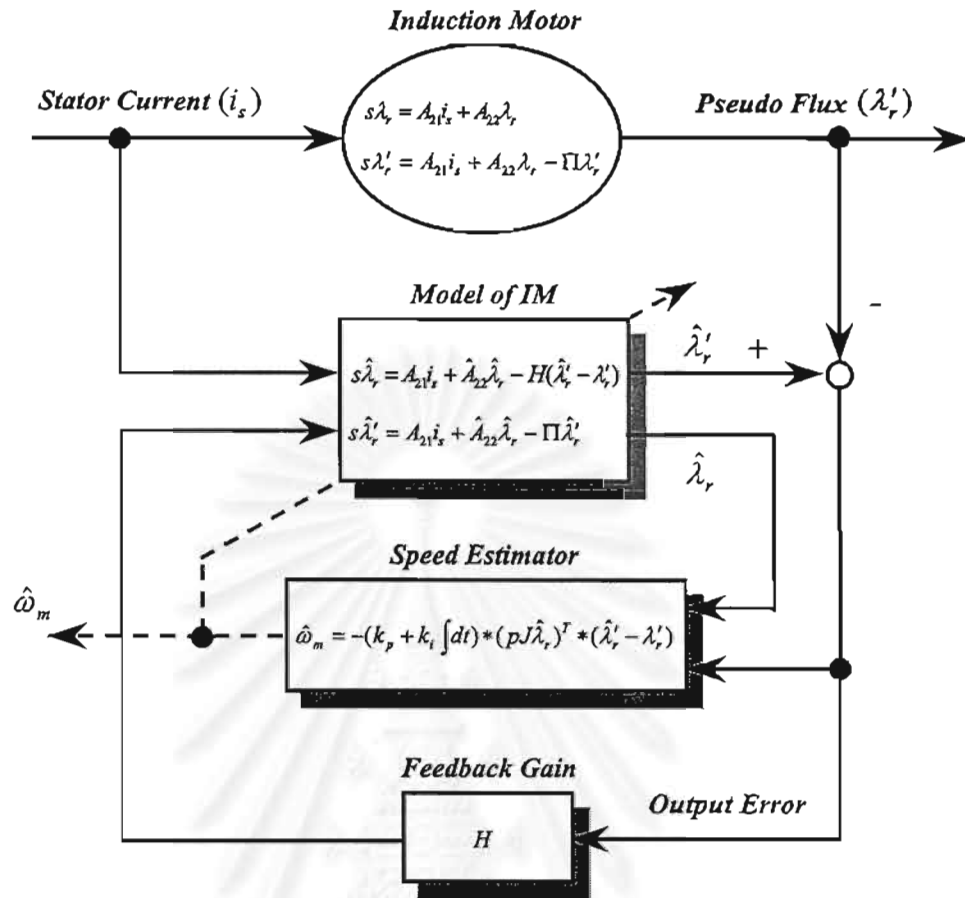
จากสมการค่าความผิดพลาดในการประมาณทั้ง 2 สมการ เราสามารถหาความสัมพันธ์ของค่าผิดพลาดด้านออก (Output error) กับค่าความผิดพลาดของความเร็วมอเตอร์ ( $\hat{\omega}_m - \omega_m$ ) ได้ดังสมการที่ (3.8)

$$\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r = s[s^2I + s(\Pi - A_{22}) - A_{22}(\Pi - H)]^{-1} pJ\hat{\lambda}_r(\hat{\omega}_m - \omega_m) \quad (3.8)$$

เราเรียกค่า  $pJ\hat{\lambda}_r$  ว่า เวกเตอร์รีเกรสเซอร์ (regressor vector)

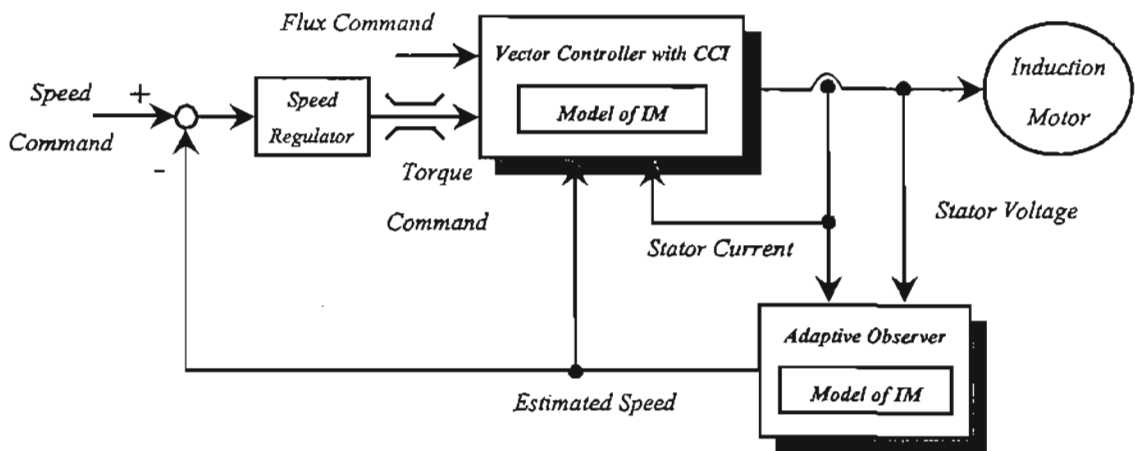
จากสมการข้างต้นเราพบว่าเมื่อความเร็วประมาณมีค่าไม่เท่ากับความเร็วจริง ( $\hat{\omega}_m \neq \omega_m$ ) ผลที่ได้ก็คือจะเกิดค่าผิดพลาดด้านออกขึ้น ดังนั้นเราจึงสามารถใช้ค่าผิดพลาดด้านออกนี้เป็นหลักในการประมาณค่าความเร็วมอเตอร์ได้ โดยอาศัยวิธีที่เรียกว่า เกรเดียนต์ อัลกอริทึม (Gradient Algorithm) ดังสมการที่ (3.9) โครงสร้างของตัวสังเกตแบบปรับตัวที่กล่าวข้างต้นแสดงดังรูปที่ 3.1

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_m &= -(k_p + k_i \int dt)[(\text{regressor vector})^T (\text{output error})] \\ &= -(k_p + k_i \int dt)[(pJ\hat{\lambda}_r)^T (\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r)] \quad (k_p, k_i > 0) \end{aligned} \quad (3.9)$$



รูปที่ 3.1 โครงสร้างตัวสังเกตแบบปรับตัวของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแส

รูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างโดยรวมของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว ที่สร้างส่วนควบคุมเวกเตอร์กับตัวสังเกตแบบปรับตัวแยกจากกัน ซึ่งจะพบว่ามีคามซ้ำซ้อนในการใช้แบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำ ทำให้เป็นอุปสรรคต่อการพัฒนาและนำไปใช้จริง



รูปที่ 3.2 โครงสร้างระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่มีความซ้ำซ้อนของแบบจำลอง

### 3.3 การบูรณาการระบบควบคุมเวกเตอร์และระบบสังเกต

เนื่องจากระบบสังเกตที่ได้กล่าวข้างต้นอ้างอิงอยู่บนแกนสเตเตอร์ ทำให้ไม่สามารถรวมเข้ากับระบบควบคุมเวกเตอร์ซึ่งสร้างบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ได้ เราจึงทำการย้ายระบบสังเกตไปแสดงบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ซึ่งเป็นแกนอ้างอิงเดียวกันกับระบบควบคุมเวกเตอร์ เพื่อให้เราสามารถรวมระบบทั้งสองเข้าด้วยกัน ซึ่งจะช่วยลดความซับซ้อนในการใช้แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ สมการที่ (3.10) - (3.14) แสดงตัวสังเกตที่อ้างอิงอยู่บนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ โดยสมการที่ (3.10) และ (3.11) คำนวณจากสมการที่ (3.4) ซึ่งเป็นสมการเดียวกันกับสมการทางโรเตอร์ที่ใช้ในระบบควบคุมเวกเตอร์โดยมีส่วนป้อนกลับค่าความผิดพลาดรวมอยู่ด้วย ส่วนสมการที่ (3.5) นั้นเราจะแสดงแทนด้วยสมการ Output error Calculation (3.12) ซึ่งจะทำให้เราได้สัญญาณค่าความผิดพลาดด้านนอกที่ใช้ในส่วนการป้อนกลับของสมการที่ (3.10) และ (3.11) รวมถึงส่วนการประมาณค่าความเร็วได้โดยตรง

*Slip / Rotor flux Estimation :*

$$\frac{d\hat{i}_{mR}}{dt} = \frac{R_r}{L_r}(i_{sd} - \hat{i}_{mR}) - \frac{1}{M}(h_1 e_d - h_2 e_q) \quad (3.10)$$

$$\hat{\omega}_{mR} = p\hat{\omega}_m + \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{\hat{i}_{mR}} - \frac{1}{M\hat{i}_{mR}}(h_2 e_d + h_1 e_q) \quad (3.11)$$

*Output error Calculation :*

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \alpha & -(\beta + \hat{\omega}_{mR}) \\ (\beta - h_2 + \hat{\omega}_{mR}) & (\alpha - h_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} + \varepsilon \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \frac{L_r}{M} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$u_{sd} = [v_{sd} - R_s i_{sd} - R_r \frac{M^2}{L_r^2} (i_{sd} - \hat{i}_{mR}) + \sigma L_s \hat{\omega}_{mR} i_{sq}] \quad (3.13)$$

$$u_{sq} = [v_{sq} - R_s i_{sq} + \hat{\omega}_{mR} \frac{M^2}{L_r} (i_{sd} - \hat{i}_{mR}) - L_s \hat{\omega}_{mR} i_{sd}] \quad (3.14)$$

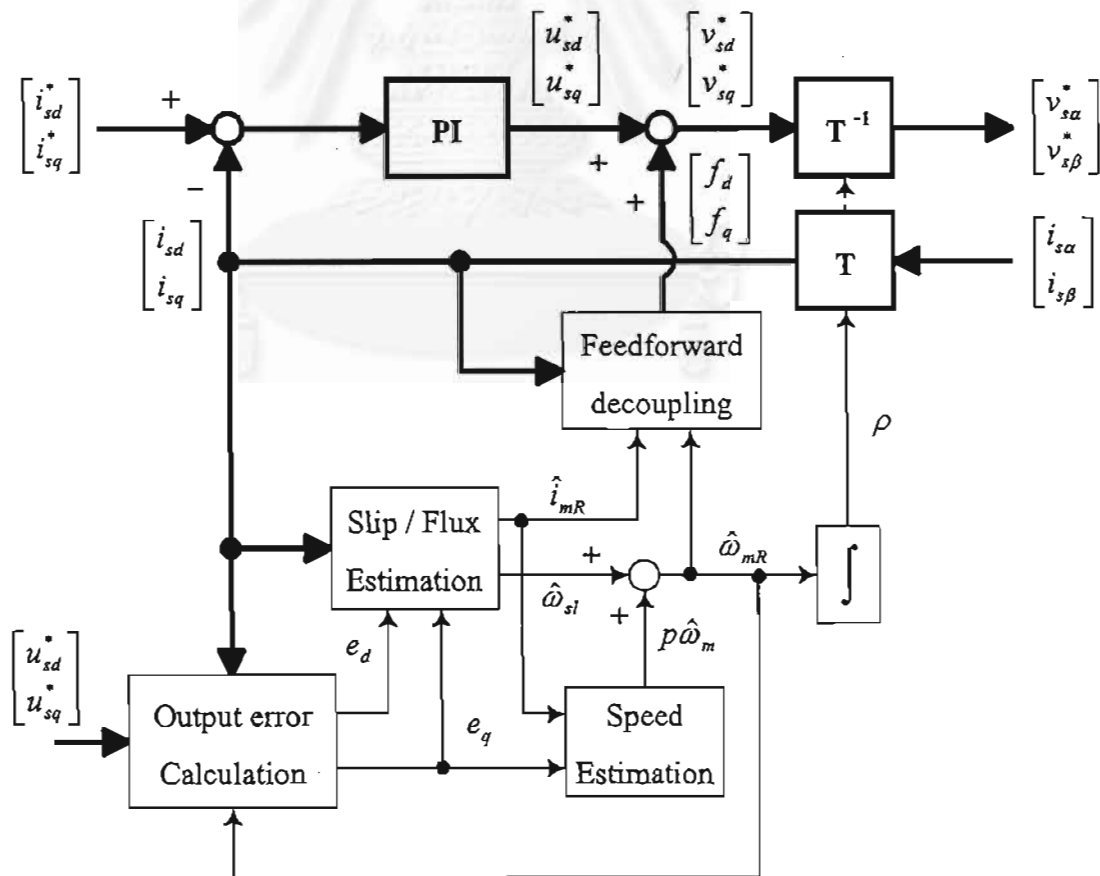
โดยที่  $e_d, e_q$  คือ ค่าความผิดพลาดด้านนอก ( $\hat{\lambda}'_r - \lambda_r$ ) ในแกน d และ q ที่อ้างอิงบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ ตามลำดับ

เทอม  $v_{sd}, v_{sq}$  ในสมการที่ (3.13) และ (3.14) เป็นแรงดันสเตเตอร์ที่จ่ายให้แก่มอเตอร์ ส่วนเทอมของแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์และเทอมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับนั้น

เป็นสัญญาณในส่วนการชดเชยแบบป้อนไปหน้า (Feedforward-decoupling) ในระบบควบคุมกระแส ทำให้เราสามารถใช้สมการข้างต้นในการบูรณาการเข้ากับระบบควบคุมเวกเตอร์ในบทที่ 2 ได้โดยง่าย ในทำนองเดียวกันเราทำการย้ายสมการประมาณค่าความเร็วของมอเตอร์ (3.9) ไปแสดงบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ ซึ่งจะพบว่าค่าความเร็วประมาณจะขึ้นกับค่าความผิดพลาดด้านออกในแกน  $q$  ดังแสดงในสมการที่ (3.15)

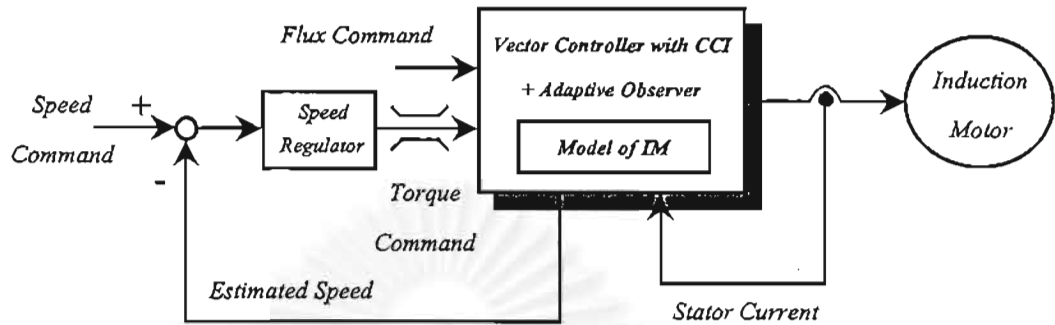
$$\text{Speed estimation : } \hat{\omega}_m = -(k_p + k_i \int dt) * pM\hat{i}_{mR}e_q \quad (3.15)$$

ในการคำนวณค่าประมาณต่างๆของตัวสังเกตนั้นเราจำเป็นต้องอาศัยข้อมูลของกระแสและแรงดันจริงของมอเตอร์ แต่การตรวจจับแรงดันจริงค่อนข้างยุ่งยาก เนื่องจากแรงดันจริงมีลักษณะเป็นสัญญาณ PWM ดังนั้นเราจึงใช้แรงดันคำสั่งที่ได้จากการควบคุมกระแสในไมโครคอนโทรลเลอร์แทน เมื่อนำสมการที่ (3.10) - (3.15) รวมเข้ากับสมการในระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแส (2.4), (2.5) และ (2.13), (2.14) เราสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมระบบบูรณาการได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมส่วนบูรณาการระหว่างระบบควบคุมเวกเตอร์และระบบสังเกต

สำหรับ โครงสร้างโดยรวมของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ได้พัฒนาขึ้น สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 โครงสร้างระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ได้พัฒนาขึ้น

## บทที่ 4

### เสถียรภาพและการออกแบบระบบประมาณค่าความเร็ว

ในบทนี้เราจะศึกษาถึงข้อจำกัดทางด้านเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว และหาวิธีแก้ไขข้อจำกัดเหล่านั้นเพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพตลอดทุกย่านการทำงาน นอกจากนี้เรายังทำการวิเคราะห์ถึงผลกระทบของสัญญาณรบกวนที่ปะปนมากับการตรวจจับกระแส เพื่อใช้เป็นเกณฑ์ในการเลือกใช้ค่าเมตริกซ์ II ที่เหมาะสม ตลอดจนทำการออกแบบอัตรายาย PI สำหรับระบบประมาณค่าความเร็วเพื่อให้ระบบมีผลตอบสนองที่ดี

#### 4.1 เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว

จากสมการความสัมพันธ์ของค่าความผิดพลาดด้านออก (Output error) กับค่าความผิดพลาดของความเร็วมอเตอร์ ( $\hat{\omega}_m - \omega_m$ ) ในสมการที่ (3.8) เราสามารถเขียนสมการได้ใหม่เป็น

$$e = \hat{\lambda}'_r - \lambda'_r = G(s)pJ\hat{\lambda}'_r(\hat{\omega}_m - \omega_m) \quad (4.1)$$

$$G(s) = s[s^2I + s(xI + yJ) + mI + nJ]^{-1} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

โดยที่

$$x = \alpha + \frac{R_r}{L_r} \quad (4.3)$$

$$y = \beta - p\omega_m \quad (4.4)$$

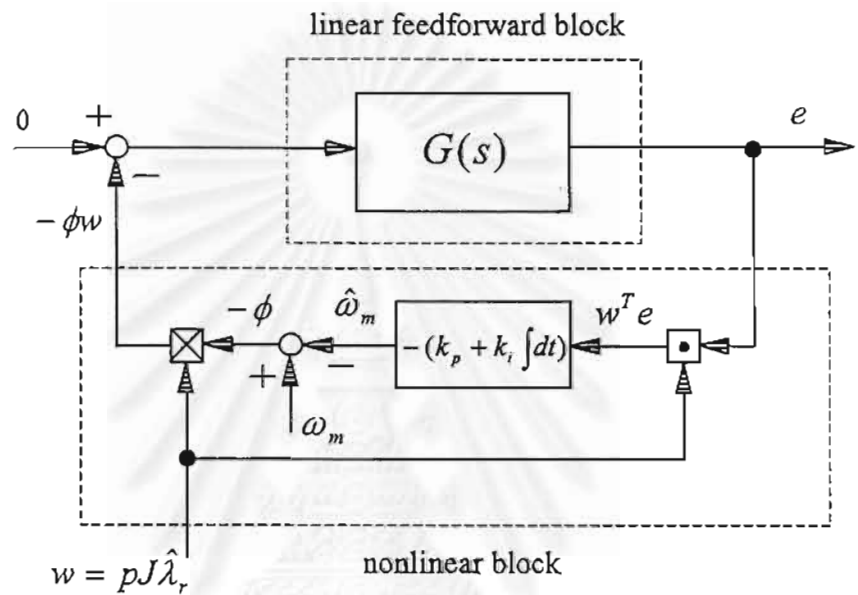
$$m = \frac{R_r}{L_r}(\alpha - h_1) + p\omega_m(\beta - h_2) \quad (4.5)$$

$$n = \frac{R_r}{L_r}(\beta - h_2) - p\omega_m(\alpha - h_1) \quad (4.6)$$

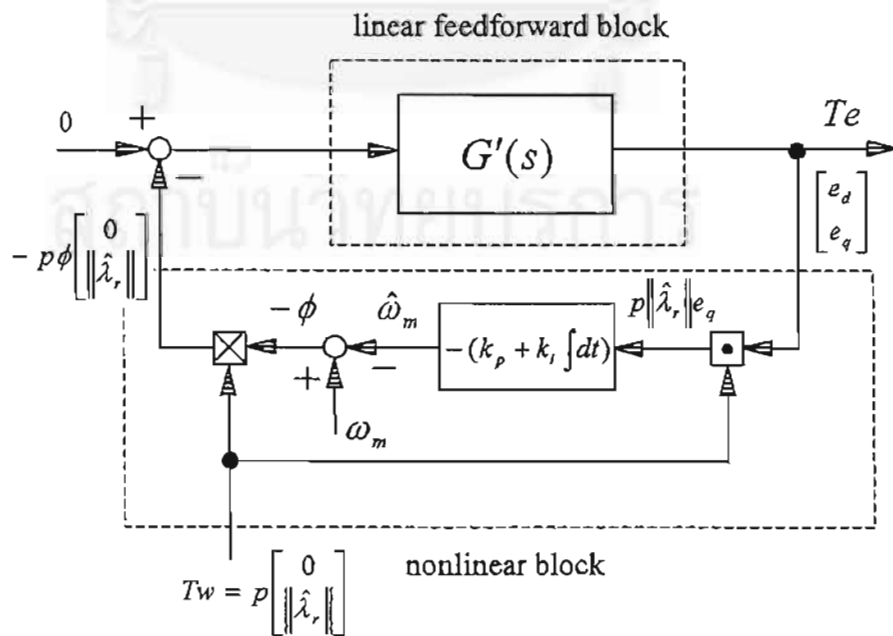
จากสมการที่ (4.1) และ (3.9) เราสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมของระบบวงรอบปิดที่ประกอบด้วยฟังก์ชันโอนย้ายของ Output error พร้อมกับตัวควบคุม PI ในส่วนประมาณค่าความเร็วของตัวสังเกตแบบปรับตัวได้ดังรูปที่ 4.1 จากรูปบล็อกไดอะแกรมเราพบว่าม็อดประกอบอยู่ 2 ส่วนคือ ส่วนเชิงเส้นป้อนไปหน้า (linear feedforward block) และส่วนไม่เชิงเส้นซึ่งใช้ในการ



ป้อนกลับ (nonlinear block) สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพในงานวิจัยนี้เราจะใช้แนวทางที่ได้นำเสนอใน (S. Suwankawin, 1995) ซึ่งเงื่อนไขเสถียรภาพที่ได้มีความครอบคลุมกว่างานวิจัยอื่น (C. Shauder, 1989) โดยวิธีนี้จะทำการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ โดยอาศัยเมตริกซ์การแปลง  $T$  เราสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมระบบประมาณค่าความเร็วได้ใหม่ดังรูปที่ 4.2



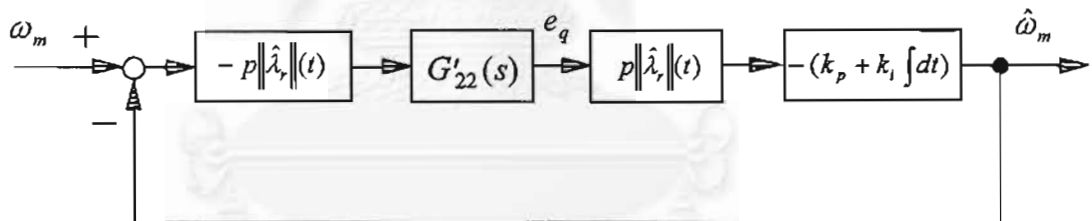
รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนสเตเตอร์



รูปที่ 4.2 บล็อกไดอะแกรมระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์

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

จากที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 ว่าความเร็วประมาณจะขึ้นอยู่กับ Output error ในแกน  $q$  ดังสมการที่ (3.15) เป็นเพราะเมื่อเราพิจารณาเวกเตอร์รีเกรสเซอร์บนแกนโรเตอร์พลักซ์ ( $Tw = p \begin{bmatrix} 0 \\ \|\hat{\lambda}_r\| \end{bmatrix}$ ) พบว่าจะมีเฉพาะองค์ประกอบในแกน  $q$  ดังนั้นในการประมาณค่าความเร็วของมอเตอร์อันเกิดจากผลคูณสเกลาร์ระหว่างเวกเตอร์รีเกรสเซอร์กับ Output error จึงมีเฉพาะองค์ประกอบในแกน  $q$  ด้วย ในทำนองเดียวกันสัญญาณเข้าของส่วนเชิงเส้นป้อนไปหน้า ( $p\phi \begin{bmatrix} 0 \\ \|\hat{\lambda}_r\| \end{bmatrix}$ ) ซึ่งเกิดจากผลคูณของเวกเตอร์รีเกรสเซอร์กับค่าผิดพลาดของความเร็วจะมีเฉพาะองค์ประกอบในแกน  $q$  เช่นเดียวกัน สำหรับฟังก์ชันโอนย้ายที่ตอบสนองต่อสัญญาณเข้านี้จะมีเพียง  $G'_{12}(s)$  และ  $G'_{22}(s)$  ซึ่งทำให้เกิด Output error ในแกน  $d$  และ  $q$  ตามลำดับ จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นทำให้เราสามารถเขียนระบบประมาณค่าความเร็วได้ใหม่ในลักษณะสัญญาณเข้าเดี่ยว-ออกเดี่ยว (SISO) ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 บล็อกไดอะแกรมของระบบประมาณค่าความเร็วแบบ SISO

ในที่นี้เรากำหนดให้ความถี่โรเตอร์พลักซ์เปลี่ยนแปลงช้าและเราสามารถละเลยอัตราการเปลี่ยนแปลงนี้ได้เมื่อเทียบกับเทอมอื่น ในกรณีนี้ฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  จะแสดงได้ดังนี้คือ

$$G'_{22}(s) = \left[ \frac{s^3 + xs^2 + (\hat{\omega}_{mR}^2 + m)s + \hat{\omega}_{mR}^2 x + \hat{\omega}_{mR}^2 n}{(s^2 + xs - \hat{\omega}_{mR}^2 - \hat{\omega}_{mR} y + m)^2 + ((2\hat{\omega}_{mR} + y)s + \hat{\omega}_{mR} x + n)^2} \right] \quad (4.7)$$

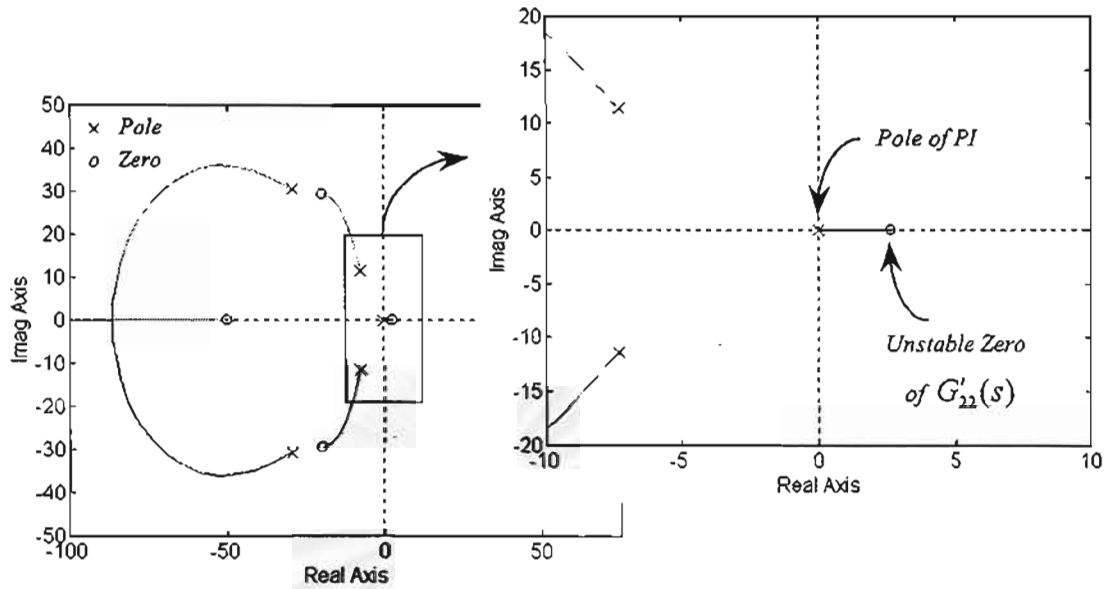
โดยที่  $\hat{\omega}_{mR}$  เป็นความถี่เชิงมุมของโรเตอร์พลักซ์ประมาณ

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.3 แสดงให้เห็นว่า  $G'_{22}(s)$  เท่านั้นที่มีผลต่อการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ อย่างไรก็ตามระบบประมาณค่าความเร็วมักจะใช้อัตราขยาย PI ที่มีค่าสูงเพื่อให้ความเร็วประมาณมีผลตอบสนองที่ดี กล่าวคือติดตามความเร็วจริงที่เปลี่ยนแปลงได้ดี เมื่อเราพิจารณาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของระบบประมาณค่าความเร็วจะพบว่าการใช้อัตราขยายที่สูงอาจทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้ถ้ามีศูนย์ของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  ที่ไม่เสถียรอยู่ (สำหรับขั้วของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  ก็คือขั้วของระบบสังเกตซึ่งเราต้องออกแบบให้มีเสถียรภาพ) ดังนั้นตำแหน่งศูนย์ทั้งหมดของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  จะต้องอยู่ทางซีกซ้ายของระนาบเชิงซ้อน  $s$  โดยอาศัยวิธี Routh-Hurwitz Criterion เราจะได้เงื่อนไขเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วดังนี้

$$\begin{aligned} 1) \quad & \hat{\omega}_{mR}(\hat{\omega}_{mR}x + n) > 0 \\ 2) \quad & x > 0 \\ 3) \quad & \hat{\omega}_{mR}n < mx \end{aligned} \tag{4.8}$$

1) เงื่อนไข  $\hat{\omega}_{mR}(\hat{\omega}_{mR}x + n) > 0$

เราสามารถนิยามความถี่วิกฤต ( $\omega_c$ ) ได้เป็น  $\omega_c = -\frac{n}{x}$  เงื่อนไขนี้มีความหมายว่า ถ้าระบบทำงานต่ำกว่าความถี่วิกฤตจะทำให้เกิดศูนย์ที่ไม่เสถียรขึ้นบนแกนจริงของระนาบเชิงซ้อน  $s$  ประกอบกับการที่ระบบประมาณค่าความเร็วมีขั้วของตัวควบคุม PI อยู่ที่ตำแหน่งศูนย์ จะทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้จากการที่ขั้วเคลื่อนที่เข้าหาศูนย์ที่ไม่เสถียรนี้ สำหรับเงื่อนไขการขาดเสถียรภาพของกรณีนี้จะเกิดขึ้นเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความถี่ต่ำและอยู่ในย่านเบรกแบบคืนพลังงาน (Regenerative braking) หรือ  $\text{slip} < 0$  รูปที่ 4.4 เป็นตัวอย่างการขาดเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อความถี่ ( $\hat{\omega}_{mR} = 30.5 \text{ rad/s}$ ) อยู่ต่ำกว่าค่าความถี่วิกฤต ( $\omega_c = 33.5 \text{ rad/s}$ ) โดยที่  $\Pi = \frac{4R_r}{L_r} * I$  และไม่มีกรป้อนกลับค่าความผิดพลาด ( $H = 0$ )



รูปที่ 4.4 ทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อความถี่ทำงานอยู่ต่ำกว่าความถี่วิกฤต

$$\left(\Pi = \frac{4R_r}{L_r} * I\right)$$

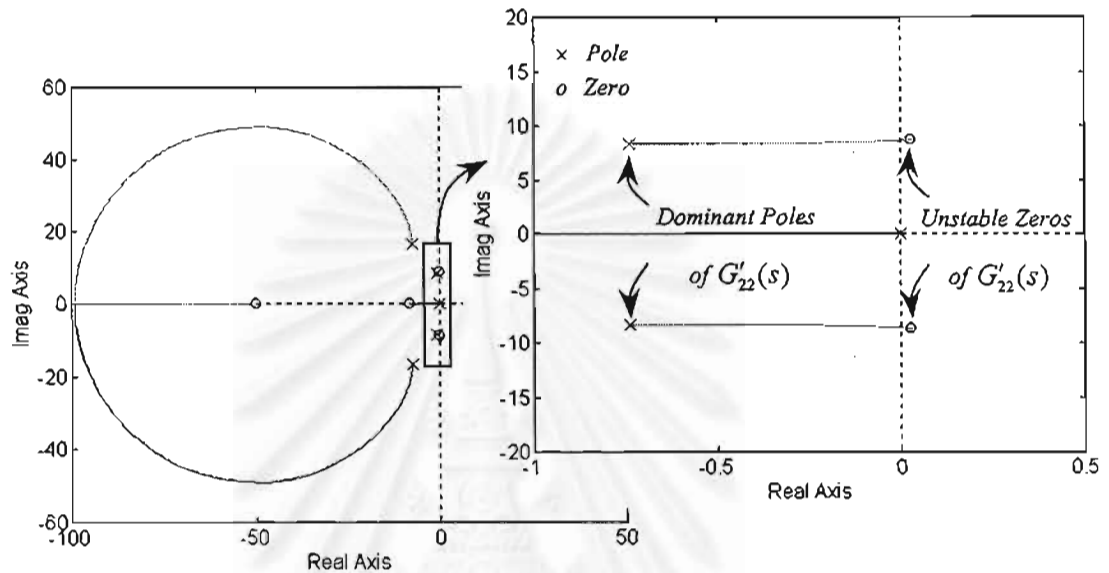
2) เงื่อนไข  $x > 0$

สำหรับเงื่อนไขนี้ในกรณีที่ไม่มี**การป้อนกลับ**ค่าความผิดพลาด ( $H = 0$ ) เราจะพบว่าเป็นจริงเสมอ เนื่องจากเราต้องใช้**ค่า  $\alpha$**  ที่เป็นค่าบวกเพื่อให้**ขั้ว**ของระบบสังเกตในสมการที่ (3.4) และ (3.5) ซึ่งมีอยู่ 4 ตัวอันได้แก่  $-\alpha \pm j\beta$ ,  $-\frac{R_r}{L_r} \pm jp\omega_m$  อยู่ทางซีกซ้ายของระนาบเชิงซ้อน S จึงทำให้ระบบสังเกตมีเสถียรภาพ

3) เงื่อนไข  $\hat{\omega}_{mR} < mx$

สำหรับเงื่อนไขนี้ระบบประมาณค่าความเร็วจะขาดเสถียรภาพเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความถี่ต่ำและอยู่ในย่านเบรกแบบปลั๊กกิ้ง (Plugging) หรือ  $slip > 1$  ผลก็คือ ทำให้เกิดคู่สังยุค (Complex conjugate) ของศูนย์ที่ไม่เสถียรขึ้น และปรากฏทางเดินรากจากคู่สังยุคของขั้วเด่นที่เสถียรไปยังคู่สังยุคของศูนย์ที่ไม่เสถียรทางซีกขวาของระนาบเชิงซ้อน S ดังนั้นถ้าเราใช้อัตราขยาย PI ที่มีค่าสูงจะทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้ แต่อย่างไรก็ตามความไม่เสถียรในกรณีนี้เกิดค่อนข้างยาก เพราะนอกจากในทางปฏิบัติเราไม่สามารถใช้อัตราขยายที่มีค่าสูงได้เนื่องจากจะส่งผลต่อการขยายสัญญาณรบกวนแล้ว มอเตอร์ยังต้องมีค่าคงตัวทางเวลาด้าน โรเตอร์ (Rotor-time-constant) ที่ใหญ่พอสมควร จึง

จะทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ รูปที่ 4.5 แสดงตัวการขาดเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อมอเตอร์ทำงานในย่านเบรกแบบปลั๊กกิ้ง โดยที่  $\Pi = \frac{0.1R_r}{L_r} * I$  และไม่มีการป้อนกลับค่าความผิดพลาด ( $H = 0$ )

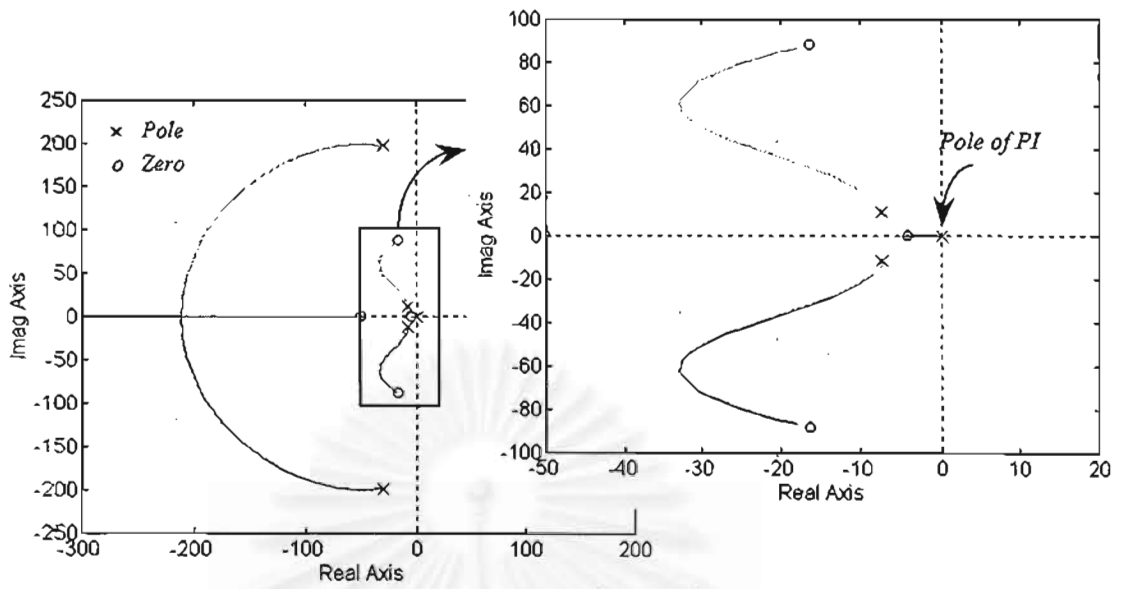


รูปที่ 4.5 ทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อมอเตอร์ทำงานในย่านเบรกแบบปลั๊กกิ้ง

$$\left(\Pi = \frac{0.1R_r}{L_r} * I\right)$$

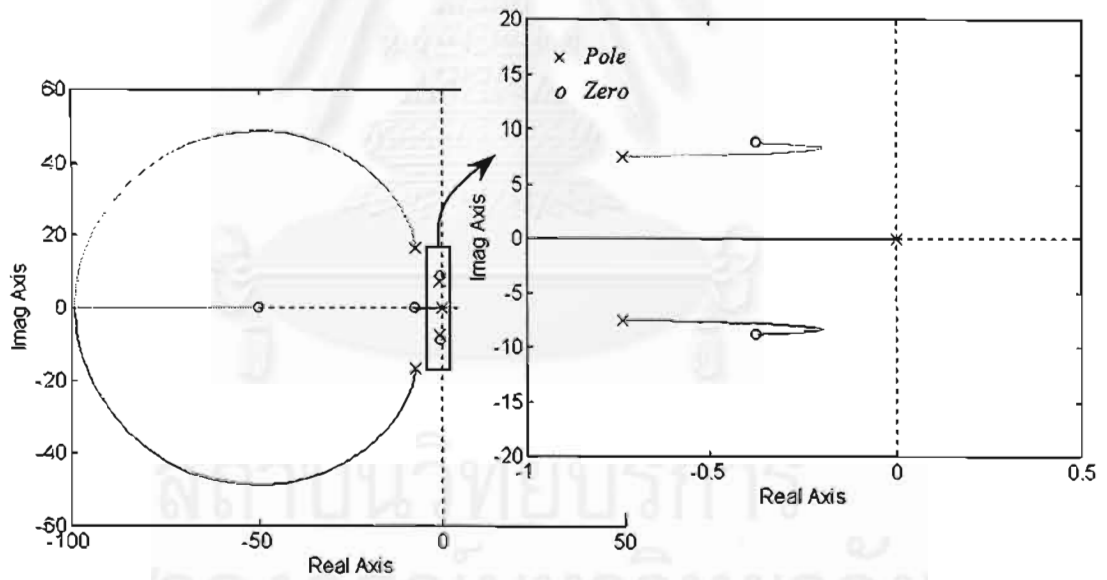
วิธีแก้ไขข้อจำกัดทางด้านเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วสามารถทำได้โดยการนิยามพลาซซ์เทียมที่เหมาะสม กล่าวคือเลือกเมตริกซ์  $\Pi$  ที่สอดคล้องกับเงื่อนไขเสถียรภาพทั้ง 3 เงื่อนไข ในงานวิจัยนี้เราเลือกใช้ค่า  $\Pi$  ดังสมการที่ (4.9) ซึ่งจะทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วมีเสถียรภาพตลอดทุกย่านการทำงาน ยกเว้นที่จุดทำงาน  $\hat{\omega}_{mR} = 0$  เท่านั้น รูปที่ 4.6 และ 4.7 เป็นกรณีตัวอย่างภายใต้เงื่อนไขเดียวกันกับรูปที่ 4.4 และ 4.5 ตามลำดับ โดยเราใช้ค่าเมตริกซ์  $\Pi$  ตามที่ได้ออกแบบ พบว่าระบบกลับมามีเสถียรภาพได้

$$\Pi = k\left(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J\right) ; k > 0 \quad (4.9)$$



รูปที่ 4.6 ทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วที่ภายใต้เงื่อนไขการทำงานเดียวกันกับรูปที่ 4.4

$$(\Pi = 4(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J))$$



รูปที่ 4.7 ทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วที่ภายใต้เงื่อนไขการทำงานเดียวกันกับรูปที่ 4.5

$$(\Pi = 0.1(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J))$$

#### 4.2 การออกแบบอัตรายาย PI ของระบบประมาณค่าความเร็ว

เราสามารถใช้อัลกอริทึมในรูปที่ 4.3 เพื่อออกแบบอัตรายาย PI ของระบบประมาณค่าความเร็ว โดยมีแนวทางในการเลือกค่า  $k_p$ ,  $k_i$  ดังนี้

- 1) การเลือกอัตรายาย  $k_i$  โดยพิจารณาจากค่าความผิดพลาดในขณะเร่งลดความเร็วของมอเตอร์

โดยทั่วไปในการควบคุมความเร็วผ่านตัวควบคุม PI เราจะมีภารกิจขนาดสัญญาณออกจากตัวควบคุมความเร็วไว้เพื่อไม่ให้ขนาดของกระแสเกินพิกัด ดังแสดงในรูปที่ 3.4 เมื่อมีการเร่งหรือลดความเร็วในช่วงกว้างพอประมาณ แรงบิดที่มอเตอร์สร้าง ( $T_m$ ) จะมีขนาดคงที่ ทำให้ความเร็วของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงในลักษณะเชิงเส้นด้วยความชันเท่ากับ  $(\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T_m - T_l}{J})$  ซึ่งในกรณีที่ความเร็วของมอเตอร์มีการเร่งลดในลักษณะเชิงเส้นเช่นนี้จะทำให้ตัวควบคุม PI ที่ใช้ใน ระบบประมาณค่าความเร็วไม่สามารถกำจัดค่าความผิดพลาดของความเร็วประมาณให้เป็นศูนย์ได้ ดังนั้นเราจึงทำการออกแบบอัตรายาย  $k_i$  โดยพิจารณาถึงผลตอบสนองของระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อความเร็วจริงเป็นฟังก์ชันแรมป์ จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.3 เราสามารถหาฟังก์ชันโอนย้ายระหว่างค่าความเร็วผิดพลาดเมื่อเทียบกับค่าความเร็วจริงได้ดังสมการที่ (4.10)

$$\frac{\omega_m - \hat{\omega}_m}{\omega_m} = \frac{1}{1 + C^2 G'_{22}(s) * (k_p + k_i / s)} \quad (4.10)$$

โดยที่  $C = p \parallel \hat{\lambda}_r \parallel (t)$

โดยใช้ทฤษฎีบทค่าสุดท้าย (Final Value Theorem) เราสามารถหาค่าความผิดพลาดของความเร็วในขณะเร่งลดความเร็ว ( $\delta$ ) ได้ดังสมการที่ (4.11)

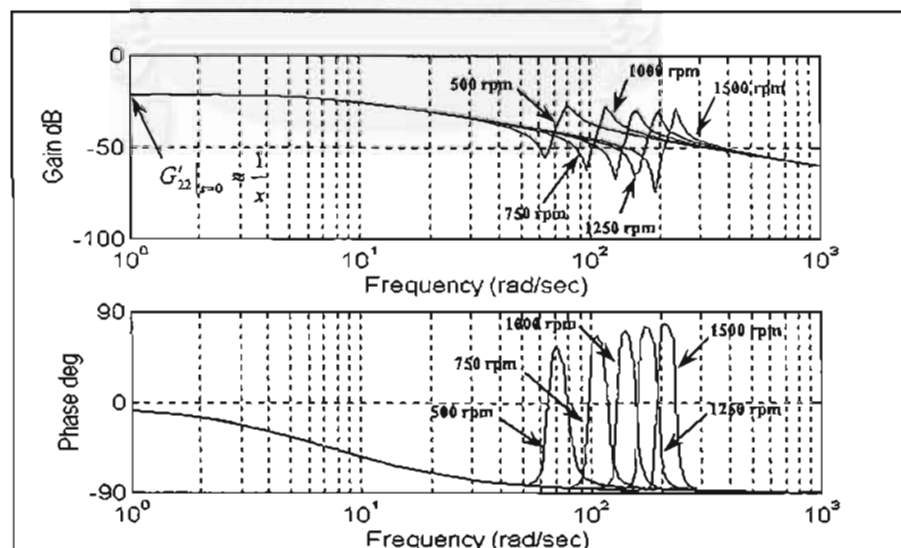
$$\begin{aligned} \delta &= \lim_{s \rightarrow 0} \left[ \frac{s}{1 + C^2 G'_{22}(s) * (k_p + k_i / s)} \right] * \left( \frac{T_m - T_l}{Js^2} \right) \\ &= \frac{T_m - T_l}{JC^2 G'_{22}(s)|_{s=0} * k_i} \end{aligned} \quad (4.11)$$

และจากสมการ (4.7) เราสามารถประมาณได้ว่า  $G'_{22}(s)|_{s=0} \approx \frac{1}{x}$

สมการที่ (4.11) แสดงให้เห็นว่าถ้าเราใช้อัตราขยาย  $k_t$  ที่มีค่าสูงจะทำให้ค่าความผิดพลาดในช่วงเร่งลดความเร็วมีค่าต่ำ ในงานวิจัยนี้เราเลือกใช้ค่า  $k_t = 9100$  โดยอาศัยสมการแรงบิดของมอเตอร์ (2.6) และค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ (5.1) เราสามารถคำนวณค่าความเร็วผิดพลาดในกรณีที่ไม่มีโหลดได้ประมาณ 4.2 rpm ซึ่งมีค่าต่ำเพียงพอสำหรับระบบประมาณค่าความเร็ว

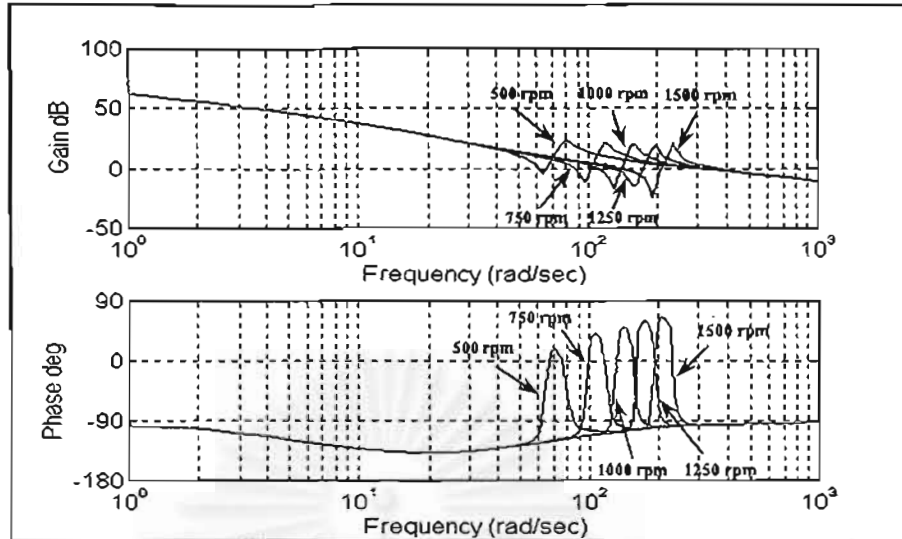
2) การเลือกอัตราขยาย  $k_p$  โดยพิจารณาจากส่วนเฟสของระบบประมาณค่าความเร็ว และผลกระทบของสัญญาณรบกวนต่อความเร็วประมาณ

ในการเลือกค่าความถี่หักมุม ( $\omega_{cn} = \frac{k_t}{k_p}$ ) ของตัวควบคุม PI เราไม่ควรเลือกให้มีค่าสูงจนเกินไปเพราะจะทำให้เฟสล่าหลังของตัวควบคุมมีผลต่อเสถียรภาพของระบบได้ แต่การเลือกความถี่หักมุมที่มีค่าน้อยก็มิได้หมายความว่าระบบจะทำงานได้ดี เนื่องจากเราจะต้องใช้ค่าอัตราขยาย  $k_p$  ที่มีค่าสูงซึ่งจะมีผลต่อการขยายสัญญาณรบกวนด้วยเช่นกัน ในรูปที่ 4.8 แสดงแผนภาพโบคของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  ณ จุดทำงานต่างๆ จากรูปเราควรเลือกให้ความถี่หักมุมมีค่าไม่เกิน 100 rad/s ในงานวิจัยนี้เราเลือกให้  $\omega_{cn} = 50$  rad/s ดังนั้นค่าอัตราขยายที่ใช้  $k_p = 182$  ส่วนรูปที่ 4.9 แสดงแผนภาพโบคของระบบประมาณค่าความเร็ววงรอบเปิดที่ได้ทำการออกแบบ เราพบว่ามีส่วนเฟสที่เพียงพอสำหรับระบบควบคุม



รูปที่ 4.8 แผนภาพโบคของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  ณ จุดทำงานต่างๆ





รูปที่ 4.9 แผนภาพ โบคของระบบประมาณค่าความเร็ววงรอบเปิดที่ได้ทำการออกแบบ

#### 4.3 สัญญาณรบกวนเนื่องจากการตรวจจับกระแส

ในการประมาณค่าต่างๆของตัวสังเกตเราจะอาศัยข้อมูลกระแสและแรงดันของมอเตอร์ แต่เนื่องจากการตรวจจับกระแสจริงในทางปฏิบัติจะมีสัญญาณรบกวนเข้ามาปน ทำให้ฟังก์ชันที่คำนวณได้เกิดความผิดพลาดขึ้นและส่งผลกระทบต่อค่าประมาณค่าความเร็วของมอเตอร์ ในที่นี้เราจะทำการวิเคราะห์ผลของสัญญาณรบกวนที่ปะปนมาจากการตรวจจับกระแส ( $\eta_i$ ) ที่มีต่อระบบประมาณค่าความเร็ว โดยสามารถเขียนสมการสถานะของตัวสังเกตแบบปรับตัวในกรณีที่มีสัญญาณรบกวนนี้ได้ใหม่ดังสมการที่ (4.12) และ (4.13)

$$s\hat{\lambda}_r = A_{21}(i_s + \eta_i) + \hat{A}_{22}\hat{\lambda}_r - H(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) \quad (4.12)$$

$$s\hat{\lambda}'_r = A_{21}(i_s + \eta_i) + \hat{A}_{22}\hat{\lambda}'_r - \Pi\hat{\lambda}'_r \quad (4.13)$$

ทั้งนี้ผลของสัญญาณรบกวนนอกจากจะปะปนเข้ามาในส่วนของกระแสมอเตอร์ ( $i_s + \eta_i$ ) แล้วยังส่งผลกระทบต่อค่าคำนวณในส่วนฟังก์ชันเทียม ( $\lambda'_r$ ) ด้วยซึ่งค่าฟังก์ชันเทียมที่มีสัญญาณรบกวนปะปนเราสามารถคำนวณจากสมการ (3.1) ได้เป็น

$$(sI + \Pi)\lambda'_r = \frac{L_r}{M}[v_s - R_s(i_s + \eta_i) - \sigma L_s s(i_s + \eta_i)] \quad (4.14)$$

$$(sI + \Pi)\lambda'_r = \frac{L_r}{M}(v_s - R_s i_s - \sigma L_s s i_s) - \frac{L_r}{M}(\sigma L_s s + R_s)\eta_i \quad (4.15)$$

จากสมการ (4.15) เราสามารถเขียนสมการสถานะของมอเตอร์เหนี่ยวนำในกรณีทีพิจารณา สัญญาณรบกวนนี้ได้ใหม่เป็น

$$s\lambda_r = A_{21}i_s + A_{22}\lambda_r \quad (4.16)$$

$$s\lambda_r' = A_{21}i_s + A_{22}\lambda_r - \Pi\lambda_r' - K(s)\eta_i \quad (4.17)$$

โดยที่ 
$$K(s) = \frac{L_r}{M}(\sigma L_s s + R_r)$$

โดยอาศัยสมการที่ (4.12), (4.13) และสมการที่ (4.16), (4.17) เราสามารถคำนวณค่าความผิดพลาดด้านนอกในกรณีไม่มีการป้อนกลับค่าความผิดพลาด ( $H = 0$ ) ได้ดังสมการที่ (4.18)

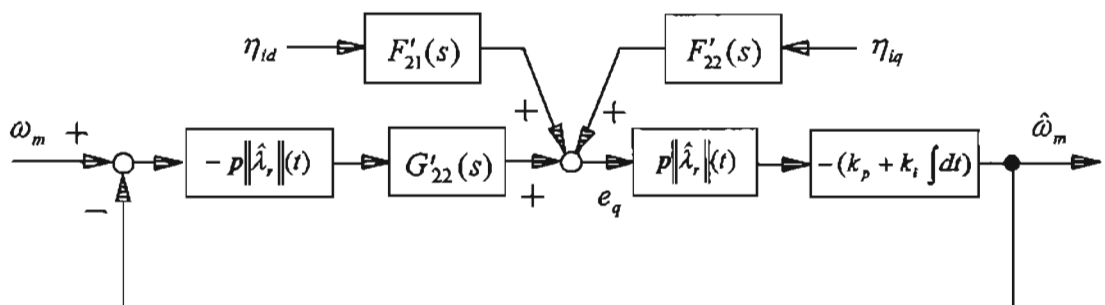
$$e = \hat{\lambda}_r' - \lambda_r' = G(s)pJ\hat{\lambda}_r(\hat{\omega}_m - \omega_m) + F(s)\eta_i \quad (4.18)$$

โดยที่

$$F(s) = A_{21}G(s) + D(s) \text{ และ } D(s) = (sI + \Pi)^{-1}K(s)$$

เนื่องจากสมการ (4.18) อ่างอิงบนแกนสเตเตอร์ ดังนั้นเราจะทำการย้ายให้มาอยู่บนแกน โรเตอร์ฟลักซ์เพื่อให้สามารถเขียนระบบประมาณค่าความเร็วในลักษณะเดียวกันกับบล็อกโคอะแกรม ในรูปที่ 4.3 สมการที่ (4.19) แสดงค่าความผิดพลาดด้านนอกบนแกน โรเตอร์ฟลักซ์เมื่อพิจารณาถึง ผลของสัญญาณรบกวน โดยอาศัยสมการประมาณค่าความเร็วของมอเตอร์ (3.15) เราสามารถเขียน ระบบประมาณค่าความเร็วได้ใหม่ ดังรูปที่ 4.10

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G'_{12}(s) \\ G'_{22}(s) \end{bmatrix} p\|\hat{\lambda}_r\|(t)(\hat{\omega}_m - \omega_m) + \begin{bmatrix} F'_{11}(s) & F'_{12}(s) \\ F'_{21}(s) & F'_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta_{1d} \\ \eta_{1q} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$



รูปที่ 4.10 บล็อกโคอะแกรมระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อพิจารณาผลของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการตรวจจับกระแส

โดยที่  $\eta_{id}, \eta_{iq}$  คือ องค์ประกอบในแกน d และ q ของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการตรวจจับกระแส ( $\eta_i$ ) ที่อ้างอิงบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ ตามลำดับ และ “ ’ ” แสดงฟังก์ชันโอนย้ายที่แสดงบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์

ทั้งนี้  $F'(s)$  คือ ฟังก์ชันโอนย้าย  $F(s)$  ที่แสดงบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ซึ่งสามารถหาได้จากความสัมพันธ์ดังนี้  $F'(s) = TF(s)T^{-1} = A_{21}G'(s) + D'(s)$

$$F'_{21}(s) = \frac{R_r M}{L_r} G'_{21}(s) + D'_{21}(s) \text{ และ } F'_{22}(s) = \frac{R_r M}{L_r} G'_{22}(s) + D'_{22}(s)$$

$$G'_{21}(s) = -\left[ \frac{(\hat{\omega}_{mR} + y)s^2 + ns + \hat{\omega}_{mR}(\hat{\omega}_{mR}^2 + \hat{\omega}_{mR}y - m)}{(s^2 + xs - \hat{\omega}_{mR}^2 - \hat{\omega}_{mR}y + m)^2 + ((2\hat{\omega}_{mR}y)s + \hat{\omega}_{mR}x + n)^2} \right] \quad (4.20)$$

$$D'_{21}(s) = -\varepsilon \left[ \frac{\beta s + \frac{R_s}{\sigma L_s}(\hat{\omega}_{mR} + \beta) - \hat{\omega}_{mR}\alpha}{(s + \alpha)^2 + (\hat{\omega}_{mR} + \beta)^2} \right] \quad (4.21)$$

$$D'_{22}(s) = \varepsilon \left[ \frac{s^2 + (\alpha + \frac{R_s}{\sigma L_s})s + \alpha \frac{R_s}{\sigma L_s} + \hat{\omega}_{mR}(\hat{\omega}_{mR} + \beta)}{(s + \alpha)^2 + (\hat{\omega}_{mR} + \beta)^2} \right] \quad (4.22)$$

จากบล็อกโคแอมแกรมข้างต้นเราสามารถหาฟังก์ชันโอนย้าย  $N_d(s), N_q(s)$  ระหว่างค่าผิดพลาดของความเร็วเทียบกับสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตรวจจับกระแสในแกน d และ q ได้ดังสมการ (4.23) และ (4.24) ตามลำดับ สมการที่ (4.25) แสดงผลรวมของสัญญาณรบกวนในทั้ง 2 แกนซึ่งจะเป็นค่าความเร็วผิดพลาดที่เกิดขึ้นในระบบประมาณค่าความเร็ว นอกจากนี้ในสมการ (4.23) และ (4.24) เราพบว่าความไวของสัญญาณรบกวนจะขึ้นอยู่กับฟังก์ชันโอนย้าย  $F'_{21}(s), F'_{22}(s), G'_{22}(s)$  และอัตราขยาย PI ดังนั้นประเด็นที่เราจะทำการศึกษาจึงได้แก่ การเปลี่ยนค่าเมตริกซ์  $\Pi$  และการเปลี่ยนแปลงค่าอัตราขยาย  $k_p$  ว่ามีผลต่อการขยายหรือลดทอนสัญญาณรบกวนนี้อย่างไร โดยเราจะพิจารณาสัญญาณรบกวนที่ 2 ความถี่ ได้แก่ สัญญาณออฟเซตไฟตรงที่ความถี่ศูนย์ ซึ่งเกิดในกระบวนการแปลงสัญญาณกระแสจากแอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล และสัญญาณรบกวนความถี่สูงซึ่งเกิดจากการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์

$$\frac{(\omega_m - \hat{\omega}_m)}{\eta_{id}} \triangleq N_d(s) = F'_{21}(s) * \left[ \frac{C * (k_p + k_i/s)}{1 + C^2 G'_{22}(s) * (k_p + k_i/s)} \right] \quad (4.23)$$

$$\frac{(\omega_m - \hat{\omega}_m)}{\eta_{iq}} \triangleq N_q(s) = F'_{22}(s) * \left[ \frac{C * (k_p + k_i/s)}{1 + C^2 G'_{22}(s) * (k_p + k_i/s)} \right] \quad (4.24)$$

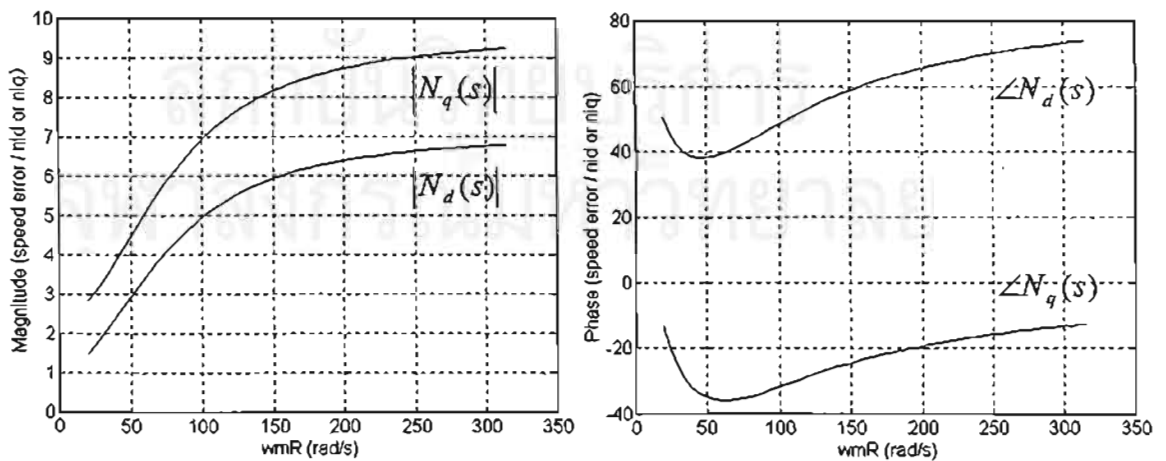
$$(\omega_m - \hat{\omega}_m) = N_d(s)\eta_{id} + N_q(s)\eta_{iq} \quad (4.25)$$

### 1. ผลกระทบของสัญญาณออฟเซตต่อค่าความเร็วประมาณเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าเมตริกซ์ $\Pi$

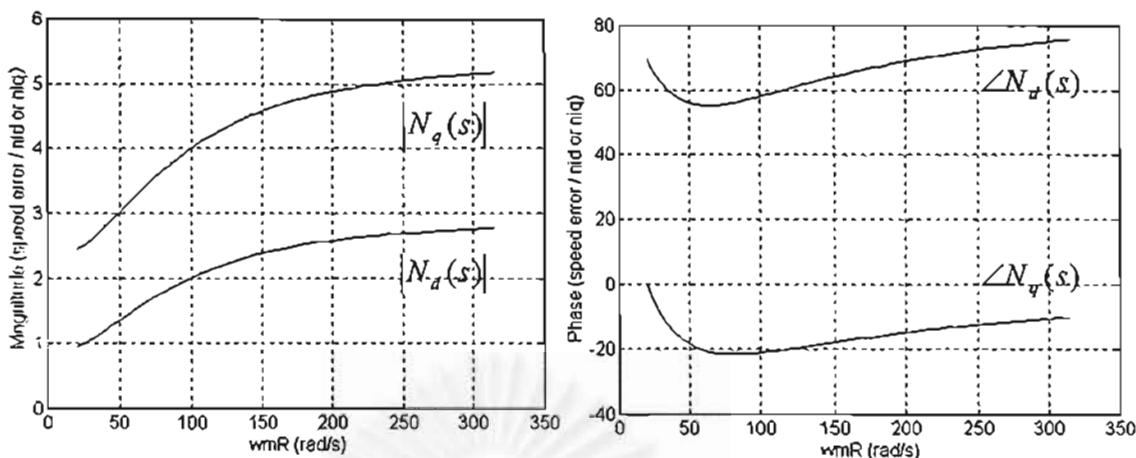
ในกรณีที่เราให้อัตราขยาย PI มีค่าคงที่ตามที่ออกแบบ ( $k_p = 182, k_i = 9100$ ) เราสามารถพิจารณาถึงผลกระทบของสัญญาณออฟเซตเมื่อมีการเปลี่ยนค่าเมตริกซ์  $\Pi$  โดยเราจะทำการเปรียบเทียบเมตริกซ์  $\Pi$  ที่ต่างกัน 4 กรณีดังนี้  $\Pi = 25I, \Pi = 50I, \Pi = 0.5(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J)$

และ  $\Pi = I(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J)$  ตามลำดับ

เนื่องจากเราทำการวิเคราะห์ระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนหมุน ดังนั้นในการหาขนาดและมุมเฟสของค่าผิดพลาดของความเร็วเมื่อเทียบกับสัญญาณออฟเซต เราต้องพิจารณาความถี่ที่เลื่อนจากความถี่ของสัญญาณไปเท่ากับความถี่ของจุดทำงาน ( $\omega_{mR}$ ) โดยการแทนค่า  $s = -j\omega_{mR}$  ลงในสมการที่ (4.23) และ (4.24) ผลการคำนวณที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.11 – 4.14

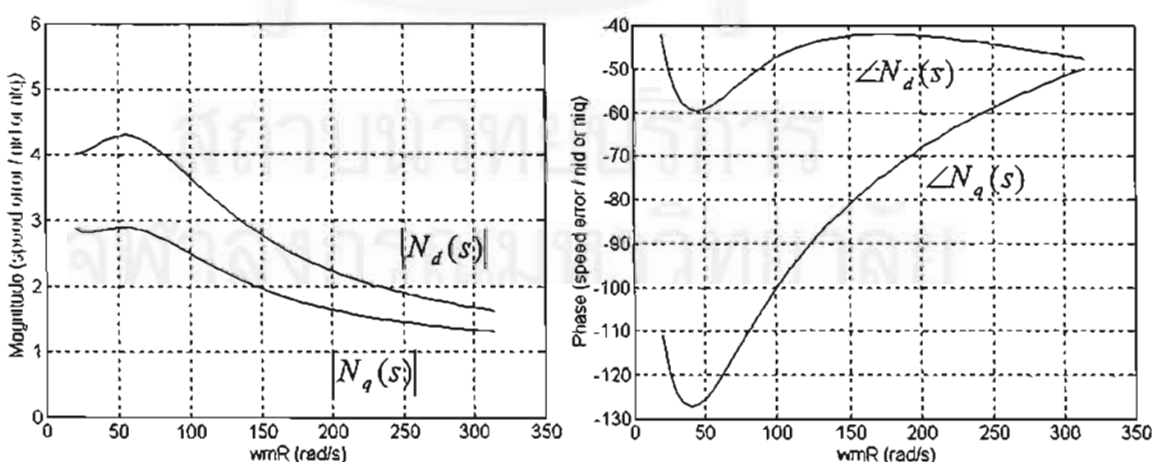


รูปที่ 4.11 ขนาดและมุมเฟสของค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณออฟเซตในแกน d และ q ที่จุดทำงานต่างๆ กรณี  $\Pi = 25I$



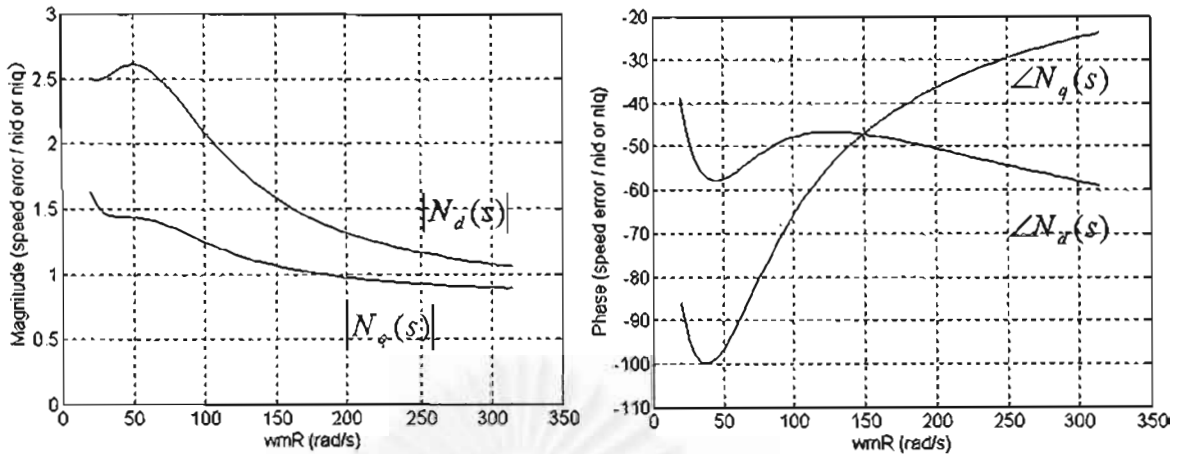
รูปที่ 4.12 ขนาดและมุมเฟสของค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณออฟเซตในแกน d และ q ที่จุดทำงานต่างๆ กรณี  $\Pi = 50I$

จากรูปที่ 4.11 และ 4.12 กรณีที่ใช้เมตริกซ์ในรูปแบบ  $\Pi = c * I$  เมื่อ  $c$  คือค่าคงที่ เราพบว่าทั้งขนาดและมุมเฟสของฟังก์ชันโอนย้าย  $N_d(s)$  และ  $N_q(s)$  จะมีลักษณะคล้ายคลึงกันโดยขนาดจะมีค่ามากเมื่อจุดทำงานอยู่ที่ความถี่สูง และจะมีค่าลดลงเมื่อความถี่ของจุดทำงานต่ำลง แต่การใช้  $\Pi = 50I$  จะทำให้ขนาดของฟังก์ชันโอนย้ายต่ำกว่ากรณีใช้  $\Pi = 25I$  ส่วนมุมเฟสของแกนทั้ง 2 เราพบว่าแกน q จะนำแกน d อยู่ประมาณ 280 องศา แต่เนื่องจากสัญญาณรบกวนในแกน q ( $\eta_{iq}$ ) มีเฟสนำหน้าแกน d ( $\eta_{id}$ ) อยู่ 90 องศา ดังนั้นองค์ประกอบ  $N_q(s)\eta_{iq}$  ของค่าผิดพลาดของความเร็วจะนำหน้าองค์ประกอบ  $N_d(s)\eta_{id}$  อยู่ประมาณ 10 องศา ขนาดของค่าความผิดพลาดของความเร็วที่เกิดจากองค์ประกอบทั้ง 2 จะมีลักษณะเสริมกัน



รูปที่ 4.13 ขนาดและมุมเฟสของค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณออฟเซตในแกน d และ q ที่จุด

ทำงานต่างๆ กรณี  $\Pi = 0.5 \left( \frac{R_r}{L_r} * I + p \hat{\omega}_m * J \right)$



รูปที่ 4.14 ขนาดและมุมเฟสของค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณออฟเซตในแกน d และ q ที่จุด

$$\text{ทำงานต่างๆ กรณี } \Pi = 1\left(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J\right)$$

จากรูปที่ 4.13 และ 4.14 กรณีใช้เมตริกซ์ในรูปแบบ  $\Pi = k\left(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J\right)$  เมื่อ  $k$  มีค่าคงที่ เราพบว่าขนาดของฟังก์ชันโอนย้าย  $N_d(s)$  และ  $N_q(s)$  จะมีลักษณะคล้ายคลึงกันคือ จะมีค่ามากเมื่อจุดทำงานอยู่ที่ความถี่ต่ำและจะมีค่าลดลงเมื่อความถี่ของจุดทำงานสูงขึ้น แต่การใช้  $k = 1$  จะทำให้ขนาดของฟังก์ชันโอนย้ายต่ำกว่ากรณี  $k = 0.5$  ส่วนมุมเฟสในทั้ง 2 กรณีพบว่าจะมีลักษณะที่ต่างกัน โดยเราสามารถพิจารณาการเสริมหรือหักล้างกันขององค์ประกอบค่าผิดพลาดของความเร็าระหว่าง  $N_d(s)\eta_{ld}$  และ  $N_q(s)\eta_{lq}$  ได้ ในกรณี  $k = 0.5$  ค่าผิดพลาดของความเร็วที่เกิดจากองค์ประกอบทั้ง 2 จะมีลักษณะเสริมกันที่ความถี่ต่ำแต่จะค่อยๆลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น ส่วนกรณี  $k = 1$  องค์ประกอบทั้ง 2 จะเสริมกันเมื่อความถี่อยู่ต่ำกว่า 150 rad/s และหักล้างกันเมื่อความถี่สูงกว่า 150 rad/s สำหรับกรณีนี้เราสังเกตได้ว่าค่าเมตริกซ์  $\Pi$  จะเปลี่ยนไปตามจุดทำงานโดยจะมีขนาดใหญ่เมื่อความเร็วมีค่าสูง และมีขนาดเล็กเมื่อความเร็วมีค่าต่ำ

$$\text{จากทั้ง 2 กรณีคือ } \Pi = c * I \text{ และ } \Pi = k\left(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J\right) \text{ เราพอจะสรุปได้ว่าการใช้}$$

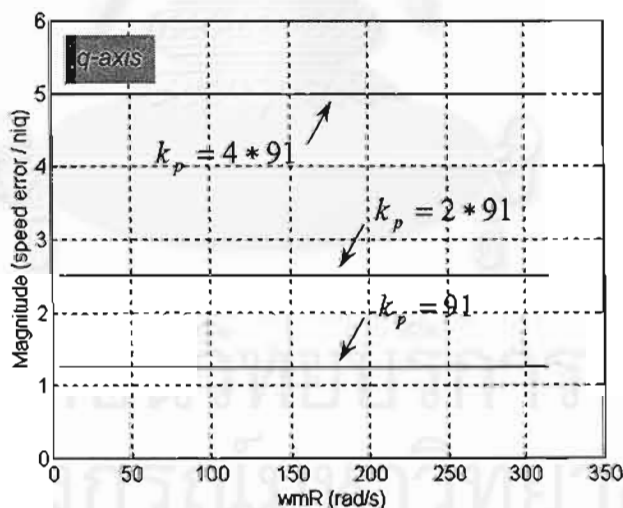
เมตริกซ์  $\Pi$  ที่มีขนาดใหญ่จะสามารถลดทอนสัญญาณออฟเซตลงได้มากกว่าการใช้เมตริกซ์  $\Pi$  ที่มีขนาดเล็ก อย่างไรก็ตามการใช้เมตริกซ์  $\Pi$  ที่มีขนาดใหญ่เราจะต้องออกแบบให้อัตราขยายแบบปรับตัวมีค่าสูงขึ้นเพื่อให้ผลตอบสนองของระบบประมาณค่าความเร็วยังคงเดิม การใช้อัตราขยายแบบปรับตัวค่าสูงก็จะส่งผลต่อการขยายสัญญาณรบกวนด้วยเช่นเดียวกัน ในงานวิจัยนี้เราเลือกให้เมตริกซ์  $\Pi = 0.5\left(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J\right)$  เพราะนอกจากทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วมีเสถียรภาพตลอดทุกย่านการทำงานแล้วยังสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้ระดับหนึ่ง

## 2. ผลกระทบของสัญญาณรบกวนเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอัตราขยาย $k_p$

ในประเด็นนี้เราจะพิจารณาการเปลี่ยนค่าอัตราขยาย  $k_p$  ว่าส่งผลให้ ผลกระทบของสัญญาณรบกวนความถี่สูงและสัญญาณออฟเซตเปลี่ยนแปลงอย่างไร ในการเปรียบเทียบเราจะใช้ค่า  $k_p$  ที่ต่างกัน 3 ค่า ได้แก่  $91, 2*91$  และ  $4*91$  โดยให้เมตริกซ์  $\Pi$  มีค่าคงที่

### 2.1) ผลกระทบของสัญญาณรบกวนความถี่สูง

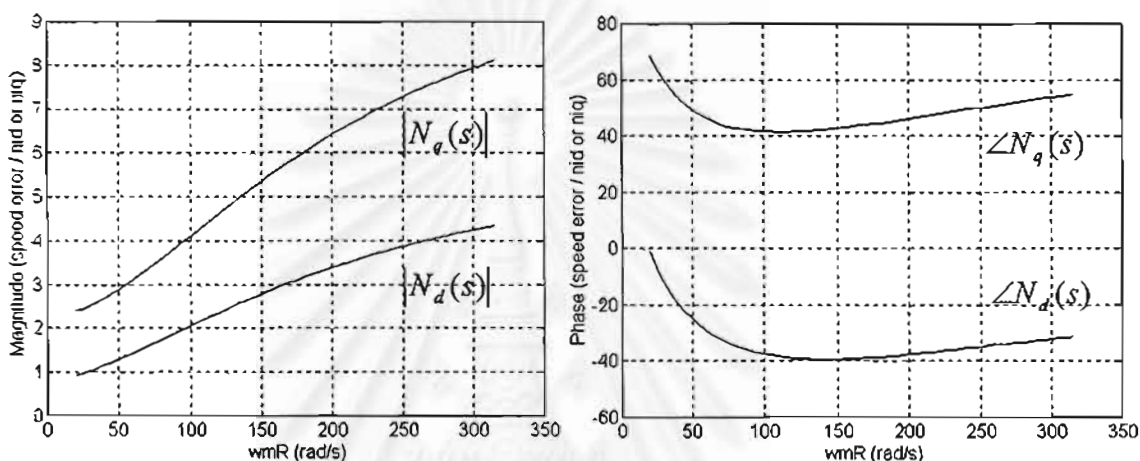
จากผลการคำนวณในสมการที่ (4.23) และ (4.24) เมื่อเราให้  $s = j(2\pi f_{sw} - \omega_{mR})$  โดย  $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$  (ความถี่การสวิตช์) เราพบว่าสัญญาณรบกวนความถี่สูงจะมีผลเฉพาะองค์ประกอบในแกน  $q$  และจะมีค่าเท่ากันทั้งในกรณีที่เราใช้  $\Pi = 50I$  และ  $\Pi = 0.5(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J)$  ผลการเปรียบเทียบแสดงดังรูปที่ 4.15 เราพบว่าเมื่ออัตราขยาย  $k_p$  มีค่าสูงขึ้นจะส่งผลให้ค่าผิดพลาดของความเร็วเพิ่มขึ้น โดยความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยาย  $k_p$  กับขนาดของค่าความผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณรบกวนความถี่สูงจะมีลักษณะเป็นเชิงเส้น



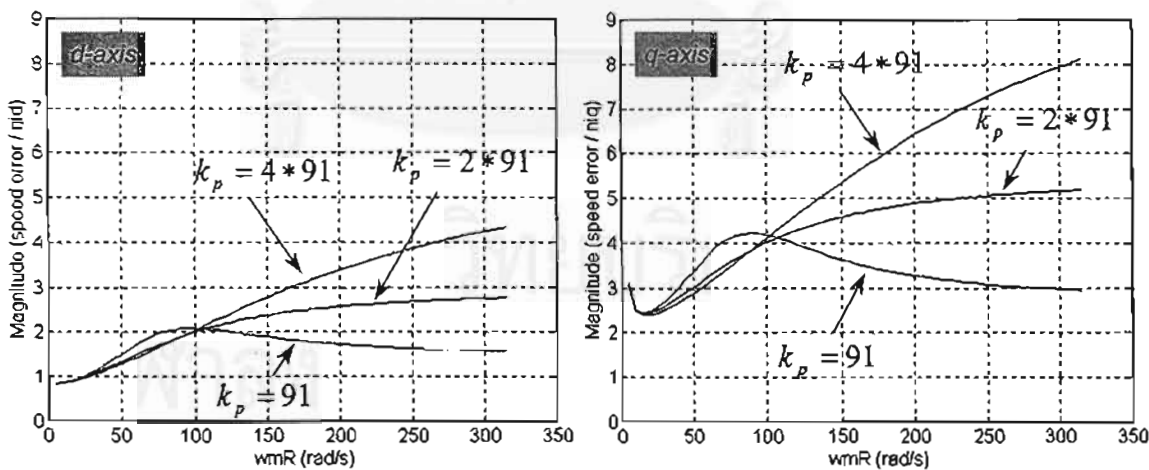
รูปที่ 4.15 การเปรียบเทียบขนาดของค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณรบกวนความถี่สูงที่จุดทำงานต่างๆเมื่อใช้ค่าอัตราขยาย  $k_p$  ต่างกัน

2.2) ผลกระทบของสัญญาณออฟเซต

จากรูปที่ 4.16 เป็นกรณีเดียวกับรูปที่ 4.12 แต่ใช้ค่าอัตราขยาย  $k_p = 4 * 91$  เราพบว่าขนาดของฟังก์ชันโอนย้าย  $N_d(s)$  และ  $N_q(s)$  จะมีค่ามากขึ้น ส่วนผลต่างของมุมเฟสในแกน d และ q มีค่าประมาณเท่าเดิม ดังนั้นเราจึงสามารถเปรียบเทียบขนาดของค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณออฟเซตเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราขยาย  $k_p$  ได้โดยตรง ดังรูปที่ 4.17



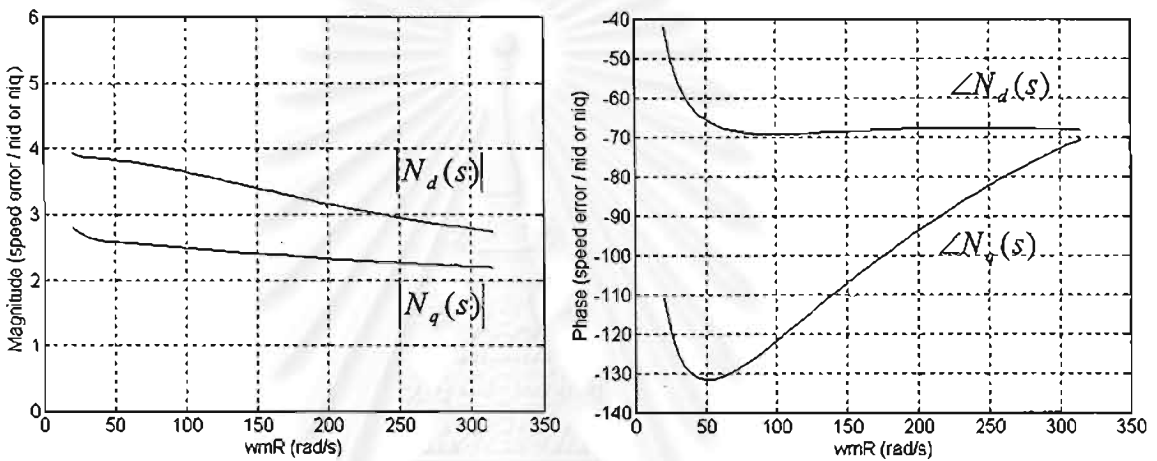
รูปที่ 4.16 ขนาดและมุมเฟสของค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณออฟเซตในแกน d และ q ที่จุดทำงานต่างๆ กรณี  $\Pi = 50I$  และ  $k_p = 4 * 91$



รูปที่ 4.17 การเปรียบเทียบขนาดค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณออฟเซตที่จุดทำงานต่างๆ เมื่อใช้ค่าอัตราขยาย  $k_p$  ต่างกัน โดยให้  $\Pi = 50I$

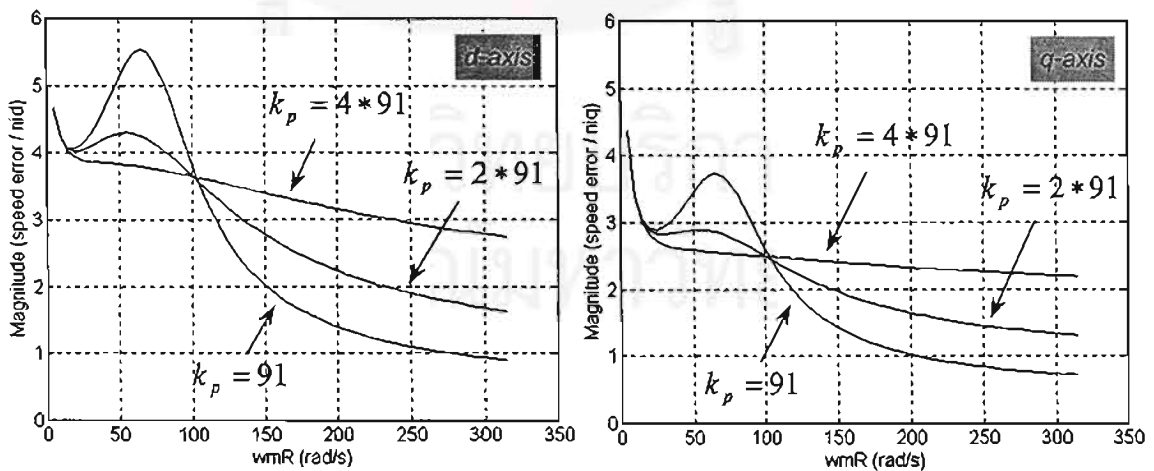


ในทำนองเดียวกัน รูปที่ 4.18 เป็นกรณีเดียวกับรูปที่ 4.13 แต่ใช้ค่าอัตราขยาย  $k_p = 4 * 91$  เราพบว่าผลต่างของมุมเฟสของฟังก์ชันโอนย้าย  $N_d(s)$  และ  $N_q(s)$  มีค่าใกล้เคียงกับกรณีที่ใช้  $k_p = 2 * 91$  ดังนั้นเราจึงสามารถเปรียบเทียบขนาดของค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณออฟเซตเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราขยายได้  $k_p$  โดยตรง ดังรูปที่ 4.19 จากผลการเปรียบเทียบในรูปที่ 4.17 และ 4.19 เราพบว่าเมื่อจุดทำงาน  $\omega_{mR} > 100 \text{ rad/s}$  ค่าผิดพลาดของความเร็วจะมีค่ามากขึ้นเมื่ออัตราขยาย  $k_p$  มีค่าสูงขึ้น แต่เมื่อจุดทำงาน  $\omega_{mR} < 100 \text{ rad/s}$  ค่าผิดพลาดของความเร็วจะมีค่ามากขึ้นเมื่ออัตราขยาย  $k_p$  มีค่าลดลง



รูปที่ 4.18 ขนาดและมุมเฟสของค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณออฟเซตในแกน d และ q ที่จุด

ทำงานต่างๆ กรณี  $\Pi = 0.5 \left( \frac{R_r}{L_r} * I + p \hat{\omega}_m * J \right)$  และ  $k_p = 4 * 91$



รูปที่ 4.19 การเปรียบเทียบขนาดค่าผิดพลาดของความเร็วต่อสัญญาณออฟเซตที่จุดทำงานต่างๆ เมื่อ

ใช้ค่าอัตราขยาย  $k_p$  ต่างกัน โดยให้  $\Pi = 0.5 \left( \frac{R_r}{L_r} * I + p \hat{\omega}_m * J \right)$

## บทที่ 5

### ผลการทดสอบการทำงานของระบบ

ในบทนี้เราจะนำทฤษฎีที่ได้พัฒนาขึ้นมาทำการทดสอบกับระบบจริง ด้วยเงื่อนไขการทำงานในลักษณะต่างๆ อาทิเช่น การเร่งลดความเร็วของมอเตอร์ การใส่โหลดแบบขั้น ฯลฯ เพื่อดูผลตอบสนองของระบบทั้งในสถานะอยู่ตัวและสถานะชั่วคราว

สำหรับระบบควบคุมมอเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ได้พัฒนาขึ้น มีโครงสร้างแบ่งออกเป็น 2 ส่วนหลัก ได้แก่ ภาคลำตั้งและภาคควบคุม โดยในส่วนของ การควบคุมเราจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ SH 7032, ความถี่การสวิตช์เท่ากับ 10 kHz, แรงดันบัลไฟตรง 360 V และชดเชยเวลาประวิงในส่วนการสร้างสัญญาณ PWM เท่ากับ 3  $\mu$ s บล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.1 แสดงโครงสร้างของระบบที่ใช้ในการทดสอบ โดยงานวิจัยนี้จะแบ่งการทดสอบออกเป็น 2 ส่วนดังนี้

- การทดสอบในส่วนการควบคุมกระแสสำหรับระบบควบคุมมอเตอร์
- การทดสอบระบบควบคุมมอเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว

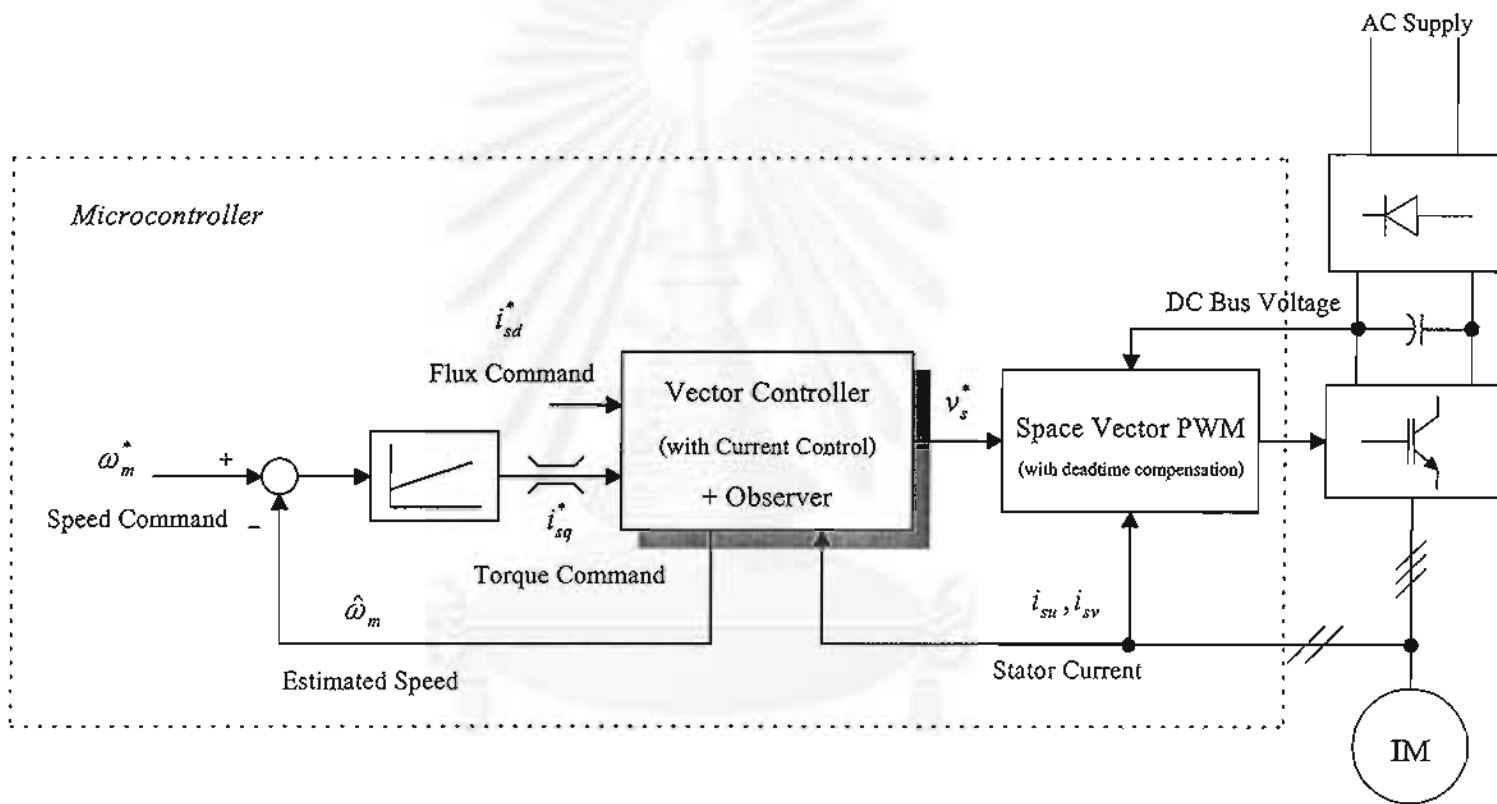
สำหรับพิกัดและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยแสดงได้ดังตารางที่ 5.1 ส่วนค่าเมตริกซ์  $\Pi$  และอัตราขยายที่ได้ทำการออกแบบสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.1 พิกัดและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในงานวิจัย

2 HP, 220/380 V, 6.2/3.6 A, 1420 rpm, 4 Poles	
$i_{sd} = 5.2 A \text{ (rated)}$	$i_{sq} = 9.4 A \text{ (rated)}$
$R_s = 1.84 \Omega$	$R_r = 0.885 \Omega$
$L_s = 0.131 H$	$L_r = 0.12 H$
$M = 0.12 H$	$J = 0.021 \text{ kg} - \text{m}^2$

ตารางที่ 5.2 ค่าเมตริกซ์  $\Pi$  และอัตราขยายที่ได้ทำการออกแบบ

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



รูปที่ 5.1 ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสใช้เซมิคอนดักเตอร์ความถี่ที่ใช้ในการทดสอบ

### การทดสอบในส่วนการควบคุมกระแสสำหรับระบบควบคุมเวกเตอร์

#### 1) ผลของการชดเชยแบบป้อนไปหน้า

รูปที่ 5.2 และ 5.3 เป็นผลการทดลองกรณีไม่มีการชดเชยแบบป้อนไปหน้า เมื่อเราทำการกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จะพบว่ามีคามผิดพลาดของกระแสเกิดขึ้นอย่างชัดเจนในแกน  $q$  ( $i_{sq}^* - i_{sq}$ ) โดยจะมีค่าเป็นบวกเมื่อกลับทิศจาก  $-1420$  ไป  $1420$  rpm (ความชันเป็นบวก) และมีค่าเป็นลบเมื่อกลับทิศจาก  $1420$  ไป  $-1420$  rpm (ความชันเป็นลบ) ซึ่งตรงกับการวิเคราะห์ในบทที่ 2 ในทางตรงกันข้ามผลการทดลองในรูปที่ 5.4 และ 5.5 เป็นกรณีที่มีการชดเชยแบบป้อนไปหน้าเราพบว่าขณะกลับทิศความเร็ว ค่าความผิดพลาดของกระแสจะลดลงเป็นศูนย์

#### 2) ผลตอบสนองของกระแสในสถานะชั่วคราว

รูปที่ 5.6 แสดงผลตอบสนองในสถานะชั่วคราวของกระแสสร้างแรงบิด ( $i_{sq}$ ) ขณะกลับทิศความเร็ว เราพบว่าใช้เวลาขาขึ้นประมาณ  $1.4$  ms ซึ่งไวเพียงพอสำหรับระบบควบคุมกระแส และมีค่าใกล้เคียงกับที่ได้ออกแบบไว้ ( $2.2$  ms)

### การทดสอบระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

#### 3) ผลทดสอบในสถานะอยู่ตัว

ในที่นี้เราให้มอเตอร์ทำงานขณะไม่มีโหลดด้วยความเร็วที่ต่างกัน 5 ค่าได้แก่  $1500$ ,  $1000$ ,  $500$ ,  $100$  และ  $30$  rpm ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 5.7 – 5.11 ตามลำดับ เราพบว่าที่ความเร็วสูง ( $500$ ,  $1000$  และ  $1500$  rpm) ระบบสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องโดยความเร็วจริง ( $\omega_m$ ) มีค่าตรงตามที่สั่ง ( $\omega_m^*$ ) ในขณะที่ค่าระลอกของค่าผิดพลาดของความเร็ว ( $\omega_m - \hat{\omega}_m$ ) มีค่าต่ำ สำหรับกรณีมอเตอร์ทำงานที่ความเร็วต่ำ ( $30$  และ  $100$  rpm) ระบบยังทำงานได้ไม่ดีโดยเฉพาะที่  $30$  rpm มอเตอร์หมุนด้วยความเร็วที่ไม่สม่ำเสมอ นอกจากนี้เราพบว่าระลอกของความเร็วประมาณมีความถี่เป็น  $6$  เท่าของความถี่กระแส ( $i_m$ ) ทั้งนี้เป็นผลมาจากในการประมาณค่าความเร็วของมอเตอร์เราใช้ข้อมูลของแรงดันคำสั่งแทนที่ของแรงดันจริงที่จ่ายให้มอเตอร์ ทำให้แรงดันที่หายไปเนื่องจากผลของเวลาประวิง (dead-time effect) มีผลต่อการประมาณค่าความเร็ว โดยเฉพาะในย่านความเร็วต่ำ

#### 4) ผลกระทบของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตรวจจับกระแส

ตามการวิเคราะห์ในบทที่ 4 เราจะพิจารณาการทดสอบใน 2 ประเด็นอันได้แก่

#### 4.1) ผลของเมตริกซ์ $\Pi$ ต่อค่าผิดพลาดของความเร็วประมาณ

จากรูปที่ 5.12 แสดงการเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนที่มีต่อค่าผิดพลาดของความเร็ว เมื่อใช้เมตริกซ์  $\Pi$  ที่ต่างกัน 3 ค่าได้แก่  $\Pi = 0.5(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J)$ ,  $\Pi = 25I$  และ  $\Pi = 50I$  โดยให้มอเตอร์ทำงานที่ความเร็วเท่ากับ 500, 1000 และ 1500 rpm เราพบว่าระลอกของค่าผิดพลาดของความเร็วมีความถี่เดียวกันกับความถี่ของกระแส ( $i_m$ ) ทั้งนี้เป็นผลมาจากสัญญาณออฟเซตที่เกิดจากการตรวจจับกระแสเข้ามาจนระบบประมาณค่าความเร็ว เมื่อเราใช้ค่า  $\Pi = 25I$  และ  $\Pi = 50I$  พบว่าขนาดของค่าผิดพลาดของความเร็วที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็วสูง และมีค่าจะลดลงเมื่อความเร็วต่ำลง โดยกรณีที่ใช้  $\Pi = 50I$  ขนาดของค่าผิดพลาดของความเร็วจะมีค่าต่ำกว่ากรณีใช้  $\Pi = 25I$  ส่วนมุมเฟสของค่าผิดพลาดของความเร็วในทั้ง 2 กรณีเราพบว่าใกล้เคียงกัน เมื่อเราใช้  $\Pi = 0.5(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J)$  จะพบว่าขนาดของค่าผิดพลาดของความเร็วที่มีความถี่เดียวกับความถี่กระแสจะมีค่าสูงเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็วต่ำ และมีค่าลดลงเมื่อความเร็วสูงขึ้น ผลการทดสอบตรงกับสิ่งที่ได้วิเคราะห์ในบทที่ 5

#### 4.2) ผลของอัตราขยาย $k_p$

เราจะทดสอบการทำงานของระบบ โดยให้มอเตอร์ทำงานขณะไม่มีโหลดที่ความเร็ว 1500 rpm และใช้อัตราขยาย  $k_p = 4 * 91$ ,  $k_i = 9100$  ในรูปที่ 5.13 เป็นกรณีที่ใช้เมตริกซ์  $\Pi$  ตามที่ออกแบบคือ  $\Pi = 0.5(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J)$  เมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 5.7 จะพบว่าขนาดของค่าผิดพลาดของความเร็วมีค่ามากขึ้น สำหรับรูปที่ 5.14 และ 5.15 เป็นกรณีที่ใช้  $\Pi = 50I$  ในทำนองเดียวกันเราพบว่าเมื่ออัตราขยาย  $k_p$  มีค่าเพิ่มขึ้นค่าผิดพลาดของความเร็วจะสูงขึ้นตาม

#### 5) ผลตอบสนองการเร่งลดความเร็วในสภาวะชั่วคราว

จากรูปที่ 5.16 เราจะทำการเร่งความเร็วของมอเตอร์จาก 500 ไป 1420 rpm โดยเราจะให้ความเร็วคำสั่ง ( $\omega_m^*$ ) มีลักษณะเป็นฟังก์ชันของพาราโบลาแทนความเร็วคำสั่งที่เป็นแบบขั้น เพื่อลดการกระชากในช่วงต้นของการเร่งหรือลดความเร็ว สำหรับเวลาในการตอบสนองของความเร็วที่ได้มีค่าประมาณ 200 ms และมีส่วนพุงเกินเล็กน้อย รูปที่ 5.17 แสดงการลดความเร็วของมอเตอร์ ส่วนรูปที่ 5.18 และ 5.19 เป็นกรณีการกลับทิศความเร็วของมอเตอร์ เราพบว่าความเร็วประมาณสามารถติดตามความเร็วจริงได้เป็นอย่างดี โดยมีค่าความเร็วผิดพลาดเพียงเล็กน้อยซึ่งใกล้เคียงกับที่ได้ทำการออกแบบอัตราขยาย  $k_i$  ไว้

#### 6) ผลตอบสนองต่อโหลด

การทดสอบระบบในกรณีนี้เราจะทำการใส่โหลดแบบขั้นขนาด 10 Nm. ซึ่งเป็นค่าพิกัด โดยให้มอเตอร์ทำงานที่ความเร็วต่างๆ คือ 1420, 500 และ 100 rpm ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 5.20 – 5.22 ตามลำดับ เราพบว่าระบบสามารถควบคุมความเร็วและแรงบิดได้โดยมีเวลาในการตอบสนองต่อโหลดประมาณ 150 ms ในขณะที่ใส่โหลดเราพบว่าความเร็วของมอเตอร์ตกลงและใช้เวลาประมาณ 250 ms กว่าจะกลับเข้าสู่ค่าเดิมซึ่งมีค่าค่อนข้างมาก ทั้งนี้เป็นผลจากการที่เราใช้อัตราขยายของวงรอบควบคุมความเร็วมีค่าต่ำ ( $k_p = 0.2, k_i = 1$ ) เพื่อต้องการลดผลของเวลาประวิง (dead-time effect) เมื่อมอเตอร์ทำงานที่ย่านความถี่ต่ำ

#### 7) เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว

ในประเด็นนี้เราจะทำการทดสอบจุดทำงานวิกฤตของระบบประมาณค่าความเร็วและแสดงผลการแก้ไขเสถียรภาพด้วยการใช้เมตริกซ์  $\Pi$  ตามที่ได้ออกแบบ ก่อนอื่นเราจะทำการคำนวณหาขอบเขตการทำงานที่ไม่เสถียรในระนาบแรงบิด-ความเร็ว โดยอาศัยสมการความถี่วิกฤตที่นิยามไว้ในบทที่ 4 และสมการที่ (2.5) จะได้ว่าที่จุดทำงานวิกฤต

$$\omega_{mR} = \omega_c = \frac{-n}{x} \quad (5.1)$$

$$p\omega_m + \frac{R_r}{L_r} \left( \frac{i_{sq}}{i_{mR}} \right) = \frac{\alpha}{(\alpha + R_r / L_r)} * p\omega_m \quad (5.2)$$

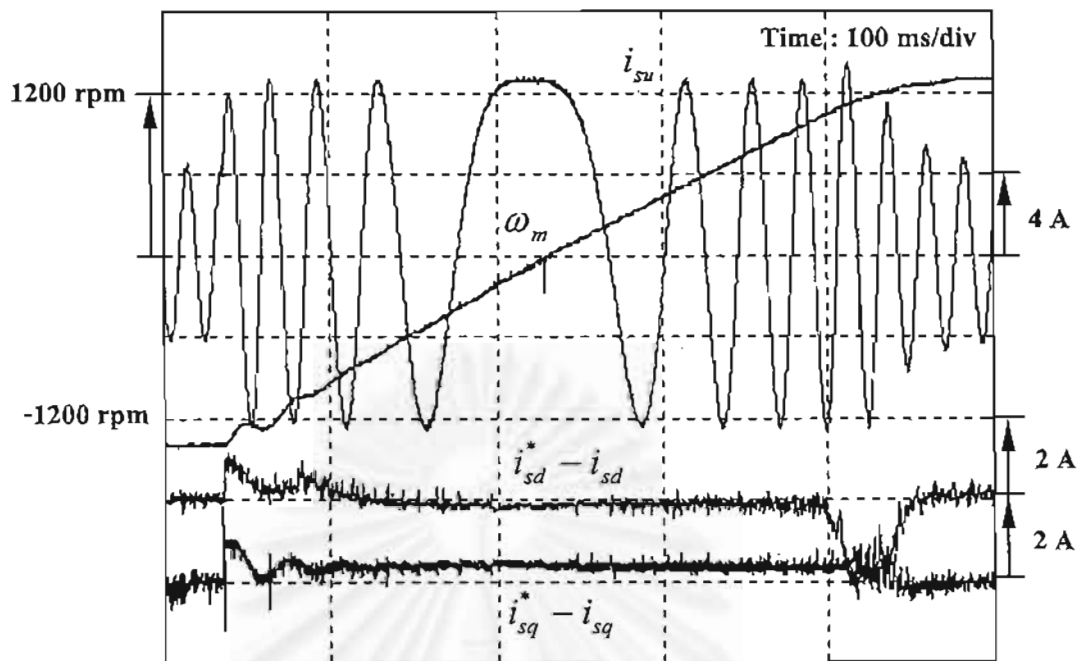
โดยอาศัยสมการที่ (5.2) และสมการแรงบิดของมอเตอร์ (2.6) เราสามารถหาค่าของแรงบิด ณ จุดทำงานวิกฤต ( $T_{mc}$ ) ได้ดังสมการที่ (5.3) ซึ่งพบว่าจะขึ้นอยู่กับค่า  $\alpha$  ของเมตริกซ์  $\Pi$ , ค่าเวลาดังตัวทางด้านโรเตอร์ ( $\frac{R_r}{L_r}$ ), ขนาดของโรเตอร์ฟลักซ์ยักกำลังสอง และค่าความเร็วจริงของมอเตอร์

$$T_{mc} = \left( \frac{-R_r / L_r}{\alpha + R_r / L_r} \right) * \frac{p^2 \|\lambda_r\|^2(t)}{R_r} * \omega_m \quad (5.3)$$

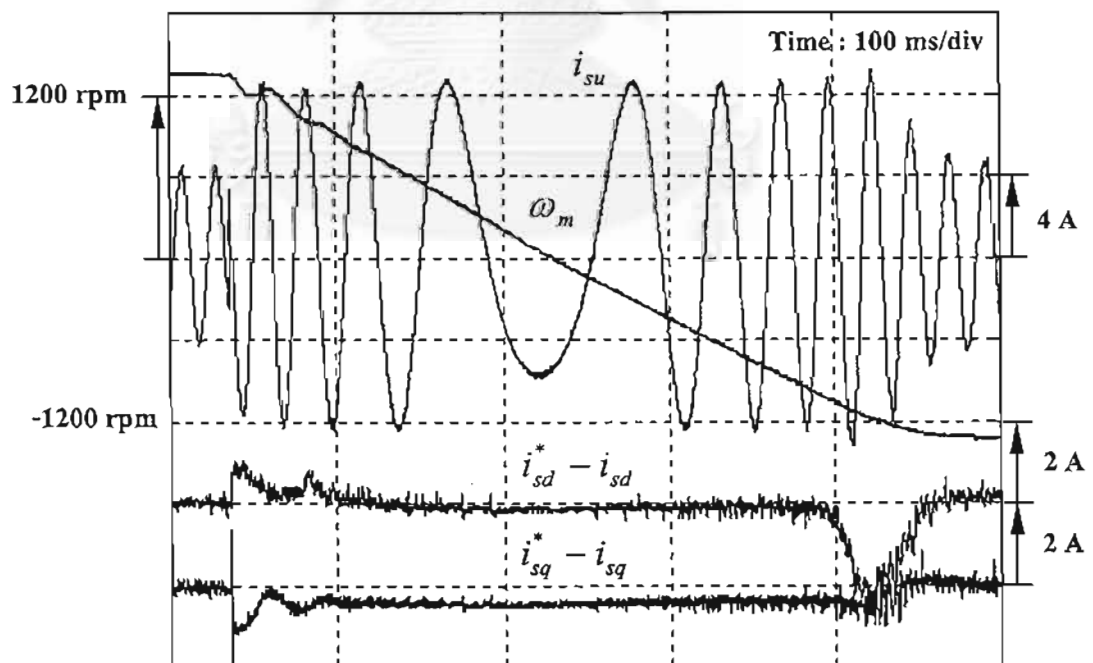
สมการที่ (5.3) แสดงให้เห็นว่าความไม่เสถียรภาพจะเกิดขึ้นเฉพาะในควอดแรนต์ที่ 2 และ 4 คือ ย่านการทำงานเบรกแบบคืนพลังงานเท่านั้น ในที่นี้เราจะทดสอบเสถียรภาพที่จุดทำงานวิกฤต โดยให้มอเตอร์ทำงานที่ความเร็วเท่ากับ 200 rpm และใช้ค่า  $\Pi = \frac{4R_r}{L_r} * I$  จากสมการที่

(5.2) เราสามารถคำนวณค่าแรงบิด ณ. จุดทำงานวิกฤตได้เท่ากับ  $-6.7 \text{ Nm}$ . (ชดเชย  $R_r$  ขึ้น 10%) ผลการทดสอบในกรณีนี้แสดงดังรูปที่ 5.23 ซึ่งพบว่าระบบจะขาดเสถียรภาพที่ค่าแรงบิดประมาณ  $-6.5 \text{ Nm}$ . โดยแรงบิดที่มอเตอร์สร้างขึ้นจะมีค่าลดลงน้อยกว่าค่าแรงบิดของโหลด ส่งผลให้ความเร็วจริงมีค่าสูงขึ้นเรื่อยๆ ในรูปที่ 5.24 เป็นกรณีเดียวกันกับรูปที่ 5.23 แต่เราใช้ค่า  $\Pi = 4\left(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J\right)$  จะพบว่าระบบสามารถกลับมาเสถียรภาพได้ สำหรับรูปที่ 5.25 เป็นกรณีที่ใช้  $\Pi = \frac{4R_r}{L_r} * I$  โดยเราจะทำการแปรค่าโหลดอย่างช้าๆ จาก 10 ไปยัง  $-10 \text{ Nm}$ . เพื่อดูตำแหน่งของการขาดเสถียรภาพในระนาบแรงบิดและความเร็ว ซึ่งจะพบว่าตำแหน่งที่ขาดเสถียรภาพสำหรับความเร็ว 100, 150, 200 และ 250 rpm ที่ทำการทดสอบมีค่าใกล้เคียงกับค่าทางทฤษฎีตามสมการ (5.3) ที่ได้แสดงเป็นเส้นปะในรูปที่ 5.25 และค่าผิดพลาดของความเร็ว  $(\omega_m^* - \omega_m)$  ที่เกิดขึ้นมีค่าประมาณ 5 rpm ซึ่งยอมรับได้ ส่วนรูปที่ 5.26 แสดงผลการแก้ไขเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อเราใช้  $\Pi = 4\left(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J\right)$  จะพบว่าระบบสามารถมีเสถียรภาพได้ตลอดย่านการทดสอบ



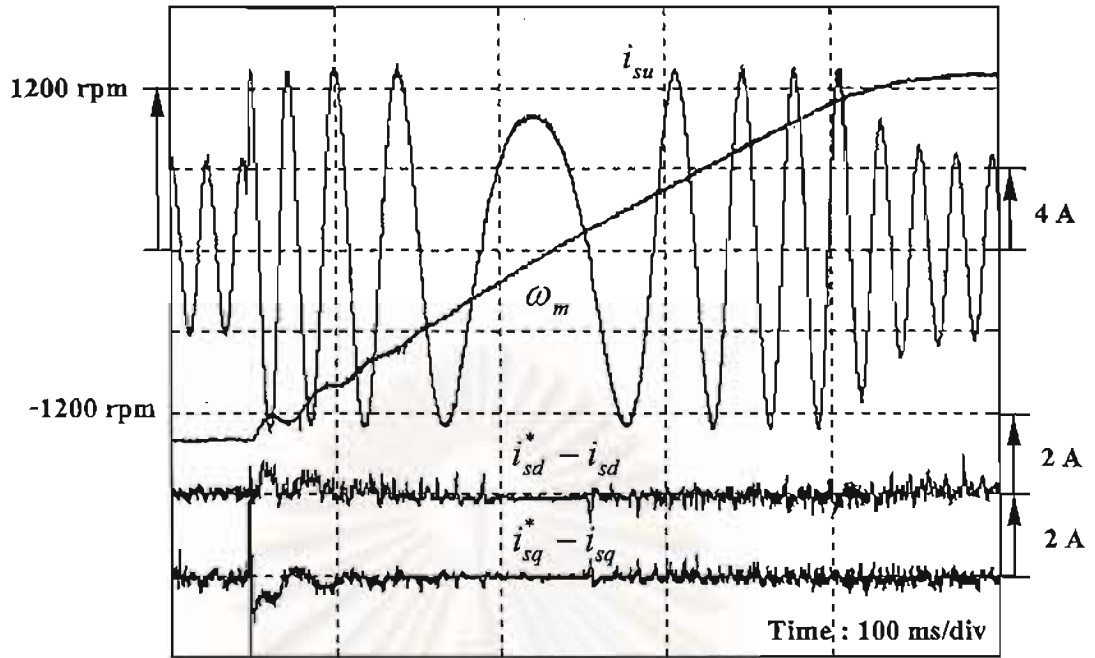


รูปที่ 5.2 ค่าความผิดพลาดของกระแสขณะกัลป์ที่ความเร็วของมอเตอร์จาก -1420 ไป 1420 rpm  
กรณีไม่มีการชดเชยแบบป้อนไปหน้า

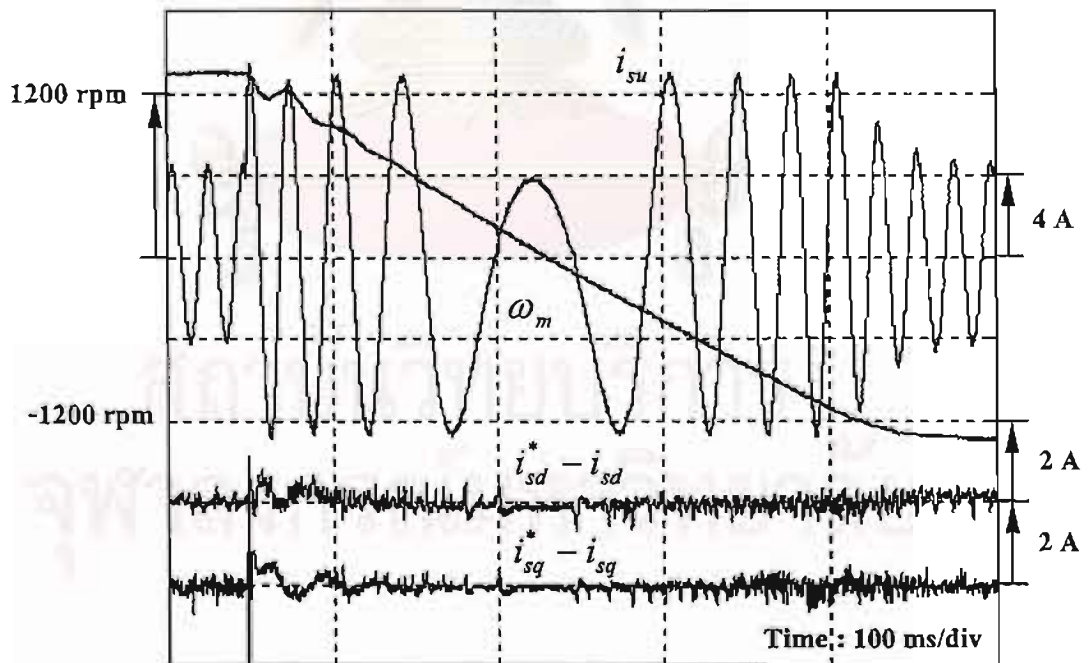


รูปที่ 5.3 ค่าความผิดพลาดของกระแสขณะกัลป์ที่ความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 ไป -1420 rpm  
กรณีไม่มีการชดเชยแบบป้อนไปหน้า

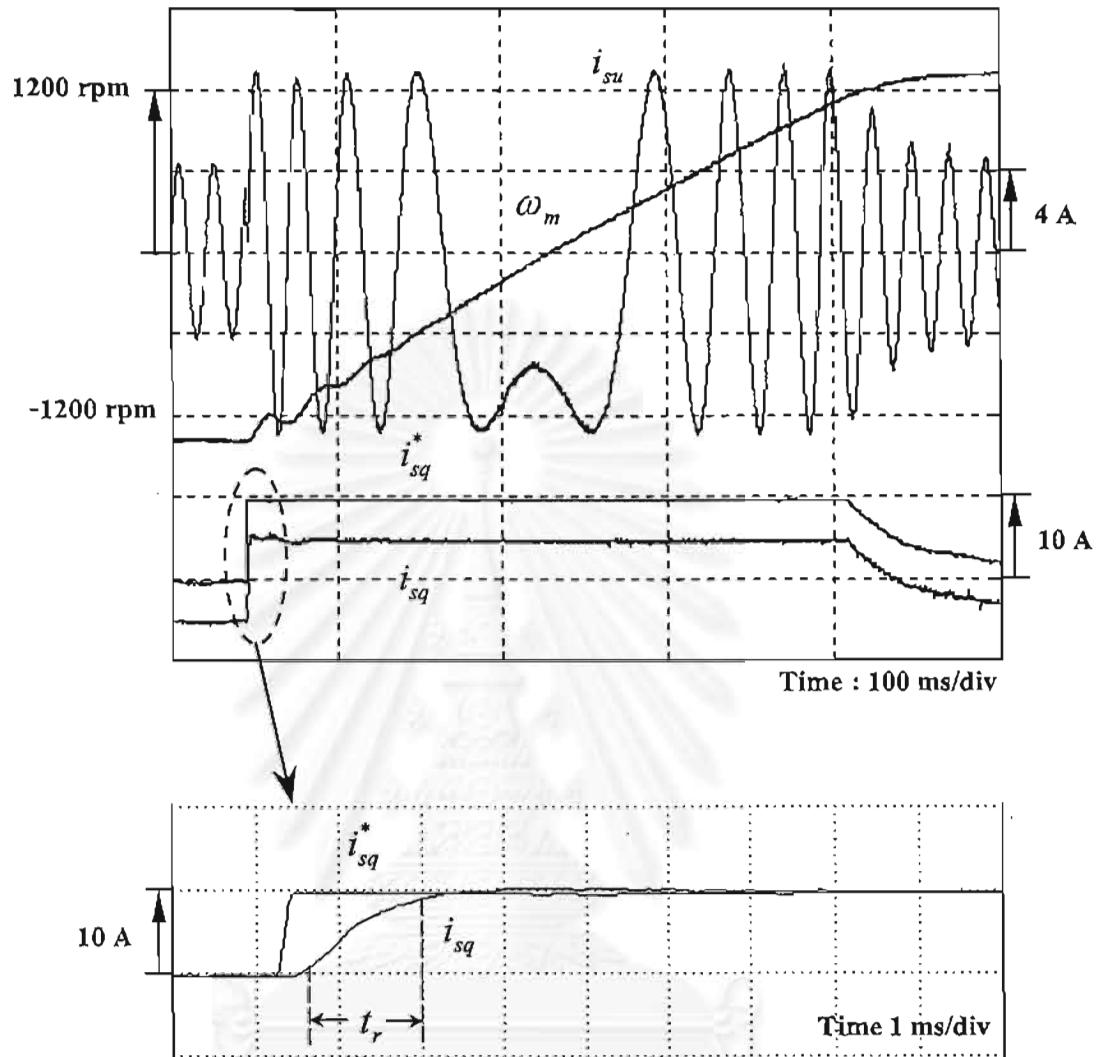




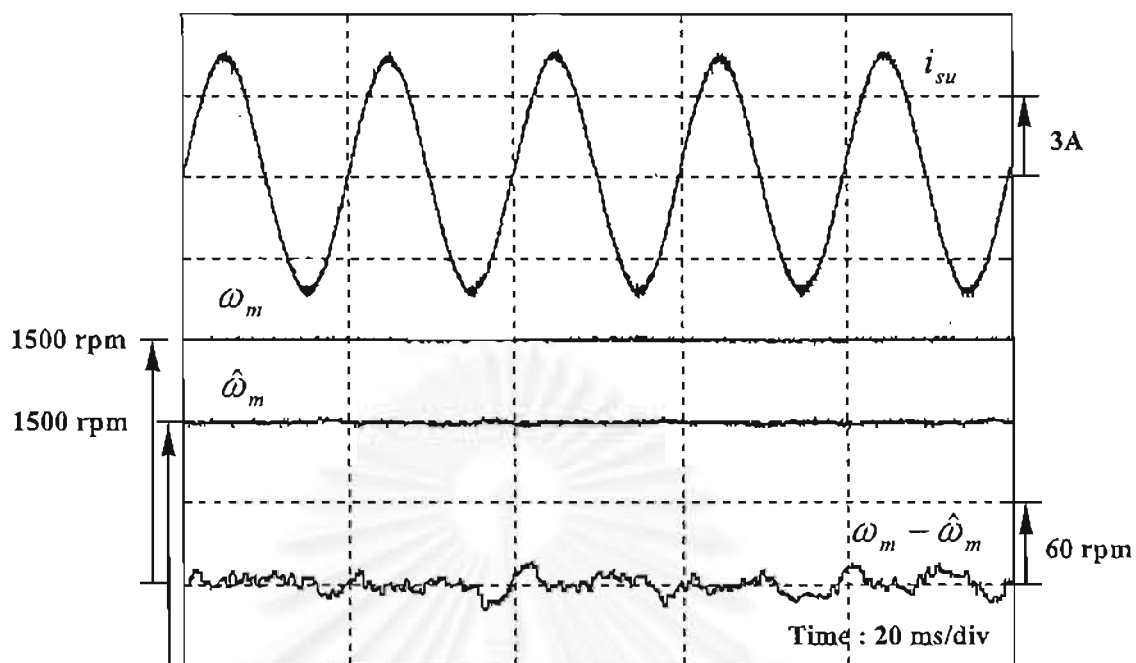
รูปที่ 5.4 ค่าความผิดพลาดของกระแสขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก -1420 ไป 1420 rpm กรณีมีการชดเชยแบบป้อนไปหน้า



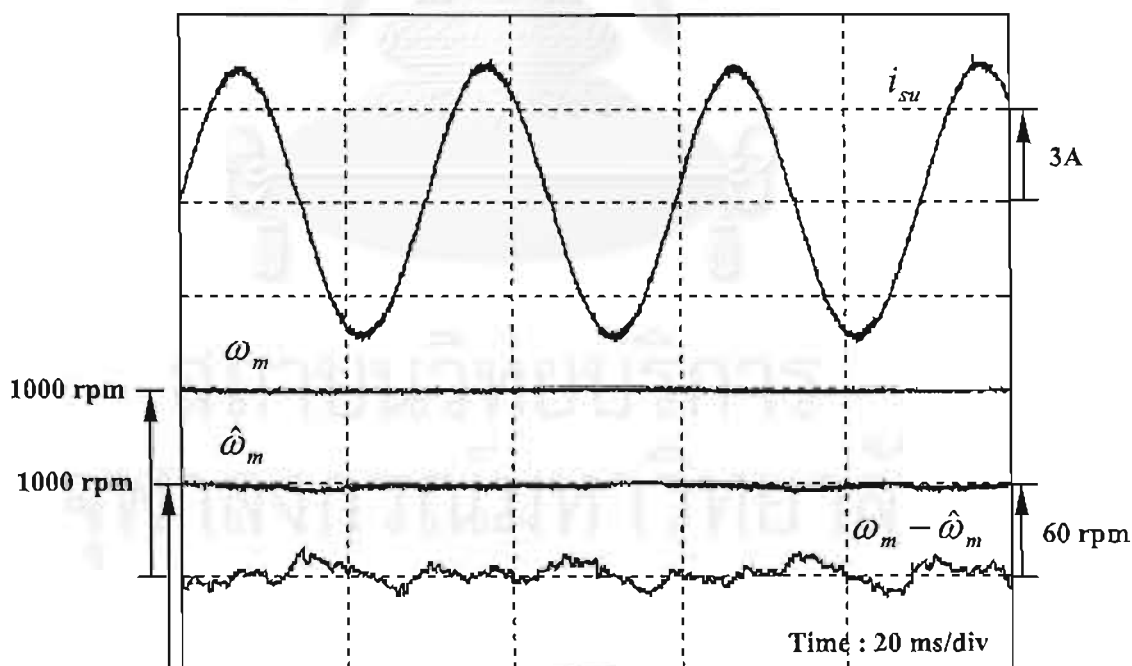
รูปที่ 5.5 ค่าความผิดพลาดของกระแสขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 ไป -1420 rpm กรณีมีการชดเชยแบบป้อนไปหน้า



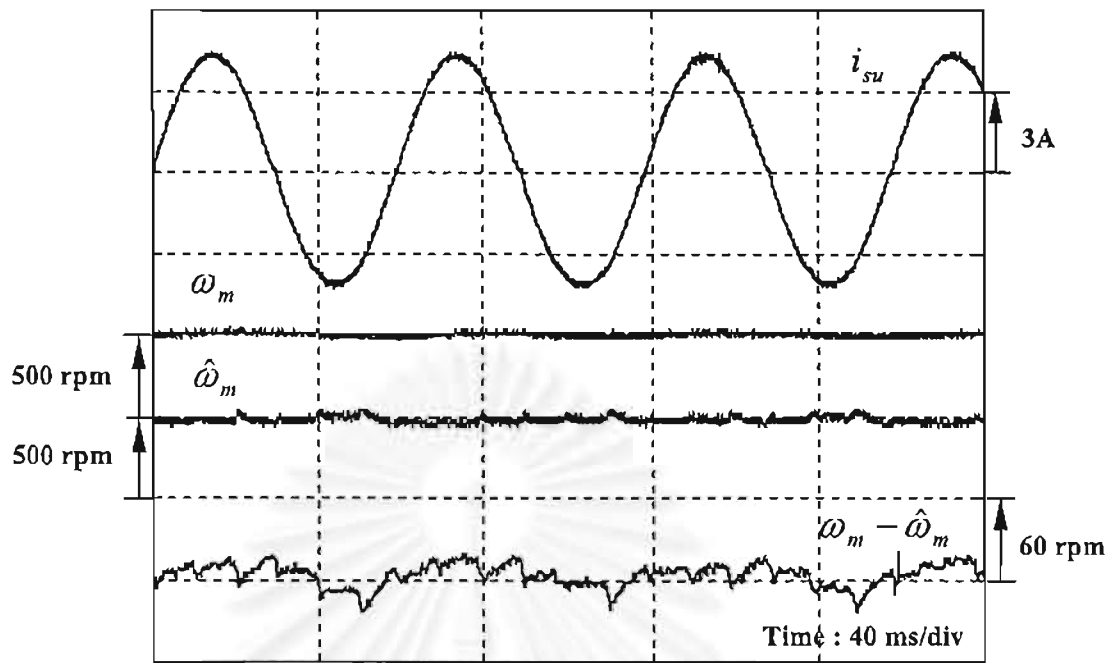
รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองในสถานะชั่วคราวของกระแสสร้างแรงบิด ( $i_{sq}$ )



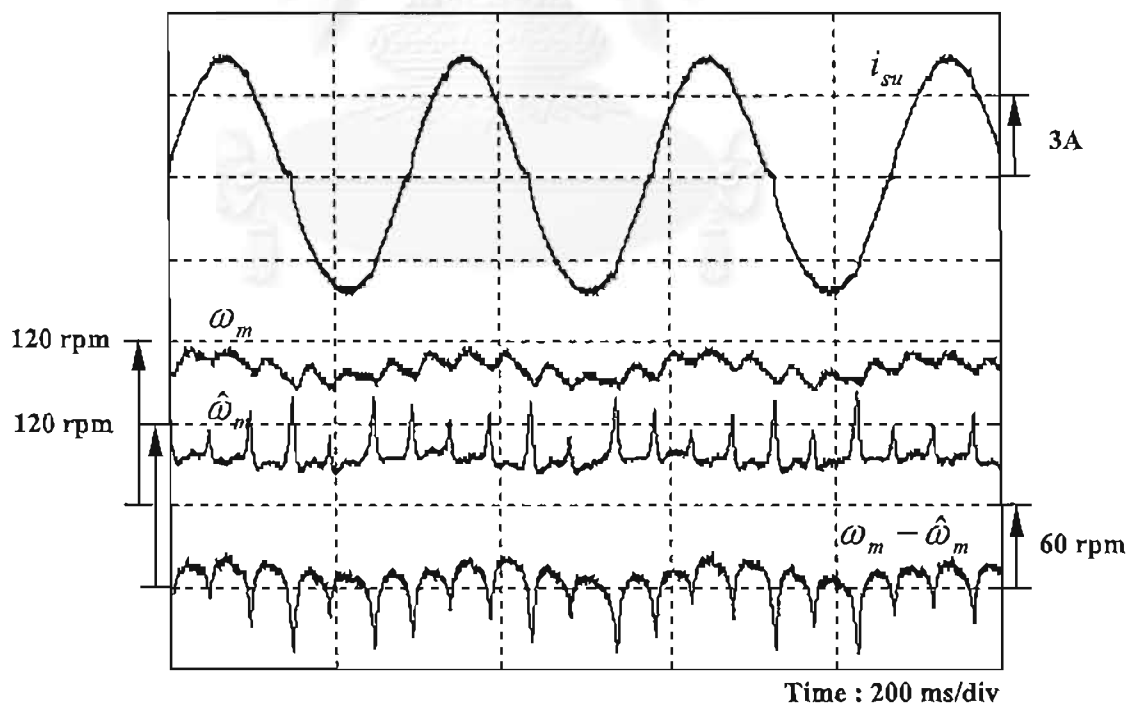
รูปที่ 5.7 ผลการทำงานในสภาวะอยู่ตัวเมื่อความเร็วคำสั่งมีค่าเท่ากับ 1500 rpm



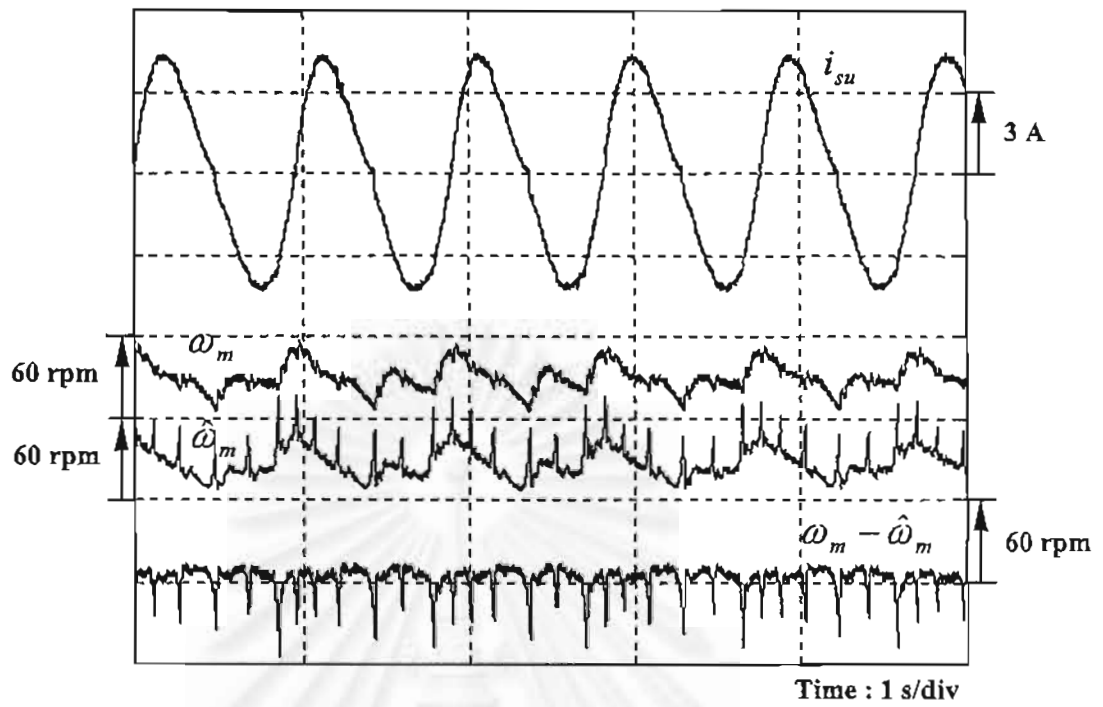
รูปที่ 5.8 ผลการทำงานในสภาวะอยู่ตัวเมื่อความเร็วคำสั่งมีค่าเท่ากับ 1000 rpm



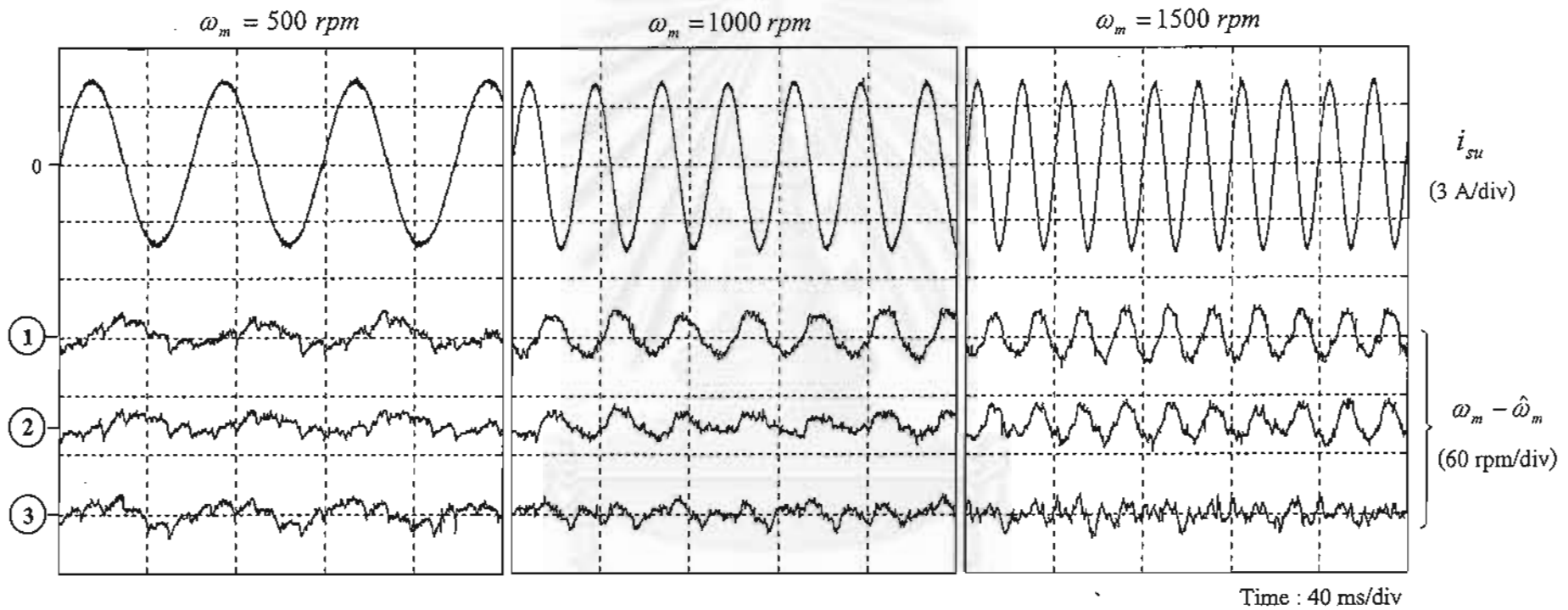
รูปที่ 5.9 ผลการทำงานในสภาวะอยู่ตัวเมื่อความเร็วคำสั่งมีค่าเท่ากับ 500 rpm



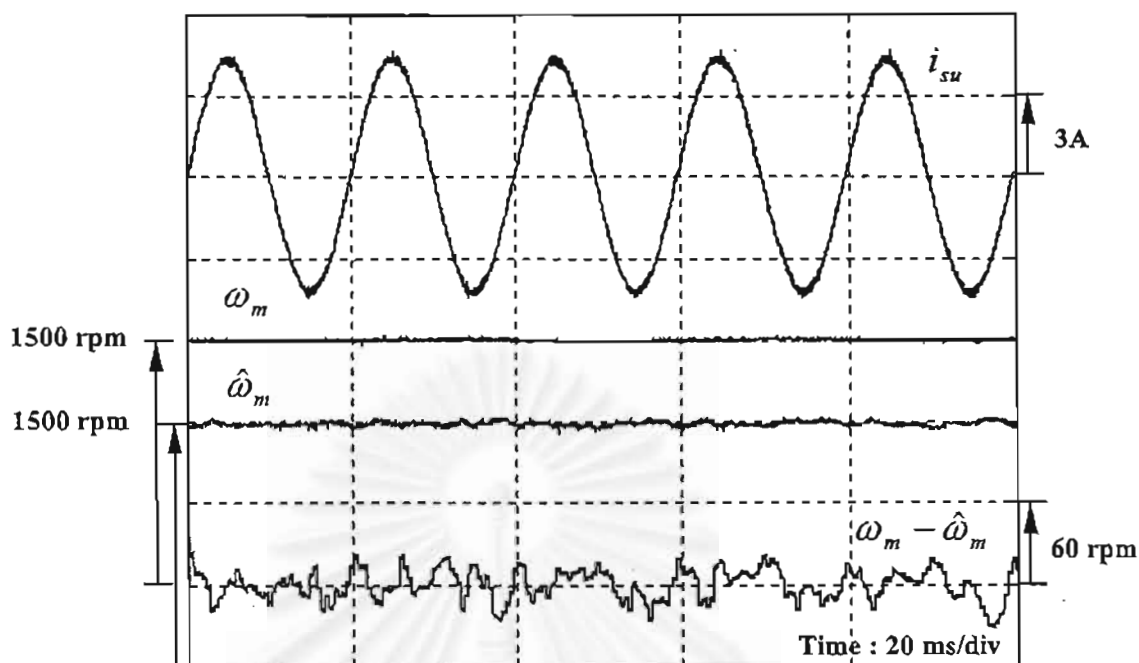
รูปที่ 5.10 ผลการทำงานในสภาวะอยู่ตัวเมื่อความเร็วคำสั่งมีค่าเท่ากับ 100 rpm



รูปที่ 5.11 ผลการทำงานในสภาวะอยู่ตัวเมื่อความเร็วคำสั่งมีค่าเท่ากับ 30 rpm

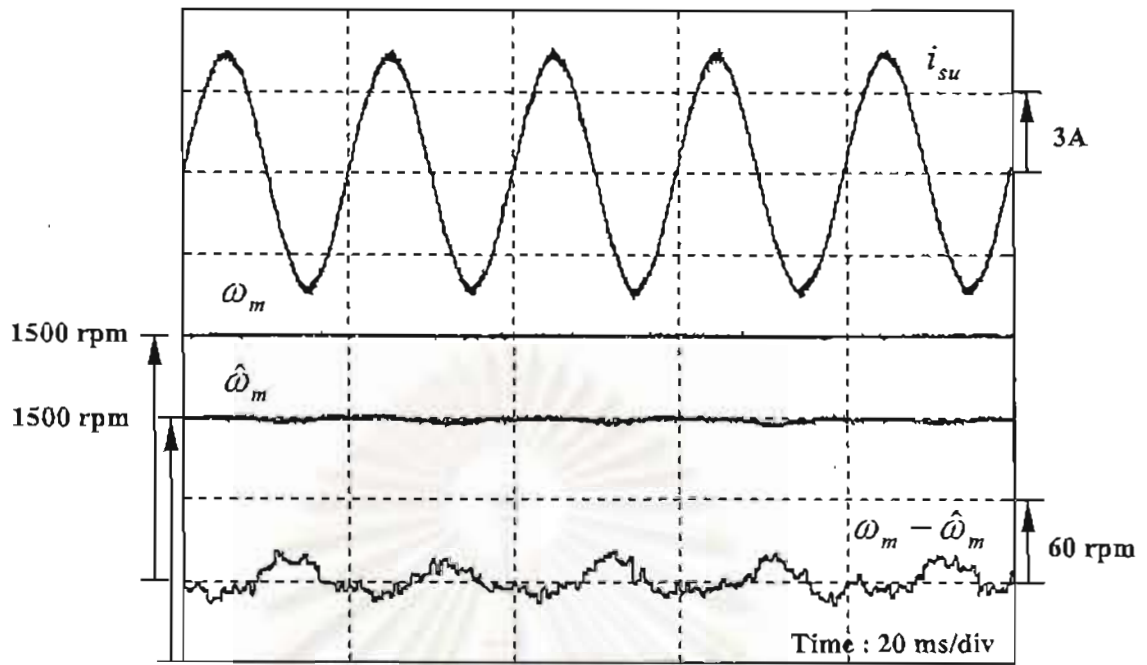


รูปที่ 5.12 การเปรียบเทียบค่าผิดพลาดของความเร็วเมื่อใช้เมตริกซ์  $\Pi$  ค่าต่างๆ ดังนี้ ①  $\Pi = 25I$ , ②  $\Pi = 50I$ , ③  $\Pi = 0.5\left(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m\right)$

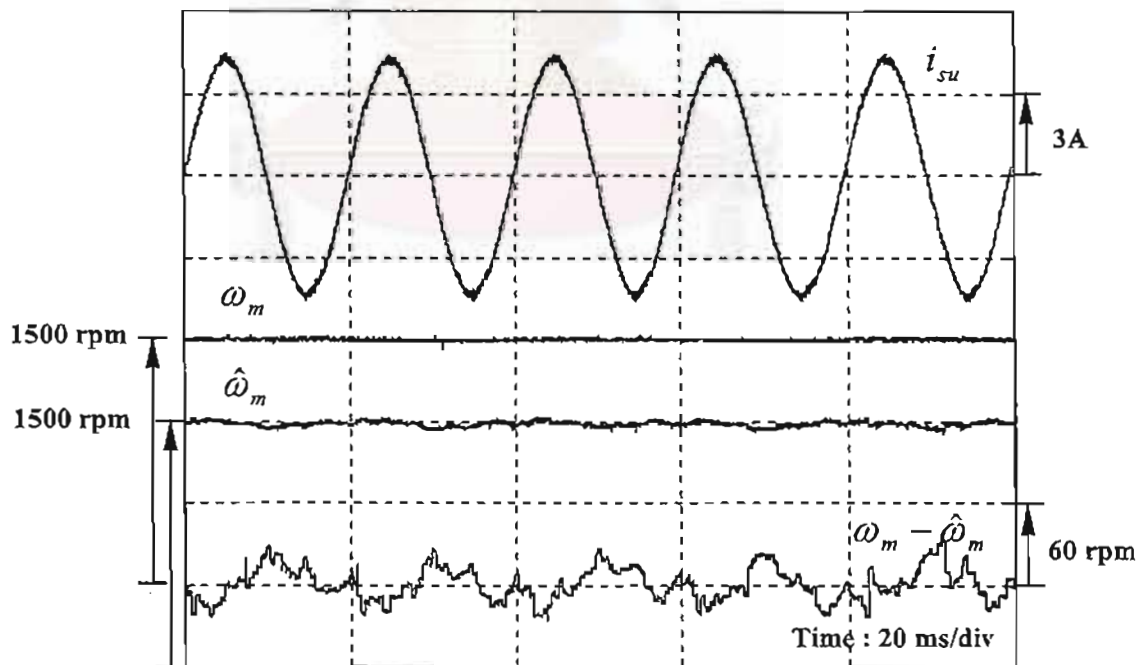


รูปที่ 5.13 ผลการทำงานในสถานะอยู่ตัวเมื่อความเร็วคำสั่งมีค่าเท่ากับ 1500 rpm เมื่อใช้อัตราขยาย

$$k_p = 4 * 91, k_i = 9100 \text{ และ } \Pi = 0.5 \left( \frac{R_r}{L_r} * I + p \hat{\omega}_m * J \right)$$

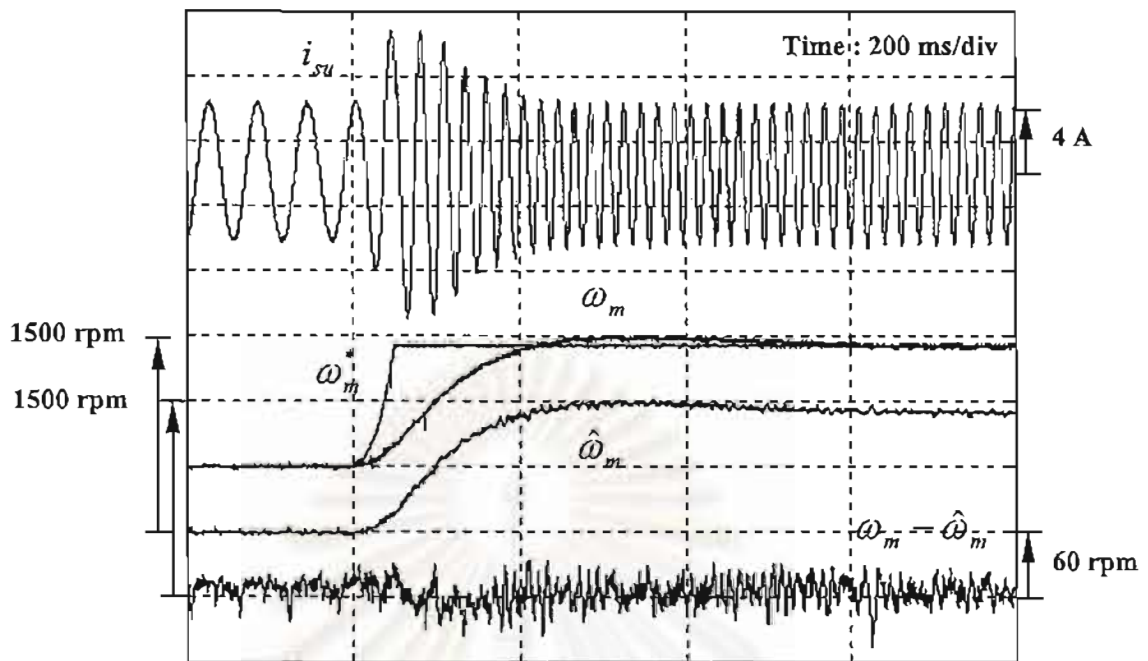


รูปที่ 5.14 ผลการทำงานในสถานะอยู่ตัวเมื่อความเร็วคำสั่งมีค่าเท่ากับ 1500 rpm เมื่อใช้อัตราขยาย  $k_p = 2 * 91$ ,  $k_i = 9100$  และ  $\Pi = 50I$

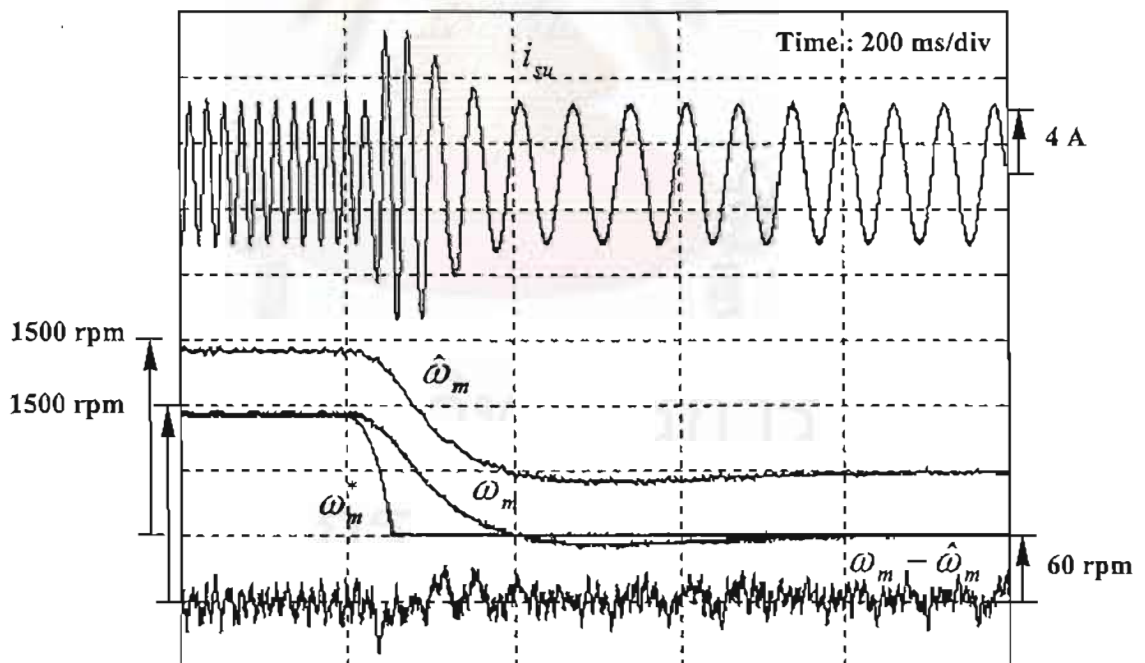


รูปที่ 5.15 ผลการทำงานในสถานะอยู่ตัวเมื่อความเร็วคำสั่งมีค่าเท่ากับ 1500 rpm เมื่อใช้อัตราขยาย  $k_p = 4 * 91$ ,  $k_i = 9100$  และ  $\Pi = 50I$

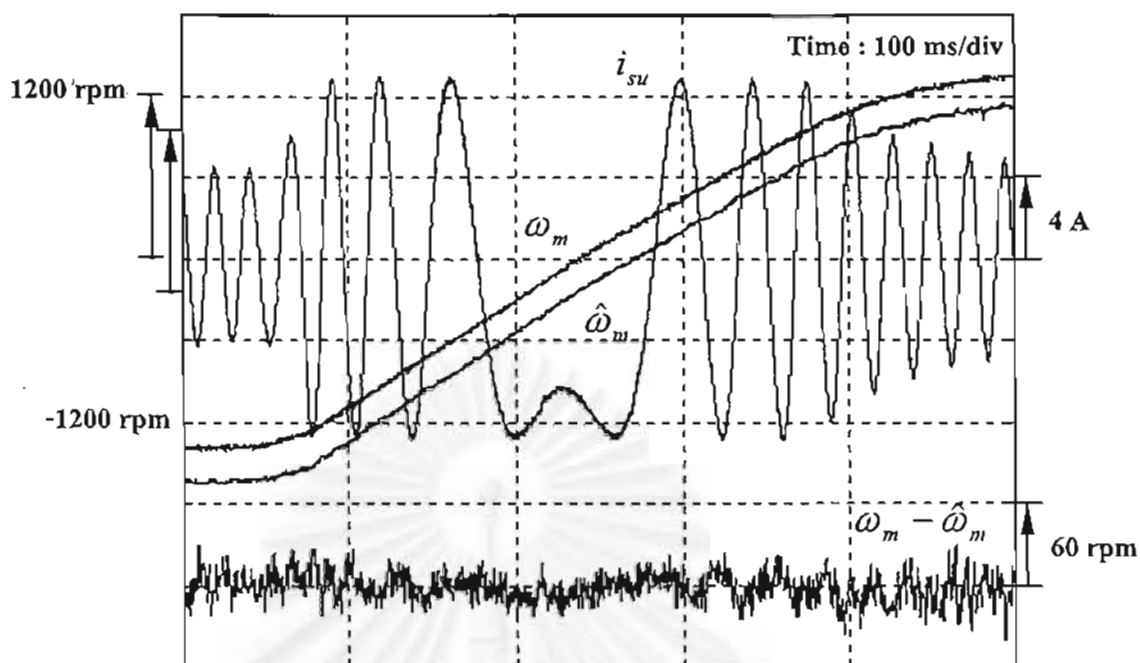




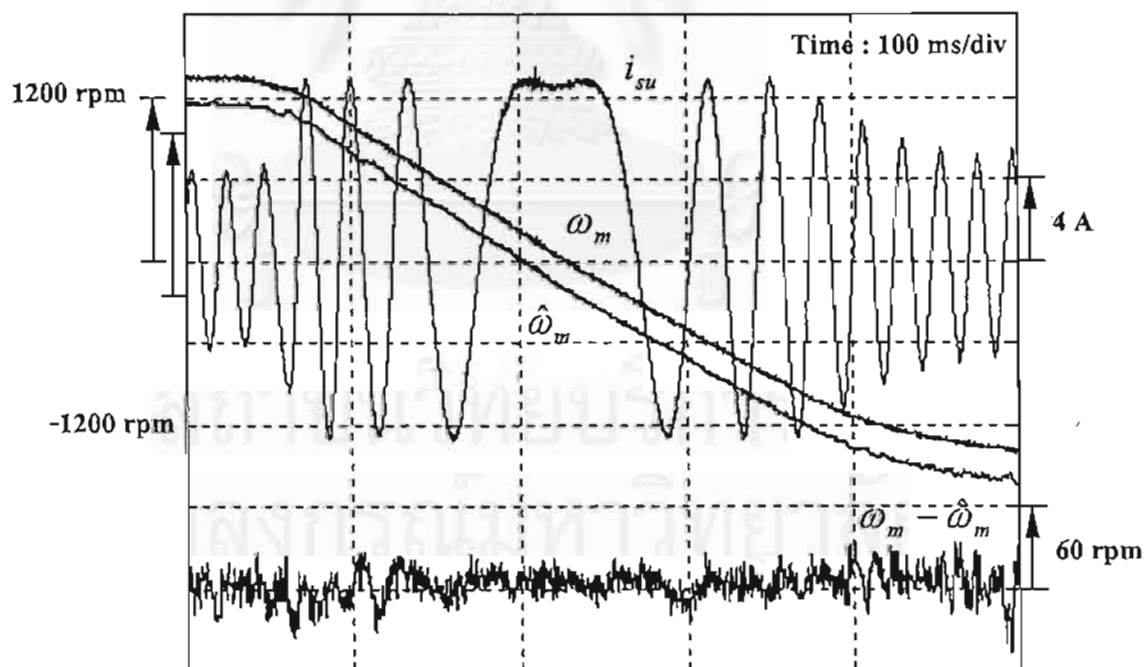
รูปที่ 5.16 ผลตอบสนองของความเร็วในสถานะชั่วครู่ขณะเร่งความเร็วมอเตอร์จาก 500 ไป 1420 rpm



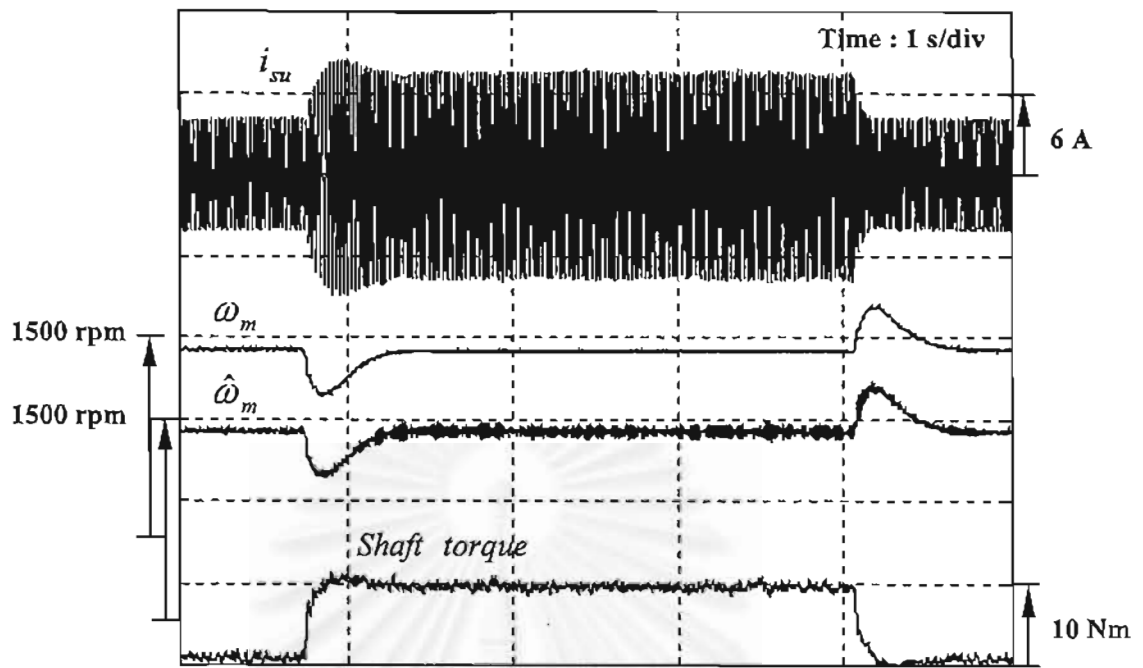
รูปที่ 5.17 ผลตอบสนองของความเร็วในสถานะชั่วครู่ขณะลดความเร็วมอเตอร์จาก 1420 ไป 500 rpm



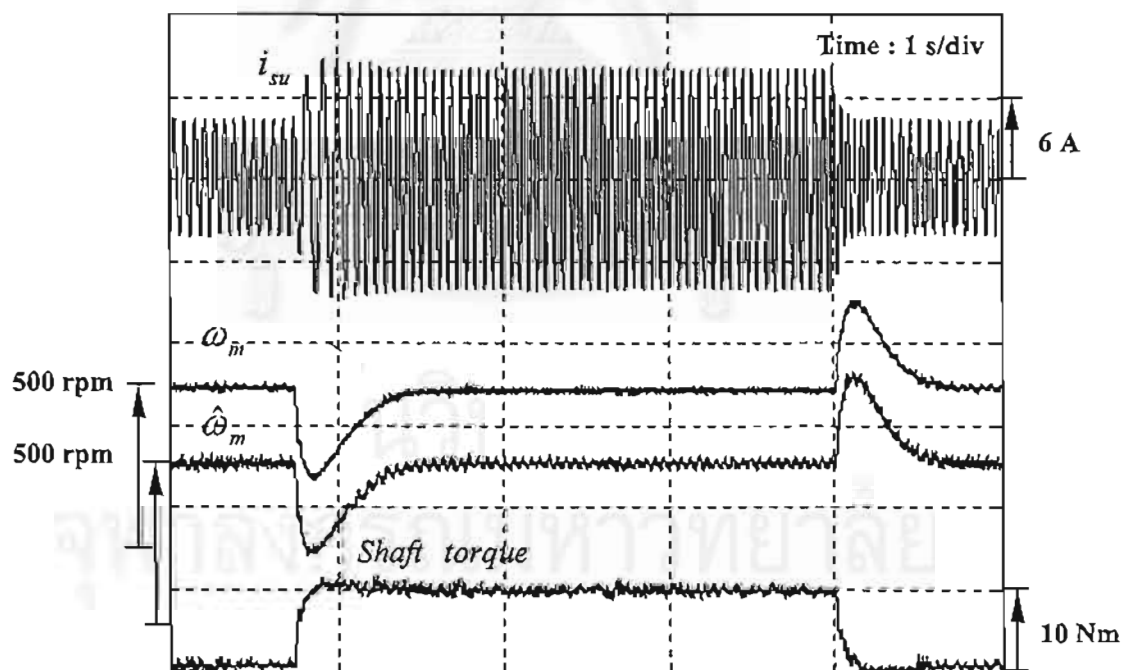
รูปที่ 5.18 ค่าความเร็วผิดพลาดขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก -1420 ไป 1420 rpm



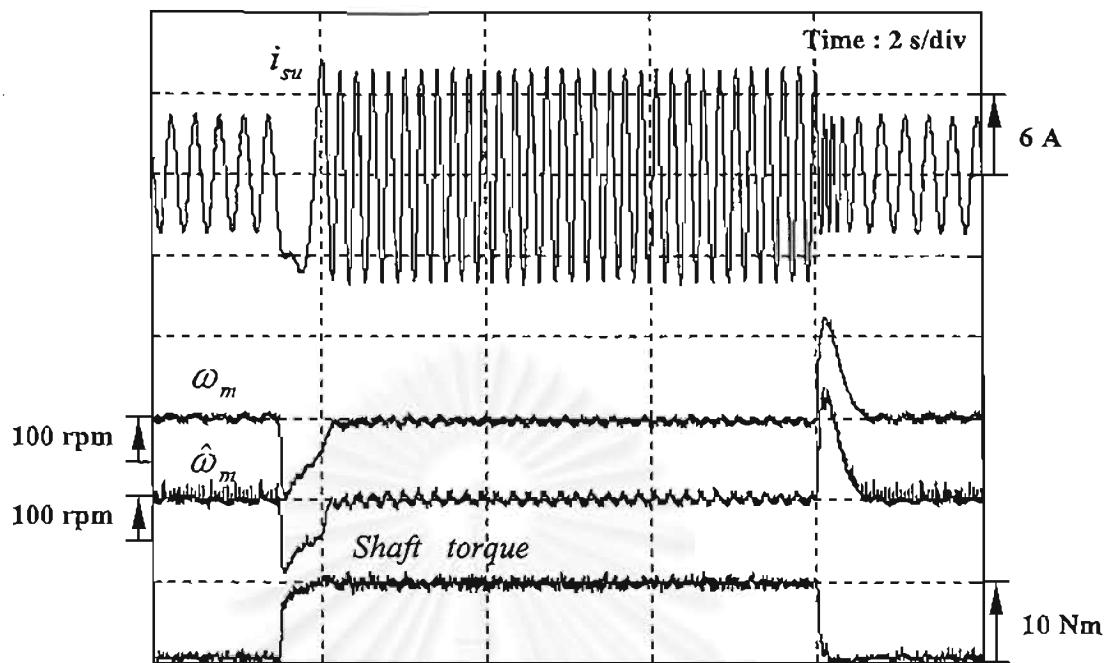
รูปที่ 5.19 ค่าความเร็วผิดพลาดขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์จาก 1420 ไป -1420 rpm



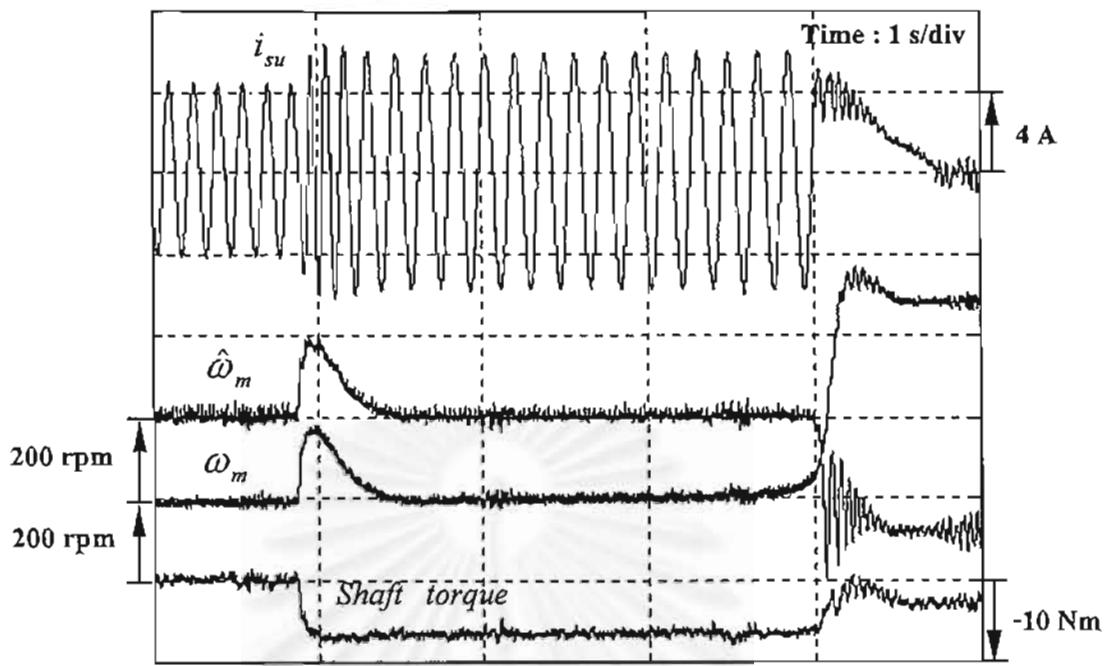
รูปที่ 5.20 ผลตอบสนองของแรงบิดขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อความเร็วของมอเตอร์เท่ากับ 1420 rpm



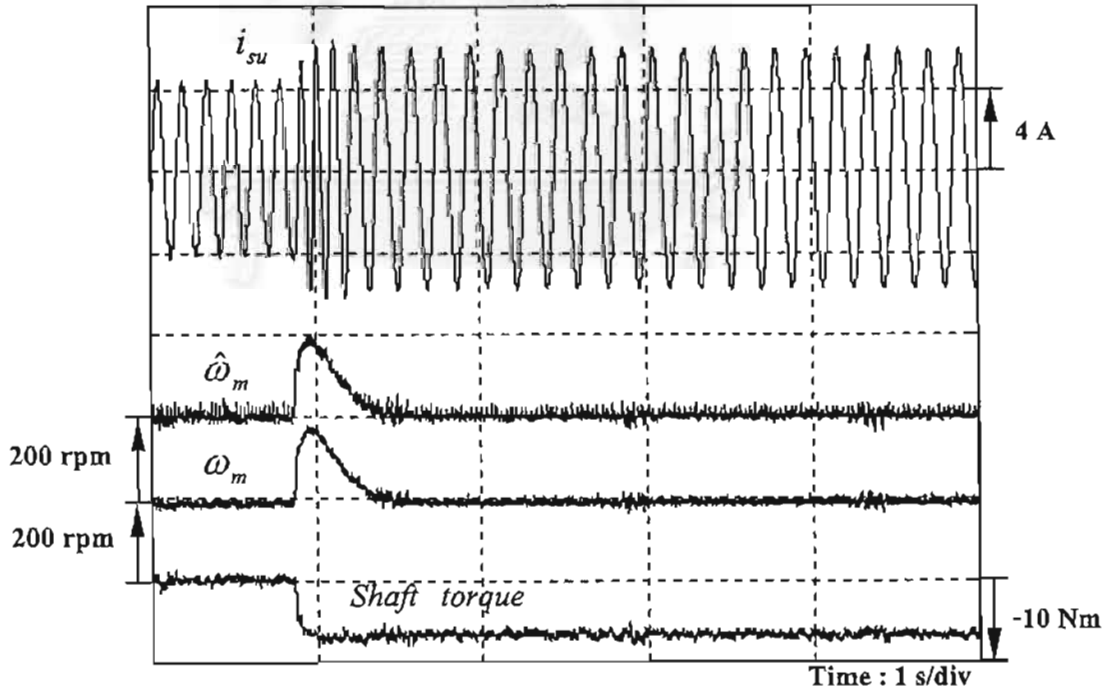
รูปที่ 5.21 ผลตอบสนองของแรงบิดขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อความเร็วของมอเตอร์เท่ากับ 500 rpm



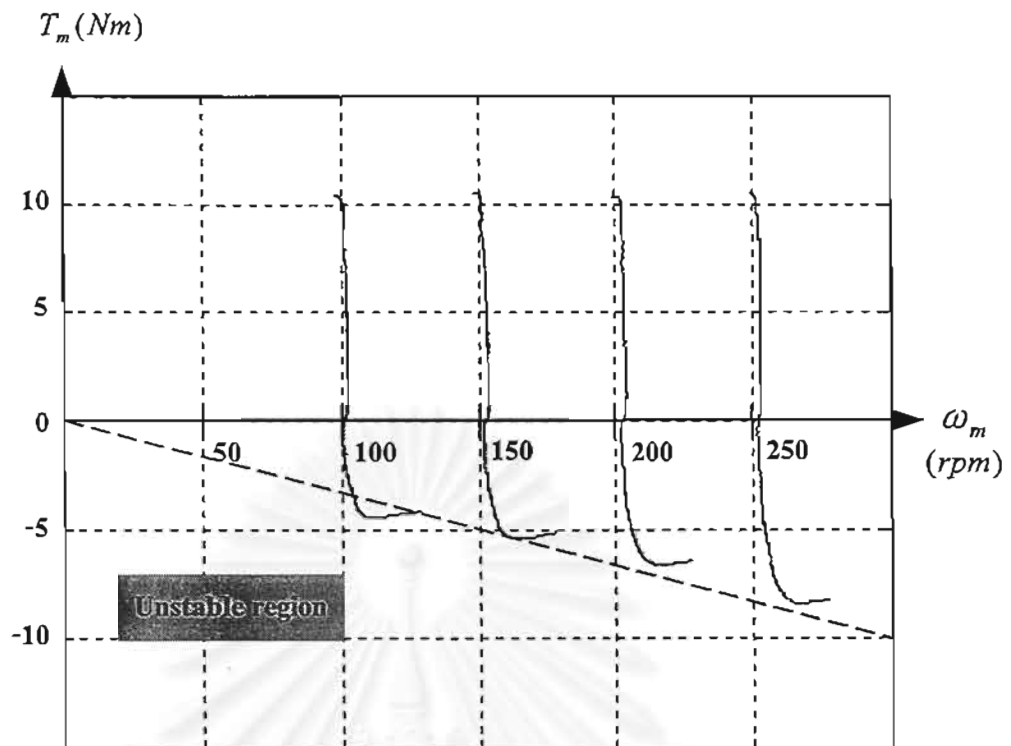
รูปที่ 5.22 ผลตอบสนองของแรงบิดขณะใส่โหลดพิกัดเมื่อความเร็วของมอเตอร์เท่ากับ 100 rpm



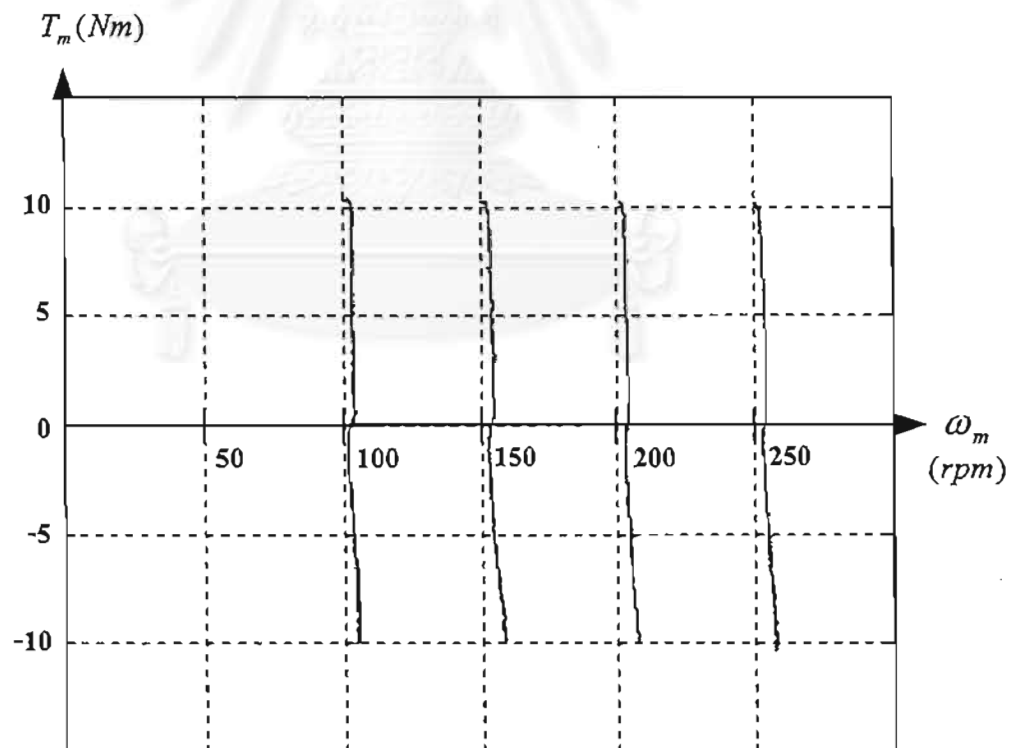
รูปที่ 5.23 ผลการขาดเสถียรภาพที่จุดทำงานวิกฤตกรณีใช้  $\Pi = \frac{4R_r}{L_r} * I$



รูปที่ 5.24 เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อใช้ค่า  $\Pi = 4(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J)$



รูปที่ 5.25 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเร็วและแรงบิดของมอเตอร์เมื่อใช้  $\Pi = \frac{4R_r}{L_r} * I$



รูปที่ 5.26 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเร็วและแรงบิดของมอเตอร์เมื่อใช้

$$\Pi = 4\left(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J\right)$$

## บทที่ 6

### บทสรุปและข้อเสนอแนะ



#### 6.1 สรุปผลการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ผู้วิจัยได้พัฒนาระบบควบคุมแวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไรเซนเซอร์วัดความเร็วสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยอาศัยหลักการของตัวสังเกตแบบปรับตัวในการประมาณค่าความเร็ว และได้ทำการศึกษาวิจัยในประเด็นที่สำคัญอันได้แก่ ปัญหาความซับซ้อนของโครงสร้างระบบโดยรวม และปัญหาทางด้านเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว ซึ่งเราสามารถสรุปผลการวิจัยได้ดังนี้

- 1) การบูรณาการระหว่างระบบควบคุมแวกเตอร์และระบบสังเกต สามารถลดความซับซ้อนของแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำในส่วนของค่าโรเตอร์ฟลักซ์และความถี่สลลิป รวมถึงส่วนการชดเชยแบบป้อนไปหน้า ทำให้ระบบโดยรวมมีโครงสร้างที่ง่ายและเหมาะสำหรับการนำไปสร้างจริง
- 2) การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วด้วยวิธี Routh-Hurwitz Criterion โดยพิจารณาความไม่เสถียรสำหรับศูนย์ (zeros) ของฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{22}(s)$  ทำให้เราทราบถึงข้อจำกัดทางด้านเสถียรภาพของระบบ ซึ่งพบว่าระบบจะขาดเสถียรภาพเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความถี่ต่ำและอยู่ในย่านเบรกแบบคืนพลังงาน (Regenerative braking) หรือ เบรกแบบปลั๊กกิ้ง (Plugging) ทั้งนี้เราสามารถแก้ไขข้อจำกัดเหล่านี้ได้โดยการนิยามฟลักซ์เทียม (Pseudo flux) ที่เหมาะสม ในที่นี้เรากำหนดให้เมตริกซ์  $\Pi = k\left(\frac{R_r}{L_r} * I + p\hat{\omega}_m * J\right) ; k > 0$  ซึ่งจะส่งผลให้ระบบประมาณค่าความเร็วมีเสถียรภาพตลอดทุกย่านการทำงานในทางทฤษฎี

นอกจากนี้ผู้วิจัยได้ทำการออกแบบอัตรายายของระบบประมาณค่าความเร็ว เพื่อให้ระบบที่พัฒนาขึ้นมีผลตอบสนองที่ใกล้เคียงกับระบบควบคุมแวกเตอร์เดิมที่ใช้เซนเซอร์วัดความเร็ว โดยในงานวิจัยเราได้คำนึงถึงผลกระทบของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตรวจจับกระแสด้วย ผลการทดสอบกับระบบจริง ได้ยืนยันถึงความถูกต้องของแนวทางการออกแบบระบบที่ได้พัฒนาขึ้น

## 6.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนา

1. จากผลทดสอบการทำงานของระบบ (ในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm) เราพบว่าที่ความถี่ต่ำ ระบบยังทำงานได้ไม่ดี เป็นผลมาจากการที่เราใช้แรงดันคำสั่งในการคำนวณค่าประมาณต่างๆ ของตัวสังเกตแทนแรงดันจริงที่จ่ายให้มอเตอร์ ทำให้เวลาประวิง (dead-time effect) มีผลต่อการประมาณค่าความเร็ว วิธีแก้ปัญหาลำหรับงานวิจัยนี้เราได้ทำการชดเชยเวลาประวิงในส่วนการสร้างสัญญาณ PWM ซึ่งสามารถกระทำได้โดยซอฟต์แวร์ในไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งให้ผลที่ดีในระดับหนึ่ง ถ้าจะให้การชดเชยดียิ่งขึ้นเราอาจจะต้องทำการตรวจจับแรงดันจริงที่จ่ายให้มอเตอร์ควบคู่ไปกับการชดเชยเวลาประวิง แต่ผลการตรวจจับจะต้องมีความแม่นยำสูง วิธีแก้ปัญหาก็วิธีหนึ่งอาศัยความเข้าใจที่ว่า แรงดันที่หายไปเนื่องจากผลของเวลาประวิงมีผลเหมือนกับแรงดันตกคร่อมความต้านทานทางสเตเตอร์ ดังนั้นถ้าระบบมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานนี้แล้วก็จะช่วยลดผลของเวลาประวิงลงได้
2. ถึงแม้ว่าการนิยามฟังก์ชันเทียมโดยการเลือกเมตริกซ์  $\Pi$  ตามที่ได้การออกแบบจะทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วมีเสถียรภาพตลอดทุกย่านการทำงานแต่ก็เป็นในทางทฤษฎี สำหรับในทางปฏิบัติแล้วถ้าค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในไมโครคอนโทรลเลอร์ไม่ตรงกับของมอเตอร์ เนื่องจากผลของอุณหภูมิหรือเหตุใดก็ตามอาจส่งผลให้ระบบขาดเสถียรภาพได้ ดังนั้นเราควรต้องพิจารณาถึงความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ด้วย โดยอาศัยเมตริกซ์  $H$  ในการป้องกันค่าความผิดพลาดซึ่งเป็นที่ต้องศึกษาต่อไป



## รายการอ้างอิง

### ภาษาไทย

- พัฒนพงษ์ แซ่เฮ็ง. อินเวอร์เตอร์ควบคุมกระแสแบบ PWM สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบเวกเตอร์. รายงานโครงการ Senior Project ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2538
- สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์, โคทม อารียา. ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำปราศจากเซนเซอร์วัดความเร็ว. รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ (ปีที่ 1) โครงการพัฒนางจรอิเล็กทรอนิกส์เพื่ออุตสาหกรรม ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ กระทรวงวิทยาศาสตร์เทคโนโลยีและสิ่งแวดล้อม, 2538.
- สุรพงษ์ สุวรรณกวิน. ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันไร้เซนเซอร์วัดความเร็วสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ. วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2539.
- โสภณ สมัยรัฐ. ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบเวกเตอร์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์. วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2538.

### ภาษาอังกฤษ

- C. Schauder. "Adaptive Speed Identification For Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers". Conf. Record of IEEE/IAS Annual Meeting 1989, pp 493-499
- D. C. Lee, S. K. Sul and M. H. Park, "Comparison of AC Current Regulators for IGBT Inverter" Proc. of PCC- Yokohama 1993, pp 206-212.
- F. Z. Peng, T. Fukao. "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.
- H. Tajima, Y. Hori. "Speed Sensor-Less Field-Orientation Control of the Induction Machine". IEEE Trans on Ind Appl., Vol 29, No. 1, 1993, pp 175-180.

- S. Sangwongwanich "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors-Stability Analysis and Realization-". Conf. Record of IPEC-Yokohama, 1995, Vol.1, pp. 310-315.
- S. Suwankawin, S. Sangwongwanich. "Stability Analysis of Speed Sensorless Vector Control System". Proc. of ICPE, 1995, pp 403-408.
- S. Tamai, H. Sugimoto, M. Yano. "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Applied Model Reference Adaptive System". Conf. Record of IEEE/IAS Annual Meeting 1985, pp. 613-620
- W. Leonhard. Control of Electric Drives. Heidelberg, Germany. Springer-Verlag Berlin, 1985.





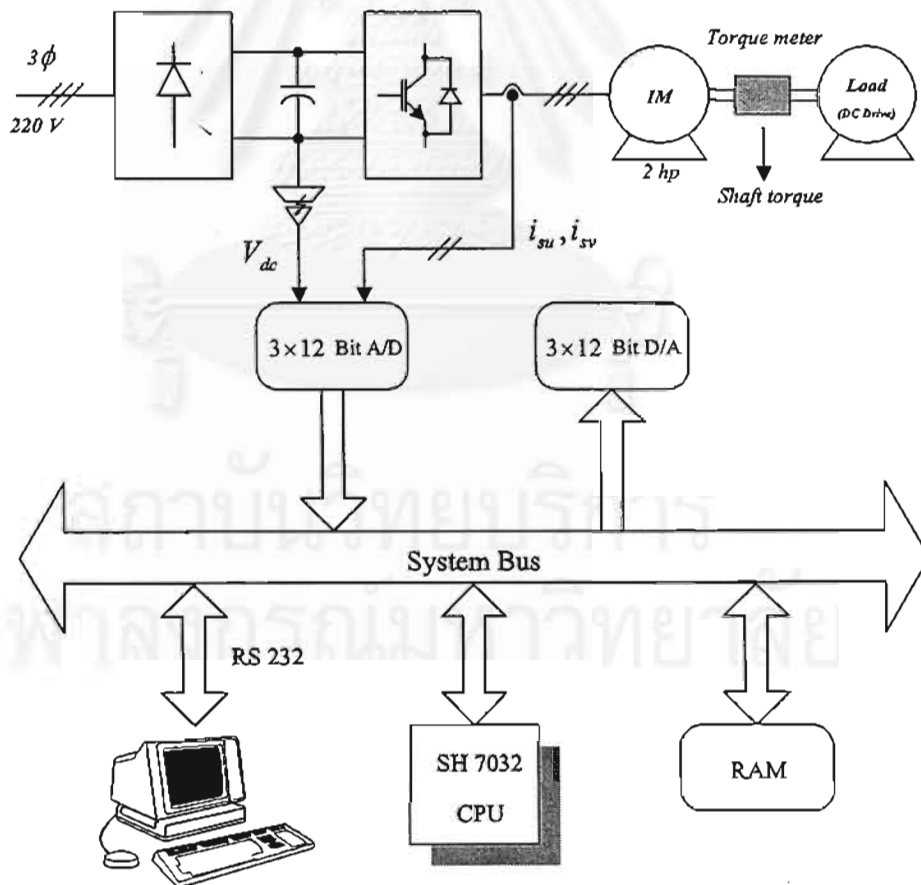
ภาคผนวก



โครงสร้างฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ของระบบ

1. ฮาร์ดแวร์ของระบบ

ในส่วนฮาร์ดแวร์ของระบบควบคุมแสดงดังรูป ก.1 เราใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ SH 7032 (32 บิต) ซึ่งจะประกอบด้วย ส่วน CPU ที่มีความถี่สัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 20 MHz, 128 Kbytes RAM, ตัวแปลงสัญญาณ A/D และ D/A ขนาด 12 บิต อย่างละ 3 ช่อง โดยเราสามารถทำการพัฒนาซอฟต์แวร์ทางคอมพิวเตอร์และถ่ายข้อมูลไปยังส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านทาง RS 232 เพื่อใช้ในการคำนวณและควบคุมมอเตอร์ตามที่ต้องการ

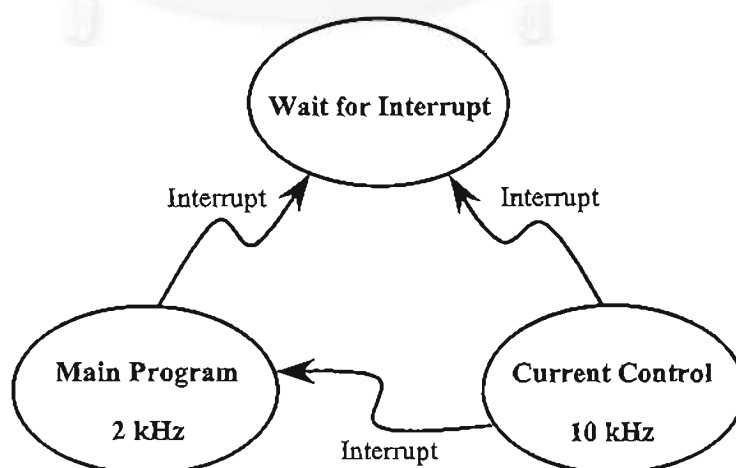


รูปที่ ก.1 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบที่ใช้ในการทดสอบ

## 2. ซอฟต์แวร์ของระบบ

จากโครงสร้างส่วนการควบคุมในรูปที่ 5.1 ไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการคำนวณกระแสสร้างแรงบิด ( $i_{sq}^*$ ) จากผลต่างระหว่างความเร็วคำสั่ง ( $\omega_m^*$ ) และความเร็วประมาณ ( $\hat{\omega}_m$ ) ผ่านตัวควบคุม PI ที่มีการจำกัดขนาดของสัญญาณออกไว้เพื่อไม่ให้กระแสมีค่าเกินพิกัด กระแส  $i_{sq}^*$  ที่คำนวณได้และกระแสสร้างฟลักซ์ ( $i_{rd}^*$ ) ที่กำหนดให้มีค่าคงตัวที่พิกัดจะถูกส่งไปยังส่วนบูรณาการระหว่างระบบควบคุมเวกเตอร์และระบบสังเกตุ ซึ่งจะประมาณค่าความเร็วของมอเตอร์จากค่าความผิดพลาดของฟลักซ์เทียบ (Output error) เพื่อใช้ในการควบคุมวงรอบปิดค่านอก และทำการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุม PI บนแกนหมุนที่มีการชดเชยแบบป้อนไปหน้า แรงดันคำสั่งที่ได้จะใช้ในการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์

เนื่องจากระบบที่พัฒนาขึ้นมีลักษณะการควบคุมเป็นแบบต่อทอดเนื่อง (Cascade) โดยมีการควบคุมกระแสเป็นวงรอบในซึ่งจะต้องมีผลตอบสนองที่ไวกว่าการควบคุมความเร็วที่อยู่วงรอบนอก ดังนั้นเราจึงทำการแยกซอฟต์แวร์ในส่วนการควบคุมกระแสและสร้างสัญญาณ PWM ออกจากซอฟต์แวร์หลัก โดยให้มีความถี่การสวิตซ์เท่ากับ 10 kHz ส่วนซอฟต์แวร์หลักเราให้เท่ากับ 2 kHz ทั้งนี้นอกจากจะช่วยให้ส่วนการควบคุมกระแสมีผลตอบสนองที่ไวขึ้นแล้ว ยังทำให้ระลอกของกระแสเนื่องจากความถี่การสวิตซ์มีขนาดลดลงและปราศจากเสียงรบกวนขณะที่มีมอเตอร์ทำงาน รูปที่ ก.2 แสดงไคอะแกรมสถานะของระบบและการเรียกใช้อินเทอร์พต์ โดยทิศของลูกศรแสดงถึงความสามารถในการเรียกใช้อินเทอร์พต์



รูปที่ ก.2 ไคอะแกรมสถานะและการเรียกใช้อินเทอร์พต์

ในที่นี้เราจะกำหนดให้โปรแกรมในส่วนการควบคุมกระแสมีความสำคัญ (Priority) สูงกว่าตัวโปรแกรมหลัก หมายความว่าถ้าส่วนการควบคุมกระแสเรียกขออินเทอร์พต์ ไม่ว่าจะโปรแกรมหลักจะทำงานอยู่หรือไม่ โปรแกรมส่วนการควบคุมกระแสจะสามารถเรียกใช้บริการอินเทอร์พต์ได้และเมื่อทำงานเสร็จก็จะกลับไปทำงานเดิมต่อ ในทางกลับกันถ้าโปรแกรมในส่วนการควบคุมกระแสทำงานอยู่ โปรแกรมหลักจะไม่สามารถเรียกใช้บริการอินเทอร์พต์ได้จนกว่าโปรแกรมควบคุมกระแสจะทำงานเสร็จ และเมื่อระบบทำงานในส่วนของโปรแกรมหลักและส่วนการควบคุมกระแสเสร็จแล้ว โปรแกรมจะไปอยู่ที่สถานะคอยการอินเทอร์พต์ต่อไป ซอฟต์แวร์ทั้งหมดสามารถเขียนแสดงด้วย PDL (Program Development Language) และไดอะแกรมเวลาดังรูปที่ ก.3 และ ก.4

### ซอฟต์แวร์ในส่วน โปรแกรมหลัก

ซอฟต์แวร์โมดูลนี้จะใช้การอินเทอร์พต์ทุกๆ 500 ไมโครวินาที และโปรแกรมในการบริการอินเทอร์พต์จะใช้เวลาทั้งหมดประมาณ 53 ไมโครวินาที

\*\*\*\*\*

#### Main Program of A Current-Controlled 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

Receive  $i_{sd}, i_{sq}$  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 ( $\hat{\omega}_m$ )

Feedforward-decoupling compensation

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

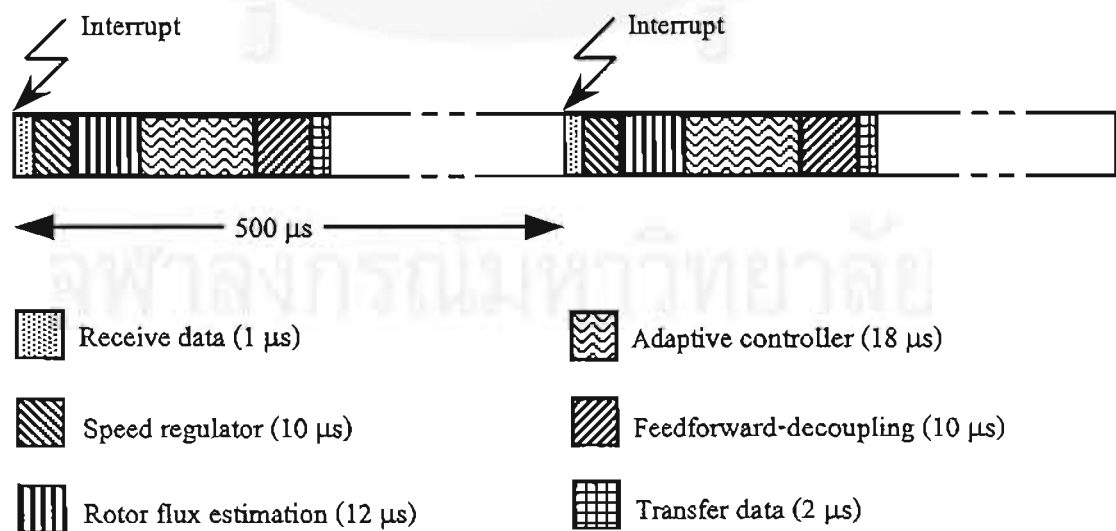
Interrupt exception 2

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

Return Interrupt

End of Main Program

\*\*\*\*\*



รูปที่ ก.3 ไคอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์โปรแกรมหลัก

### ซอฟต์แวร์ในส่วนการควบคุมกระแส

ซอฟต์แวร์โมดูลนี้จะใช้การอินเทอร์พด์ทุกๆ 100 ไมโครวินาที และใช้เวลาในการบริการอินเทอร์พด์ทั้งหมดประมาณ 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  $v_{sa}^*, v_{s\beta}^*$

Read DC bus voltage

Input  $V_{dc}$  from A/D

Generate PWM signal

Find sector of voltage command

Compensate deadtime effect

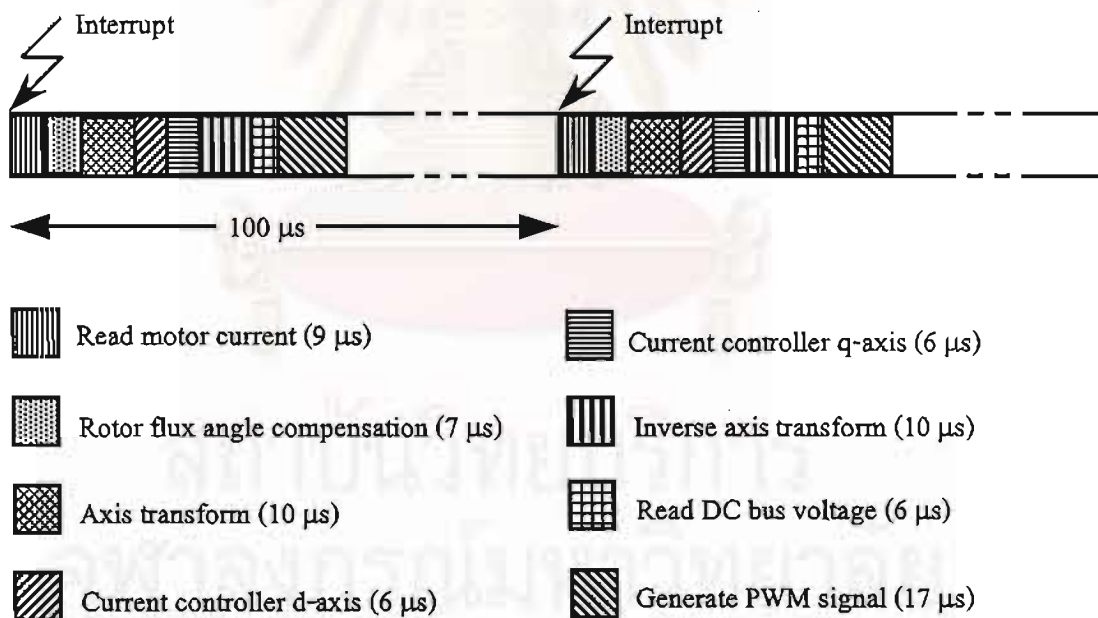
Calculate timing of switching pattern

Return all registers from stack

**Return Interrupt**

**End of CCI**

\*\*\*\*\*



รูปที่ ก.4 ไคอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์ส่วนการควบคุมกระแส

## ภาคผนวก ข

### ระบบสังเกตแบบปรับตัวบนแกนหมุน

จากสมการของตัวสังเกตแบบปรับตัวบนแกนนิ่ง (3.4), (3.5) และ (3.9) ในบทที่ 3

$$s\hat{\lambda}_r = A_{21}i_s + \hat{A}_{22}\hat{\lambda}_r - H(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) \quad (\text{ข.1})$$

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

$$\hat{\omega}_m = -(k_p + k_i \int dt) * (pJ\hat{\lambda}_r)^T * (\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) \quad (\text{ข.3})$$

เราจะย้ายตัวสังเกตแบบปรับตัวไปแสดงบนแกนหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์ โดยอาศัยเมตริกซ์  $T$  ในการแปลงแกนอ้างอิงจากแกนนิ่งไปเป็นแกนหมุน สำหรับการประมาณค่าขนาดและตำแหน่งของโรเตอร์ฟลักซ์ เราจะคูณสมการ (ข.1) ด้วยเมตริกซ์  $T$  จะได้ว่า

$$Ts\hat{\lambda}_r = A_{21}Ti_s + \hat{A}_{22}T\hat{\lambda}_r - HT(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) \quad (\text{ข.4})$$

และอาศัยความสัมพันธ์ในสมการ (ข.5) ที่ว่า

$$\begin{aligned} Ts\hat{\lambda}_r &= sT\hat{\lambda}_r + \hat{\omega}_{mR}JT\hat{\lambda}_r \\ T\hat{\lambda}_r &= \begin{bmatrix} \hat{M}i_{mR} \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{ข.5})$$

แทนค่าสมการ (ข.5) ลงในสมการ (ข.4) โดยพิจารณาองค์ประกอบในแต่ละแกน (d-q) จะได้สมการ (ข.6) และ (ข.7)

*Slip / Rotor flux Estimation :*

$$\frac{d\hat{i}_{mR}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (i_{sd} - \hat{i}_{mR}) - \frac{1}{M} (h_1 e_d - h_2 e_q) \quad (\text{ข.6})$$

$$\hat{\omega}_{mR} = p\hat{\omega}_m + \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{\hat{i}_{mR}} - \frac{1}{\hat{M}i_{mR}} (h_2 e_d + h_1 e_q) \quad (\text{ข.7})$$

ในการคำนวณค่าความผิดพลาดด้านออกบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ เพื่อใช้ในการประมาณค่าความเร็วของมอเตอร์ ขั้นแรกเราจะนำสมการประมาณค่าฟลักซ์เทียม (ข.2) ลบด้วยสมการหาค่าฟลักซ์เทียมที่ได้จากการนิยามตามสมการ (3.3) ในบทที่ 3

$$(sI + \Pi)\lambda'_r = \frac{L_r}{M}(v_s - R_s i_s - \sigma L_s s i_s) \quad (\text{ข.8})$$

จะได้ว่า

$$(sI + \Pi)(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) = A_{21}i_s + \hat{A}_{22}\hat{\lambda}'_r - \frac{L_r}{M}(v_s - R_s i_s - \sigma L_s s i_s) \quad (\text{ข.9})$$

จากนั้นเราคูณสมการ (ข.9) ด้วยเมตริกซ์  $T$  จะได้

$$Ts(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) + \Pi T(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) = A_{21}Ti_s + \hat{A}_{22}T\hat{\lambda}'_r - \frac{L_r}{M}(Tv_s - R_s Ti_s - \sigma L_s Tsi_s) \quad (\text{ข.10})$$

และอาศัยความสัมพันธ์ในสมการ (ข.11) ที่ว่า

$$\begin{aligned} Ts(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) &= sT(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) + \hat{\omega}_{mR}JT(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) \\ Tsi_s &= sTi_s + \hat{\omega}_{mR}JTi_s \\ T(\hat{\lambda}'_r - \lambda'_r) &= \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}, \quad Ti_s = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}, \quad Tv_s = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{ข.11})$$

แทนค่าสมการ (ข.5) และ (ข.11) ลงในสมการ (ข.10) ประกอบกับการจัดรูปโดยอาศัยสมการ (ข.7) จะได้ว่า

*Output error Calculation :*

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \alpha & -(\beta + \hat{\omega}_{mR}) \\ (\beta - h_2 + \hat{\omega}_{mR}) & (\alpha - h_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} + \varepsilon \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \frac{L_r}{M} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{ข.12})$$

$$u_{sd} = [v_{sd} - R_s i_{sd} - R_r \frac{M^2}{L_r^2} (i_{sd} - \hat{i}_{mR}) + \sigma L_s \hat{\omega}_{mR} i_{sq}] \quad (\text{ข.13})$$

$$u_{sq} = [v_{sq} - R_s i_{sq} + \hat{\omega}_{mR} \frac{M^2}{L_r} (i_{sd} - \hat{i}_{mR}) - L_s \hat{\omega}_{mR} i_{sd}] \quad (\text{ข.14})$$

โดยที่  $e = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}$  เป็นค่าความผิดพลาดด้านออกบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์

ในการประมาณค่าความเร็วมอเตอร์บนแกนหมุน เราจะอาศัยข้อมูลของค่าความผิดพลาดด้านออก และสัญญาณรีเฟรชเซอร์ที่อ้างอิงบนแกนหมุนด้วย โดยอาศัยคุณสมบัติของเมตริกซ์  $T$  ที่ว่า  $T^{-1} = T^T$  ดังนั้น

$$w^T e = w^T T^{-1} T e = w^T T^T T e = (Tw)^T (Te) \quad (\text{ข.15})$$

โดยที่  $w = pJ\hat{\lambda}_r$  และอาศัยความสัมพันธ์ที่ว่า  $Tw = \begin{bmatrix} 0 \\ pM\hat{i}_{mR} \end{bmatrix}$

เพราะฉะนั้นเราสามารถแสดงสมการที่ใช้ในการประมาณค่าความเร็วได้ใหม่ คือ

*Speed estimation :*

$$\hat{\omega}_m = -(k_p + k_i \int dt) * pM\hat{i}_{mR}e_g \quad (\text{ข.16})$$



ภาคผนวก ค

การหาฟังก์ชันโอนย้าย  $G'_{21}(s)$ ,  $G'_{22}(s)$ ,  $D'_{21}(s)$  และ  $D'_{22}(s)$

จากฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  บนแกนนิ่ง ในสมการที่ (4.2) ของบทที่ 4

$$G(s) = s[s^2I + s(xI + yJ) + mI + nJ]^{-1} \quad (\text{ค.1})$$

เพื่อวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนหมุน เราสามารถคำนวณหาฟังก์ชันโอนย้าย  $G(s)$  บนแกนหมุนได้ดังนี้ (กิติพจน์ สิริเลิศพิศาล, 2539) คือ

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

เพราะฉะนั้นเราจะได้ว่า

$$G'_{21}(s) = \frac{\hat{\omega}_{mR}(s^2 - \hat{\omega}_{mR}^2 + sx - \hat{\omega}_{mR}y + m) - s(s\hat{\omega}_{mR} + \hat{\omega}_{mR}s + sy + \hat{\omega}_{mR}x + n)}{(s^2 + sx - \hat{\omega}_{mR}^2 - \hat{\omega}_{mR}y + m)^2 + (s\hat{\omega}_{mR} + \hat{\omega}_{mR}s + sy + \hat{\omega}_{mR}x + n)^2} \quad (ค.3)$$

$$G'_{22}(s) = \frac{\hat{\omega}_{mR}(s\hat{\omega}_{mR} + \hat{\omega}_{mR}s + sy + \hat{\omega}_{mR}x + n) + s(s^2 - \hat{\omega}_{mR}^2 + sx - \hat{\omega}_{mR}y + m)}{(s^2 + sx - \hat{\omega}_{mR}^2 - \hat{\omega}_{mR}y + m)^2 + (s\hat{\omega}_{mR} + \hat{\omega}_{mR}s + sy + \hat{\omega}_{mR}x + n)^2} \quad (ค.4)$$

จากสมการที่ (4.4) – (4.6) เราพบว่า  $m, n$  และ  $y$  จะขึ้นอยู่กับ  $p\omega_m$  ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามเวลา ดังนั้นเราสามารถแสดงความสัมพันธ์ในทำนองเดียวกันกับ  $s\hat{\omega}_{mR} = \hat{\omega}_{mR}s + (s\hat{\omega}_{mR})$  ได้โดยที่  $(s\hat{\omega}_{mR})$  คืออัตราการเปลี่ยนแปลงของความถี่ทำงาน และในกรณีที่จุดทำงานเปลี่ยนแปลงช้าและละเลยพจน์  $(s\hat{\omega}_{mR}) \approx (sm) \approx (sn) \approx (sy) \approx 0$  ได้เมื่อเทียบกับพจน์อื่นจะได้ว่า

$$G'_{21}(s) = -\left[ \frac{(\hat{\omega}_{mR} + y)s^2 + ns + \hat{\omega}_{mR}(\hat{\omega}_{mR}^2 + \hat{\omega}_{mR}y - m)}{(s^2 + xs - \hat{\omega}_{mR}^2 - \hat{\omega}_{mR}y + m)^2 + ((2\hat{\omega}_{mR} + y)s + \hat{\omega}_{mR}x + n)^2} \right] \quad (ค.5)$$

$$G'_{22}(s) = \left[ \frac{s^3 + xs^2 + (\hat{\omega}_{mR}^2 + m)s + \hat{\omega}_{mR}^2x + \hat{\omega}_{mR}n}{(s^2 + xs - \hat{\omega}_{mR}^2 - \hat{\omega}_{mR}y + m)^2 + ((2\hat{\omega}_{mR} + y)s + \hat{\omega}_{mR}x + n)^2} \right] \quad (ค.6)$$

ในทำนองเดียวกันจากฟังก์ชันโอนย้าย  $D(s)$  บนแกนนิ่ง ในสมการที่ (4.2) ของบทที่ 4

$$D(s) = \varepsilon \left( s + \frac{R_s}{\sigma L_s} \right) (sI + \Pi)^{-1} \quad (ค.7)$$

เราสามารถคำนวณหาฟังก์ชันโอนย้าย  $D(s)$  บนแกนหมุนได้ดังนี้

$$\begin{aligned} D'(s) &= TD(s)T^{-1} = D(s') \Big|_{s'=s+j\hat{\omega}_{mR}} \\ &= \begin{bmatrix} D'_{11}(s) & D'_{12}(s) \\ D'_{21}(s) & D'_{22}(s) \end{bmatrix} \\ &= \varepsilon \left[ \left( s + \frac{R_s}{\sigma L_s} \right) I + \hat{\omega}_{mR} J \right] * [sI + \hat{\omega}_{mR} J + \Pi]^{-1} \\ &= \frac{\varepsilon}{(s + \alpha)^2 + (\hat{\omega}_{mR} + \beta)^2} * \begin{bmatrix} s + \frac{R_s}{\sigma L_s} & -\hat{\omega}_{mR} \\ \hat{\omega}_{mR} & s + \frac{R_s}{\sigma L_s} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} s + \alpha & \hat{\omega}_{mR} + \beta \\ -(\hat{\omega}_{mR} + \beta) & s + \alpha \end{bmatrix} \quad (ค.8) \end{aligned}$$

ดังนั้นเราสามารถคำนวณหาฟังก์ชันโอนย้าย  $D'_{21}(s)$  และ  $D'_{22}(s)$  ได้ดังสมการ (ค.9) และ (ค.10)

$$D'_{21}(s) = -\varepsilon \left[ \frac{\beta s + \frac{R_s}{\sigma L_s} (\hat{\omega}_{mR} + \beta) - \hat{\omega}_{mR} \alpha}{(s + \alpha)^2 + (\hat{\omega}_{mR} + \beta)^2} \right] \quad (\text{ค.9})$$

$$D'_{22}(s) = \varepsilon \left[ \frac{s^2 + (\alpha + \frac{R_s}{\sigma L_s})s + \alpha \frac{R_s}{\sigma L_s} + \hat{\omega}_{mR} (\hat{\omega}_{mR} + \beta)}{(s + \alpha)^2 + (\hat{\omega}_{mR} + \beta)^2} \right] \quad (\text{ค.10})$$



### ประวัติผู้เขียน

นายชูเกียรติ นิธิโยธาน เกิดเมื่อวันที่ 9 ธันวาคม พ.ศ. 2518 ที่อำเภอบางรัก จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (ไฟฟ้ากำลัง) จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ปีการศึกษา 2539 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2540

