

ระบบควบคุมแวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่อาศัยการประมาณ
ค่าความเร็วจากแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำ



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2542

ISBN 974-334-210-9

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

I 19 253 497

1 2 พ.ย. 2546

**A SPEED-SENSORLESS VECTOR CONTROL SYSTEM WITH
SPEED ESTIMATION BASED ON INDUCED VOLTAGE**

Mr. Utain Nittayatareekul



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

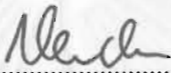
Faculty of Engineering
Chulalongkorn University

Academic Year 1999

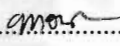
ISBN 947-334-210-9

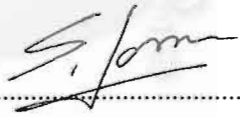
หัวข้อวิทยานิพนธ์ : ระบบควบคุมมอเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่อาศัยการประมาณค่า
ความเร็วจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ
โดย : นายอุเทน นิตยชาธิกุล
ภาควิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา : อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์


คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับเป็นส่วน
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโทบัณฑิต

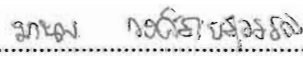

..... คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร.สมศักดิ์ ปัญญาแก้ว)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์


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


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


..... กรรมการ
(อาจารย์ เจิตกุล โสภานิตย์)


..... กรรมการ
(อาจารย์ ดร. มานพ วงศ์สายสุวรรณ)

อุเทน นิตยารีกุล : ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่อาศัยการประมาณค่าความเร็วจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ (A SPEED-SENSORLESS VECTOR CONTROL SYSTEM WITH SPEED ESTIMATION BASED ON INDUCED VOLTAGE)

อ. ที่ปรึกษา : อ. ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ , 84 หน้า. ISBN 974-334-210-9

วิทยานิพนธ์นี้แสดงถึงวิธีการพัฒนาและออกแบบระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซนเซอร์วัดความเร็วสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยอาศัยการประมาณค่าความเร็วจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำภายในมอเตอร์ ซึ่งเป็นวิธีการคำนวณโดยตรง สามารถเข้าใจได้ง่ายในแง่ของการทำงานของส่วนประมาณค่าความเร็ว นอกจากนี้ในงานวิจัยนี้ผู้วิจัยได้ทำการรวมระบบประมาณค่าความเร็วเข้ากับระบบควบคุมเวกเตอร์ทำให้ระบบโดยรวมมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและเหมาะสำหรับการนำไปสร้างจริง สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพเราจะอาศัยวิธีการแปลงระบบประมาณค่าความเร็วให้อยู่ในรูปแบบ MRAS ซึ่งจะช่วยให้เราทราบถึงเงื่อนไขด้านเสถียรภาพของระบบและสามารถออกแบบระบบควบคุมความเร็วที่มีเสถียรภาพได้ในย่านการทำงานที่กว้างและมีผลตอบสนองที่ดีใกล้เคียงกับระบบควบคุมเวกเตอร์เดิมที่มีการใช้เซนเซอร์วัดความเร็วได้

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา 2542

ลายมือชื่อนิติศ อุเทน นิตยารีกุล
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม



4070570021 : MAJOR POWER ELECTRONICS

KEY WORD : SENSORLESS / STABILITY / VECTOR CONTROL/INDUCED VOLTAGE

UTTAIN NITTAYATAREEKUL : A SPEED-SENSORLESS VECTOR CONTROL SYSTEM
WITH SPEED ESTIMATION BASED ON INDUCED VOLTAGE.

THESIS ADVISOR : DR. SOMBOON SANGWONGWANICH 84 pp. ISBN 974-334-210-9

This thesis presents the development of a current-controlled type speed-sensorless vector control system for induction motors using a speed estimation based on induced voltage in side the motor. Main features of this estimation method are that the rotor speed is calculated directly and that the estimation process is easy to understand. To simplify the implementation of the system the vector controller will be integrated with the speed estimator. Stability of the speed estimation is analysed by viewing the speed estimator as an MRAS . The speed-sensorless system is then designed based on the derived stability condition. The developed speed-sensorless system can maintain the stability for a wide operating region and gives a satisfactory performance comparable to that of the conventional vector control system with speed sensors.

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา 2542

ลายมือชื่อนิสิต อุเทน นิตยาตรีกุล
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา *S/orn*
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม

สารบัญเรื่อง

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	จ
กิตติกรรมประกาศ	ฉ
สารบัญเรื่อง	ช
สารบัญตาราง	ซ
สารบัญภาพ	ฅ
บทที่	
1 บทนำ	1
2 ทฤษฎีการควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว	5
3 การวิเคราะห์เสถียรภาพและการออกแบบระบบประมาณค่าความเร็ว.....	23
4 ผลการทดสอบการทำงานของระบบ	44
5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ	58
รายการอ้างอิง	64
ภาคผนวก	66
ประวัติผู้เขียน	84

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 พิกัดและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	46
4.2 อัตราขยายของระบบควบคุมความเร็วที่ได้ทำการออกแบบ	46



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
1.1 ระบบประมาณค่าความเร็วที่อาศัยการประมาณค่าความเร็วจากความเร็วสถิตป.....	2
1.2 ระบบประมาณค่าความเร็วแบบตัวสังเกต.....	2
1.3 ระบบประมาณค่าความเร็วแบบ MRAS.....	2
1.4 ระบบประมาณค่าความเร็วที่อาศัยการประมาณค่าความเร็วจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำภายในมอเตอร์.....	3
2.1 ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันบนแกน โรเตอร์ฟลักซ์	7
2.2 การควบคุมกระแสด้วย PI บนแกนหมุนของ โรเตอร์ฟลักซ์.....	8
2.3 โครงสร้างระบบ โดยรวมของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแส.....	10
2.4 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่สถานะอยู่ตัว.....	11
2.5 ความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำบนแกน โรเตอร์ฟลักซ์	12
2.6 ความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำกับแกนของฟลักซ์จริงในมอเตอร์เมื่อเกิดค่าผิดพลาดของแกนของฟลักซ์ในตัวควบคุม.....	14
2.7 โครงสร้าง โดยรวมของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว..	15
2.8 ระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่มีการรวมระบบประมาณค่าความเร็วเข้ากับระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแส.....	18
2.9 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วในกรณีที่ไม่มี การป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ ($k = 0$) ในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 100 rad/s.....	19
2.10 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วในกรณีที่ไม่มี การป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ ($k = 0$) ในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 100 rad/s.....	19
2.11 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วในกรณีที่ไม่มี การป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ ($k = 0$) ขณะป้อน โหลดแบบคีนพลังงานขนาด 6 Nm. ที่ความเร็วคำสั่ง 100 rad/s.....	20
2.12 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วในกรณีที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำโดยให้ $k = 3$ ในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 100 rad/s.....	20
2.13 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วในกรณีที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ $k = 3$ ขณะป้อน โหลดแบบคีนพลังงานขนาด 6 Nm. ที่ความเร็วคำสั่ง 100 rad/s.....	21

สารบัญภาพ(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.14 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วในกรณีที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำโดยให้ $k = 3$ ขณะลดความเร็วจาก 100->50 rad/s และเร่งความเร็วจาก 50->100 rad/s.....	21
2.15 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วในกรณีที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำโดยให้ $k = 3$ ขณะกลับทิศความเร็วจาก 100-> -100 rad/s	22
3.1 บล็อกไดอะแกรมการประมาณค่าความเร็วบนแกนสเตเตอร์.....	24
3.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการแปลงระบบประมาณค่าความเร็วให้อยู่ในรูปแบบ MRAS.....	26
3.3 ระบบประมาณค่าความเร็วในรูปแบบ MRAS ในกรณีที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ.....	27
3.4 บล็อกไดอะแกรมระบบวงปิดของระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนสเตเตอร์.....	29
3.5 บล็อกไดอะแกรมระบบวงปิดของระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์.....	29
3.6 ระบบวงรอบปิดของระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์.....	30
3.7 ทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อทำงานในย่านต้นพลังงาน โดยป้อนโหลด -10 Nm. ใช้อัตราขยาย $k = 3$	32
3.8 ทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อมอเตอร์ทำงานในย่านความเร็วต่ำ -10 rad/s ใช้อัตราขยาย $k = 3$	33
3.9 ทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วที่เงื่อนไขการทำงานเดียวกับรูปที่ 3.7 ใช้อัตราขยาย $k = \frac{\hat{\omega}_m}{\alpha}$	34
3.10 ทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วที่เงื่อนไขการทำงานเดียวกับรูปที่ 3.8 ใช้อัตราขยาย $k = \frac{\hat{\omega}_m}{\alpha}$	35
3.11 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วขณะลดความเร็วจาก 100-> 50 rad/s และเร่งความเร็วจาก 50->100 rad/s ใช้อัตราขยาย $k = \frac{\hat{\omega}_m}{\alpha}$	35
3.12 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วขณะกลับทิศความเร็วจาก 100-> -100 rad/s โดยใช้อัตราขยาย $k = \frac{\hat{\omega}_m}{\alpha}$	36
3.13 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็ว โดยมีการป้อน โหลดแบบต้นพลังงาน ขนาด 10 Nm. โดยใช้อัตราขยาย $k = \frac{\hat{\omega}_m}{\alpha}$	36

สารบัญภาพ(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.14 การจำกัดอัตราขยาย $k = \frac{\hat{\omega}_m}{\alpha}$	37
3.15 ระบบประมาณค่าความเร็วบนแกน โรเตอร์ฟลักซ์ที่มีการลดอัตราขยายรวมของระบบ โดยอัตราขยาย α	39
3.16 บล็อกโคอะแกรมระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อพิจารณาผลของสัญญาณรบกวน เนื่องจากการตรวจจับกระแส.....	41
3.17 โบริคพล็อตของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบปิดระหว่างสัญญาณรบกวน η_{id} กับความเร็ว ประมาณ $\hat{\omega}_m$ ที่ความเร็วคำสั่ง 1420 rpm.....	42
3.18 โบริคพล็อตของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบปิดระหว่างสัญญาณรบกวน η_{iq} กับความเร็ว ประมาณ $\hat{\omega}_m$ ที่ความเร็วคำสั่ง 1420 rpm.....	42
4.1 ระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ใช้ในการทดสอบ.....	49
4.2 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 1420 rpm.....	50
4.3 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 500 rpm.....	50
4.4 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 100 rpm.....	51
4.5 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 30 rpm.....	51
4.6 ผลการทำงานของระบบ โดยเร่งความเร็วจาก 500 rpm->1420 rpm.....	52
4.7 ผลการทำงานของระบบ โดยลดความเร็วจาก 1420 rpm->500 rpm.....	52
4.8 ผลการทำงานของระบบ โดยเร่งความเร็วจาก 1000 rpm->1200 rpm.....	53
4.9 ผลการทำงานของระบบ โดยลดความเร็วจาก 1200 rpm->1000 rpm.....	53
4.10 ผลการทำงานของระบบ โดยกลับทิศความเร็วจาก 1420 rpm-> -1420 rpm.....	54
4.11 ผลการทำงานของระบบ โดยกลับทิศความเร็วจาก -1420 rpm->1420 rpm.....	54
4.12 ผลการทำงานของระบบ โดยป้อน โหลดแบบขั้นขนาด 10 Nm. ที่ความเร็วคำสั่ง 1420 rpm.....	55
4.13 ผลการทำงานของระบบ โดยป้อน โหลดแบบขั้นขนาด 10 Nm. ที่ความเร็วคำสั่ง 500 rpm.....	55
4.14 ผลการทำงานของระบบ โดยป้อน โหลดแบบขั้นขนาด 10 Nm. ที่ความเร็วคำสั่ง 100 rpm.....	56
4.15 ผลการทำงานของระบบ โดยป้อน โหลดแบบขั้นขนาด -10 Nm. ที่ความเร็วคำสั่ง 100 rpm.....	56

สารบัญภาพ(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.16 กราฟลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์ในย่านความเร็วต่ำ.....	57
5.1 บล็อกไดอะแกรมการคำนวณค่าความถี่โรเตอร์ฟลักซ์.....	61
5.2 ระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว.....	62
5.3 ระบบประมาณค่าความเร็วในรูปแบบ MRAS กรณีที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาด ของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำผ่านเมตริกซ์ H.....	63
ก.1 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบที่ใช้ในการทดสอบ.....	67
ก.2 ไดอะแกรมสถานะและการเรียกใช้อินเทอร์พรีต์.....	68
ก.3 ไดอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์โปรแกรมหลัก.....	71
ก.4 ไดอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์ส่วนการควบคุมกระแส.....	73
ข.1 ระบบประมาณค่าความเร็วที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ ผ่านอัตราขยาย k	75
ข.2 การประมาณค่าความเร็วในระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง.....	77
ข.3 การประมาณค่าความเร็วในระบบเวลาต่อเนื่อง.....	78
ข.4 บล็อกไดอะแกรมการประมาณค่าความเร็ว กรณีที่ใช้เทอม $[aI - bJ]$	78
ค.1 ระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนสเตเตอร์.....	81
ค.2 ระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์.....	81
ค.2 ระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ในลักษณะสัญญาณเข้าออกเดี่ยว.....	83



บทที่ 1

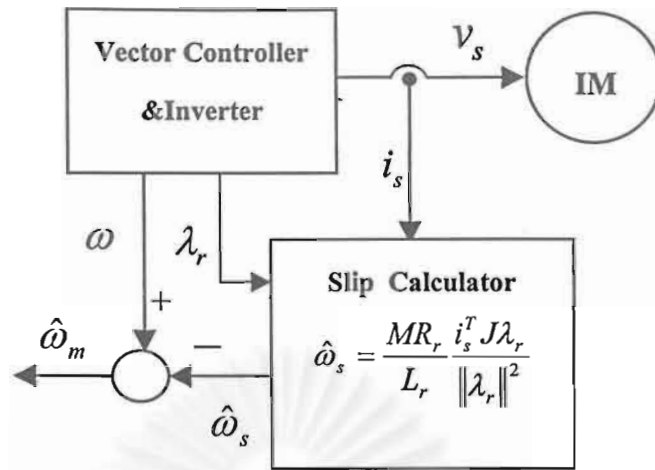
บทนำ

1.1 ความเบื้องต้น

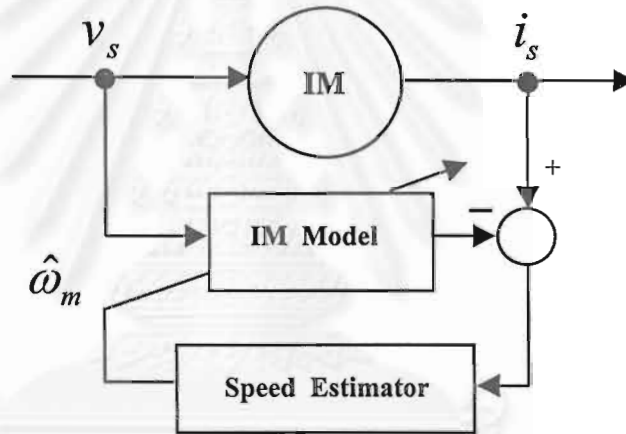
ในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ต้องการผลตอบสนองต่อโหลดที่ดันทัน การควบคุมแบบเวกเตอร์เป็นวิธีหนึ่งที่น่าสนใจอย่างแพร่หลาย โดยอาศัยหลักการควบคุมฟลักซ์และแรงบิดให้มีอิสระต่อกันเสมือนการควบคุมมอเตอร์กระแสตรงแบบกระตุ้นแยก แต่การควบคุมแบบเวกเตอร์จำเป็นต้องมีการติดตั้งเซนเซอร์วัดความเร็วทำให้มีข้อเสียเนื่องจากข้อจำกัดด้านต่างๆ ในการใช้งานและความยุ่งยากในการติดตั้งเซนเซอร์วัดความเร็ว ดังนั้นระบบควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วจึงได้ถูกนำมาใช้ในทางอุตสาหกรรมมากขึ้น ทำให้มีการศึกษาและวิจัยทางด้านนี้กันอย่างกว้างขวาง พร้อมทั้งมีการนำเสนอวิธีการประมาณค่าความเร็วที่แตกต่างกันซึ่งสามารถแบ่งได้ดังนี้คือ

- วิธีการคำนวณ โดยตรง (Direct Calculation Methods)
- วิธีประมาณค่าความเร็วโดยการปรับแบบจำลอง (Model Adjustment Methods)

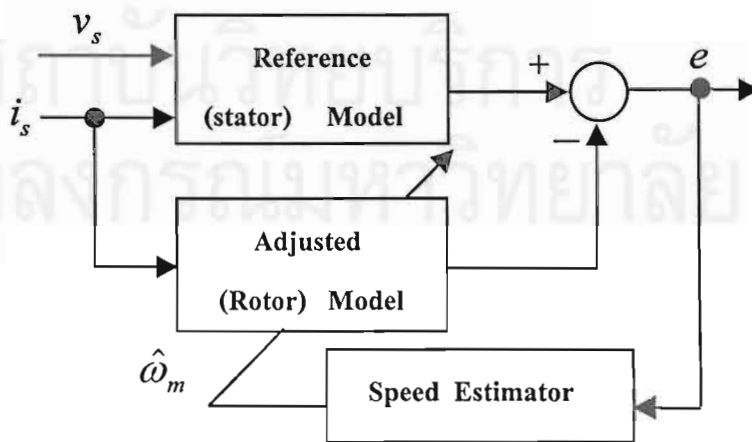
สำหรับระบบประมาณค่าความเร็วที่ใช้วิธีการคำนวณ โดยตรงเช่น วิธีการประมาณค่าความเร็วที่อาศัยการประมาณความถี่สลลิป (Slip Frequency Estimation Scheme) ดังแสดงในรูปที่ 1.1 ค่าความถี่สลลิปสามารถประมาณได้จากตัวประมาณค่าความถี่สลลิปและค่าความเร็วโรเตอร์สามารถประมาณได้โดยตรงจากการนำค่าความถี่สลลิปประมาณลบออกจากค่าความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ ส่วนอีกวิธีหนึ่งซึ่งประมาณค่าความเร็วโดยการปรับแบบจำลองเช่น วิธีที่ใช้ตัวสังเกตแบบปรับตัว (Adaptive observer) ในรูปที่ 1.2 และ MRAS (Model Reference Adjustment System) ในรูปที่ 1.3 ระบบสังเกตแบบปรับตัวประกอบด้วยแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำและระบบประมาณค่าความเร็ว ค่าความเร็วโรเตอร์จะถูกประมาณผ่านค่าผิดพลาดของสัญญาณออกจากมอเตอร์จริงกับสัญญาณออกจากตัวสังเกต ระบบแบบ MRAS ในรูปที่ 1.3 จะใช้แบบจำลองด้านสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเป็นแบบจำลองอ้างอิง ส่วนแบบจำลองด้านโรเตอร์จะเป็นแบบจำลองปรับตัว ค่าความเร็วโรเตอร์สามารถประมาณได้จากค่าผิดพลาดของสัญญาณออกจากแบบจำลองทั้งสองนี้



รูปที่ 1.1 ระบบประมาณค่าความเร็วที่อาศัยการประมาณความเร็วจากความถี่สลลิป



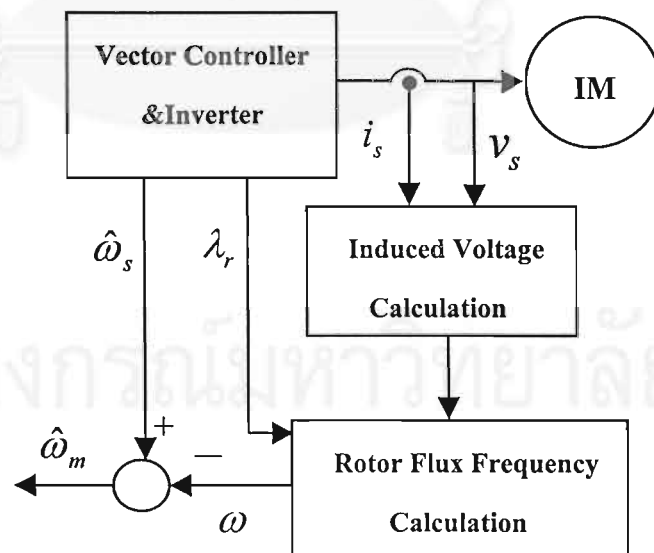
รูปที่ 1.2 ระบบประมาณค่าความเร็วแบบตัวสังเกต



รูปที่ 1.3 ระบบประมาณค่าความเร็วแบบ MRAS

จากวิธีการประมาณค่าความเร็วที่กล่าวมาเราจะเห็นได้ว่าระบบที่อาศัยการประมาณค่าความเร็วด้วยวิธีการคำนวณโดยตรงจะง่ายต่อการนำมาสร้างจริงแต่จะยากต่อการวิเคราะห์เนื่องจากเราไม่สามารถแสดงแบบจำลองของระบบในเชิงคณิตศาสตร์ที่ชัดเจนได้ ส่วนระบบประมาณค่าความเร็วที่อาศัยวิธีการปรับแบบจำลองนั้นเราสามารถแสดงแบบจำลองในส่วนขอระบบประมาณค่าความเร็วได้ ทำให้สะดวกต่อการวิเคราะห์แต่การนำไปสร้างจริงจะมีความซับซ้อนกว่าวิธีการคำนวณโดยตรง

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้เราจะทำการวิจัยระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วแบบควบคุมกระแสที่อาศัยการประมาณค่าความเร็วจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำภายในมอเตอร์จริงซึ่งเป็นวิธีการคำนวณโดยตรง เราสามารถแสดงระบบประมาณค่าความเร็วได้ดังในรูปที่ 1.4 โดยที่ความถี่โรเตอร์ฟลักซ์สามารถคำนวณได้จากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำภายในมอเตอร์จริงและค่าความเร็วโรเตอร์สามารถประมาณได้จากความถี่สลิปลบออกจากความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ การประมาณค่าความเร็วด้วยวิธีดังกล่าวนี้สามารถเข้าใจได้ง่ายและมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนในแง่การทำงานของส่วนประมาณค่าความเร็ว อย่างไรก็ตามถึงแม้ว่าระบบในลักษณะนี้จะมีผู้วิจัยมาบ้างแล้ว แต่ยังไม่ได้มีข้อสรุปในแง่เสถียรภาพของระบบที่ชัดเจนจึงทำให้การออกแบบระบบในส่วนประมาณค่าความเร็วค่อนข้างคลุมเครือทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้ในบางย่านการทำงาน ในงานวิจัยนี้เราจะแสดงให้เห็นว่าระบบประมาณค่าความเร็วสามารถวิเคราะห์ได้โดยใช้หลักการของ MRAS ทำให้เราสามารถใช้หลักการวิเคราะห์เพื่อหาเงื่อนไขและวิธีการปรับปรุงเสถียรภาพที่น่าเสนอในงานวิจัยก่อนหน้านี้ได้



รูปที่ 1.4 ระบบประมาณค่าความเร็วที่อาศัยการประมาณค่าความเร็วจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำภายในมอเตอร์

1.2 วัตถุประสงค์

พัฒนาระบบควบคุมแวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วและออกแบบระบบประมาณค่าความเร็วจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำภายในมอเตอร์ให้มีเสถียรภาพในย่านการทำงานที่กว้าง

1.3 ขอบเขตการวิจัย

1. พัฒนาวิธีวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วที่อาศัยแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ พร้อมวิธีปรับปรุงเสถียรภาพของระบบ

2. ออกแบบและสร้างระบบควบคุมแวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาด 1.5 kW 220 V/50 Hz

1.4 ขั้นตอนในการดำเนินงาน

1. ศึกษาทฤษฎีระบบควบคุมแวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วแบบควบคุมกระแสที่อาศัยการประมาณค่าความเร็วจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ

2. จำลองการทำงานของระบบด้วยคอมพิวเตอร์

3. ออกแบบระบบในส่วนซอฟต์แวร์ พร้อมทดสอบการทำงาน

4. ปรับปรุงแก้ไขระบบในส่วนซอฟต์แวร์ที่ได้พัฒนาขึ้น

5. เก็บข้อมูล ประเมินผล และสรุปผล

6. เขียนวิทยานิพนธ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ระบบควบคุมความเร็วที่พัฒนาขึ้นเป็นอีกแนวทางหนึ่งสำหรับใช้ในการควบคุมแบบแวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ

2. มีแนวทางในการวิเคราะห์และวิธีการปรับปรุงเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วที่ชัดเจนและมีทฤษฎีรองรับ ทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วสามารถมีเสถียรภาพได้ในย่านการทำงานที่กว้าง

3. สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในอุตสาหกรรมได้จริง

บทที่ 2

ทฤษฎีการควบคุมแบบเวกเตอร์ไ้เซนเซอร์วัดความเร็ว

บทนี้จะกล่าวถึง ทฤษฎีการควบคุมแบบเวกเตอร์ไ้เซนเซอร์วัดความเร็วสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำที่อาศัยการประมาณค่าความเร็วจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำภายในมอเตอร์ เราสามารถแสดงให้เห็นว่าเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วสามารถปรับปรุงได้โดยอาศัยการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำผ่านอัตราขยาย k ในขั้นแรกเราจะแสดงแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำและกล่าวถึงการควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแส

2.1 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

สมการที่ (2.1) แสดงแบบจำลองลักษณะทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำอ้างอิงบนแกนสเตเตอร์ ($\alpha - \beta$ axis) โดยมีแรงดันสเตเตอร์ (v_s) เป็นสัญญาณเข้า กระแสสเตเตอร์ (i_s) และโรเตอร์ฟลักซ์ (λ_r) เป็นตัวแปรสถานะ

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

โดยที่

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

- v_s : สเตชเวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์
- i_s : สเตชเวกเตอร์ของกระแสสเตเตอร์
- λ_r : สเตชเวกเตอร์ของโรเตอร์ฟลักซ์
- R_s, R_r : ความต้านทานสเตเตอร์และ โรเตอร์ตามลำดับ

L_s, L_r : ความเหนี่ยวนำสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ

M : ความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์

σ : สัมประสิทธิ์การรั่วไหลรวม

เนื่องการควบคุมเวกเตอร์อ้างอิงบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ การแสดงความสัมพันธ์ต่างๆบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ฟลักซ์จะทำให้สะดวกต่อการควบคุม เราสามารถแสดงแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ (d - q axis) ได้ดังสมการที่ (2.2)-(2.5)

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

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

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

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

โดยที่ $[\bullet]_d, [\bullet]_q$ แสดงองค์ประกอบของเวกเตอร์ในแกน d และ q ตามลำดับ

i_{mR} : กระแสสนามโรเตอร์ฟลักซ์

ω : ความถี่โรเตอร์ฟลักซ์

ω_m : ความเร็วโรเตอร์ทางไฟฟ้า

ω_s : ความถี่สลิป

ρ : มุมโรเตอร์ฟลักซ์

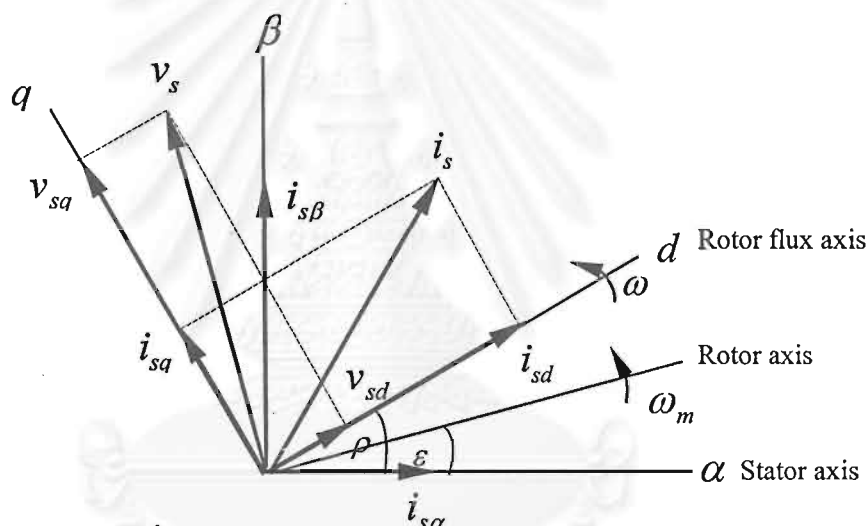
สมการที่ (2.2) และ (2.3) แสดงแบบจำลองด้านสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ส่วนสมการที่ (2.4) และ (2.5) เป็นแบบจำลองด้านโรเตอร์ จากสมการด้านสเตเตอร์ผลตอบทางพลวัตของกระแสสเตเตอร์จะขึ้นกับแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ ในสมการที่ (2.4) แสดงให้เห็นว่าผลตอบทางพลวัตของกระแสสนามโรเตอร์ฟลักซ์มีผลมาจากกระแสในแกน d และค่าความถี่สลิปในสมการที่ (2.5) จะมีค่าแปรผันตามกระแสในแกน q

การควบคุมเวกเตอร์จะอาศัยสมการด้านโรเตอร์ในการประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์หรือกระแสสนามโรเตอร์ฟลักซ์และควบคุมกระแสสเตเตอร์ตามตำแหน่งของโรเตอร์ฟลักซ์ โดยการควบคุมขนาดของโรเตอร์ฟลักซ์ผ่านกระแสในแกน d และขนาดของแรงบิดผ่านกระแสในแกน q

คั้งนี้มุมโรเตอร์ฟลักซ์จึงเป็นค่าอ้างอิงที่สำคัญในการควบคุมแบบเวกเตอร์และสมรรถนะของการควบคุมเวกเตอร์ขึ้นอยู่กับผลตอบสนองของการควบคุมกระแส ต่อไปนี้เราจะนิยามสัญลักษณ์ “^” หมายถึงค่าประมาณจากสมการด้านโรเตอร์ของตัวควบคุมเวกเตอร์ เราสามารถแสดงสมการด้านโรเตอร์ในตัวควบคุมเวกเตอร์ได้ใหม่ดังนี้

$$\frac{d\hat{i}_{mR}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (i_{sd} - \hat{i}_{mR}) \quad (2.6)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega = \omega_m + \frac{R_r}{L_r} \left(\frac{i_{sq}}{\hat{i}_{mR}} \right) = \omega_m + \hat{\omega}_s \quad (2.7)$$

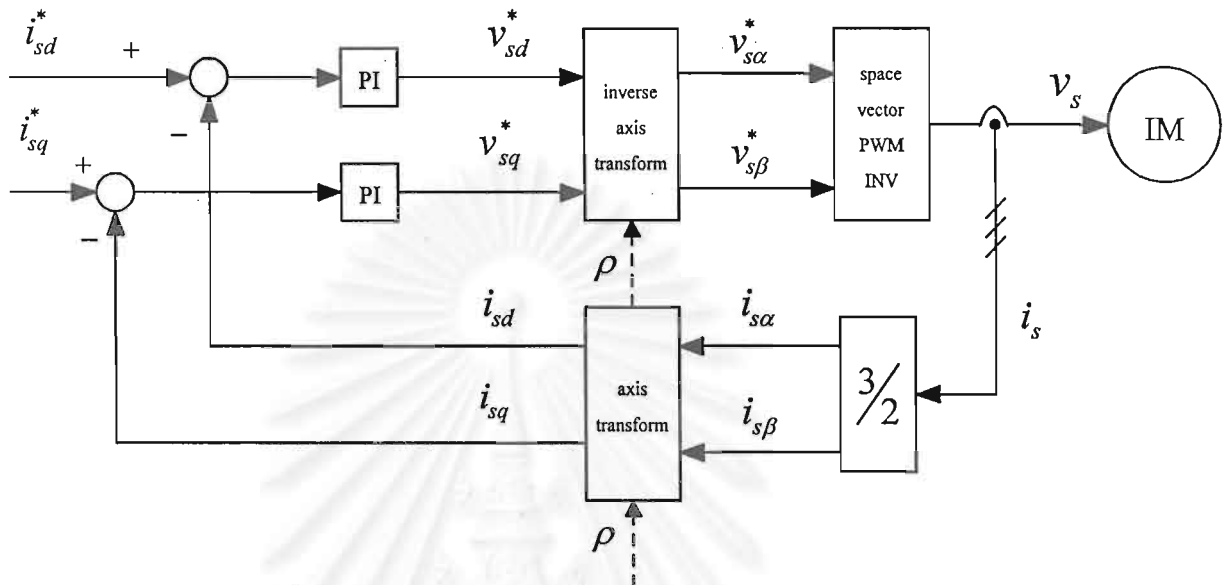


รูปที่ 2.1 ความสัมพันธ์กระแสและแรงดันบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์

2.2 การควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแส

สำหรับการควบคุมกระแสเราจะใช้วิธีการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุม PI บนแกนหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์ ซึ่งมีข้อดีคือกระแสคำสั่งจะมีค่าคงที่เมื่ออ้างอิงบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ทำให้ค่าผิดพลาดของกระแสในสภาวะอยู่ตัวเป็นศูนย์ ในการควบคุมกระแสด้วยวิธี PI บนแกนหมุนเราจะทำการตรวจจับกระแสเดเตอร์ของมอเตอร์นำมาแปลงเป็นสเปซเวกเตอร์บนแกนนิ่งของสเตเตอร์ $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$ แล้วแปลงมาอ้างอิงบนแกนหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์ (i_{sd}, i_{sq}) โดยใช้ข้อมูลของตำแหน่งเชิงมุมของโรเตอร์ฟลักซ์กระแสที่ได้จะถูกเปรียบเทียบกับกระแสคำสั่ง (i_{sd}^*, i_{sq}^*) สัญญาณค่าผิดพลาดของกระแสที่ผ่านตัวควบคุม PI จะให้ค่าแรงดันคำสั่ง (v_{sd}^*, v_{sq}^*) ซึ่งจะถูกแปลงกลับมายู่บน

แกนนิ่ง ($v_{s\alpha}^*, v_{s\beta}^*$) แล้วนำไปสร้างสัญญาณ PWM ด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์เพื่อใช้ในการขับนำสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์ต่อไป



รูปที่ 2.2 การควบคุมกระแสด้วย PI บนแกนหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์

อย่างไรก็ตามหากพิจารณาสมการที่ (2.2) และ (2.3) จะเห็นว่าเมื่อมีเทอมของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเชื่อมโยงระหว่างแกน d และ q ทำให้การควบคุมกระแสในแกนทั้งสองไม่มีอิสระต่อกัน นอกจากนี้ในขณะที่มอเตอร์มีการเร่งหรือลดความเร็ว ค่าผิดพลาดของกระแสจะไม่เท่ากับศูนย์ เนื่องจากเทอมของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับมีลักษณะเป็นฟังก์ชันแรมปีส่งผลให้ไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้อย่างถูกต้อง ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหานี้เราจึงทำการชดเชยในส่วนแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับที่เชื่อมโยงระหว่างแกนโดยอาศัยหลักการป้อนไปหน้า โดยกำหนดให้

$$v_{sd} = u_{sd} - \sigma L_s \omega i_{sq} + \frac{R_r M^2}{L_r^2} (i_{sd} - i_{mR}) \quad (2.8)$$

$$v_{sq} = u_{sq} + L_s \omega i_{sd} - \frac{M^2}{L_r} \omega (i_{sd} - i_{mR}) \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.8) และ (2.9) เราสามารถเขียนสมการด้านสเตเตอร์ได้ใหม่ตามสมการที่ (2.10) และ (2.11) และในส่วนของการชดเชยป้อนไปหน้าในแกน d และ q จะเป็นไปตามสมการที่ (2.12) และ (2.13) ตามลำดับ เราสามารถแสดงโครงสร้างโดยรวมของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสที่มีการชดเชยแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับได้ดังรูปที่ 2.3

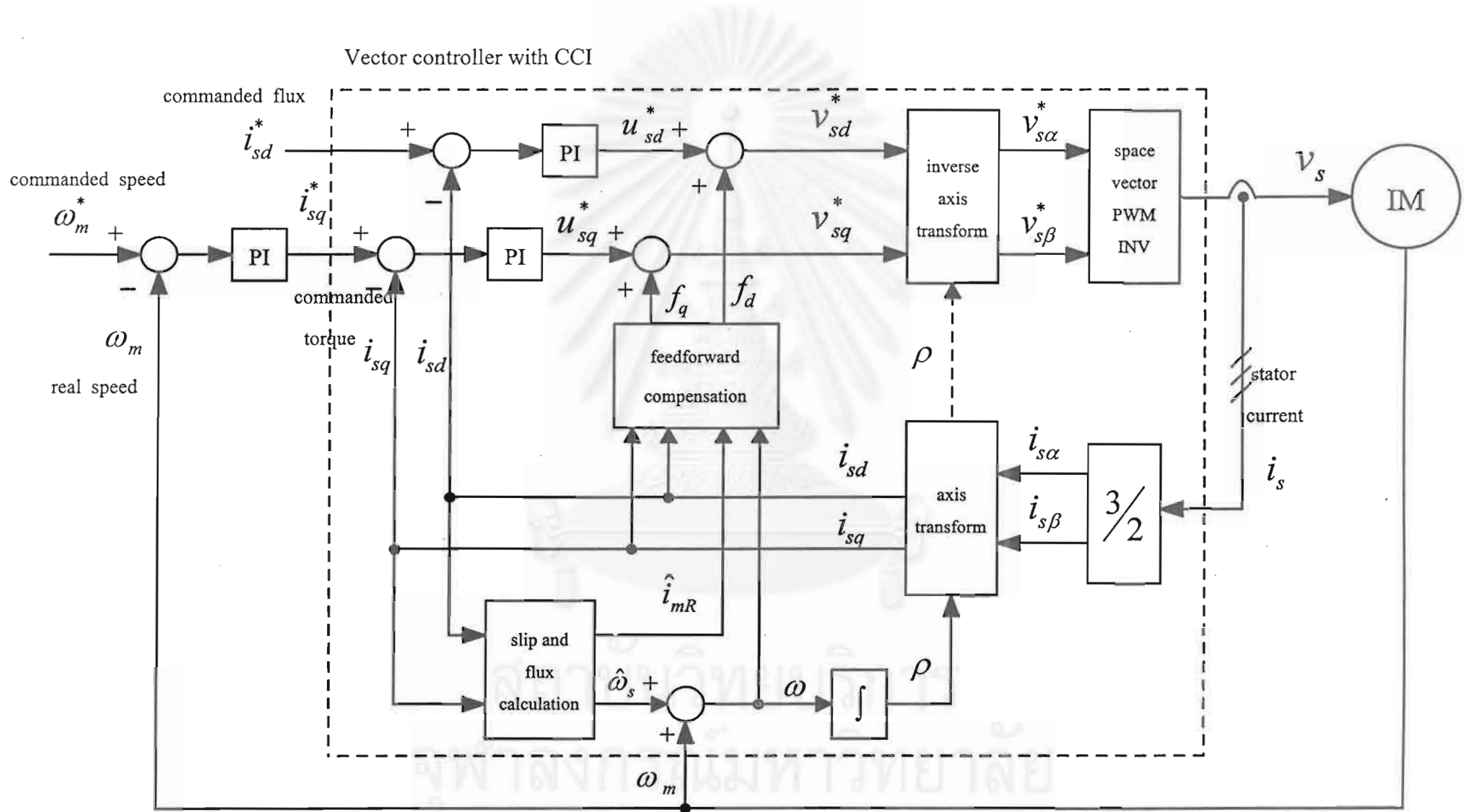
$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \quad (2.10)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \quad (2.11)$$

$$f_d = -\sigma L_s \omega i_{sq} + \frac{R_r M^2}{L_r^2} (i_{sd} - \hat{i}_{mR}) \quad (2.12)$$

$$f_q = L_s \omega i_{sd} - \frac{M^2}{L_r} \omega (i_{sd} - \hat{i}_{mR}) \quad (2.13)$$

จากรูปที่ 2.1 เป็นโครงสร้างทั่วไปของระบบควบคุมเวกเตอร์เวกเตอร์แบบควบคุมกระแส จะเห็นว่า ระบบควบคุมเวกเตอร์ต้องทราบข้อมูลความเร็วโรเตอร์จริงมาใช้ในการคำนวณความถี่โรเตอร์ฟลักซ์เพื่อหาตำแหน่งเชิงมุมของโรเตอร์ฟลักซ์ การติดตั้งเซนเซอร์วัดความเร็วจึงเป็นสิ่งจำเป็นซึ่งจะก่อให้เกิดปัญหาของการใช้งานเซนเซอร์วัดความเร็วดังที่ได้กล่าวไว้ในบทนำ เพื่อแก้ปัญหานี้จึงได้มีการพัฒนาระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วขึ้น โดยอาศัยการประมาณค่าความเร็วแทนการใช้เซนเซอร์วัดความเร็ว ดังนั้นสมรรถนะและเสถียรภาพของระบบควบคุมเวกเตอร์จึงขึ้นอยู่กับระบบประมาณค่าความเร็วเป็นสำคัญ สำหรับในหัวข้อต่อไปเราจะกล่าวถึงทฤษฎีการประมาณค่าความเร็วสำหรับการควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว



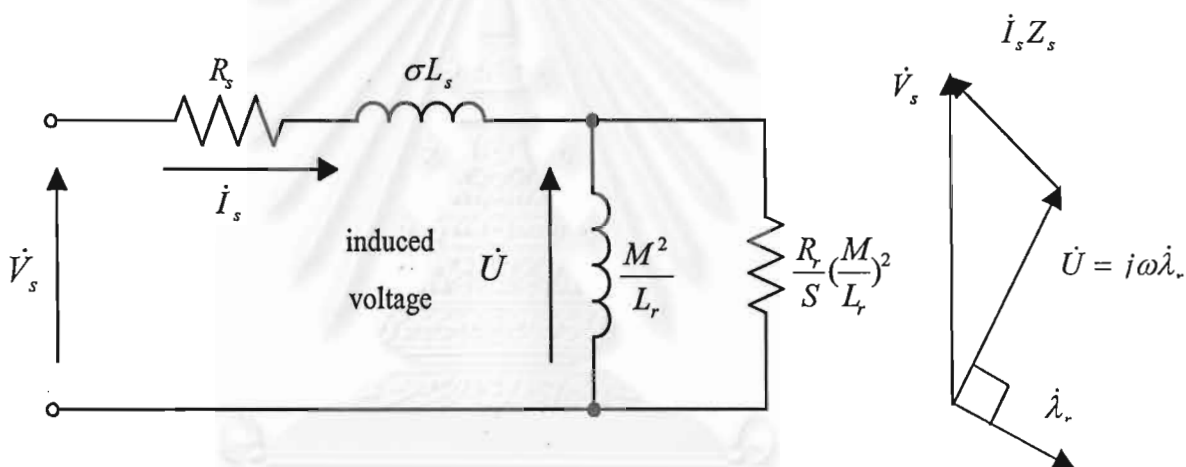
รูปที่ 2.3 โครงสร้างโดยรวมของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแส

2.3 ระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

การควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วจะอาศัยตัวประมาณค่าความเร็ว (Speed Estimator) ในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ซึ่งมีวิธีที่หลากหลายในการประมาณค่าความเร็วดังที่ได้กล่าวไว้ในบทนำ สำหรับในงานวิจัยนี้เราจะอาศัยการประมาณค่าความเร็วโดยตรงจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำภายในมอเตอร์จริง

2.3.1 การประมาณค่าความเร็ว

เราสามารถแสดงแนวคิดพื้นฐานสำหรับการประมาณค่าความเร็วได้ดังนี้



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่สภาวะอยู่ตัว

จากวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่สภาวะอยู่ตัว แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ \dot{U} ที่เกิดจากโรเตอร์ฟลักซ์คำนวณได้จาก แรงดันขั้ว \dot{V}_s ลบแรงดันตกคร่อมในส่วนของสเตเตอร์อิมพีแดนซ์ ($\dot{I}_s Z_s$) ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับค่าความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ แรงดัน \dot{U} นี้จะมีทิศทางตั้งฉากกับโรเตอร์ฟลักซ์ ดังนั้นเราสามารถคำนวณความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ได้โดยตรงจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำในดั่งสมการที่ (2.14) และค่าความเร็วโรเตอร์สามารถคำนวณได้โดยลบความถี่สลิปออกจากความถี่โรเตอร์ฟลักซ์

$$\omega = \frac{\|\dot{U}\|}{\|\dot{\lambda}_r\|} \quad (2.14)$$

$$\omega_m = \omega - \omega_s \quad (2.15)$$

โดยที่ $\|\bullet\|$ แสดงขนาดของเวกเตอร์

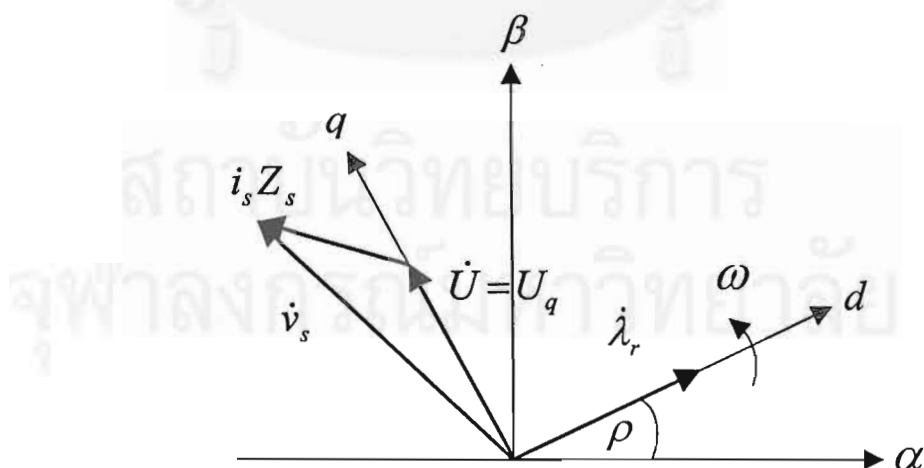
\dot{U} : เฟสเซอร์ของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ

λ_r : เฟสเซอร์ของโรเตอร์ฟลักซ์

Z_s : สเตเตอร์อิมพีแดนซ์ = $R_s + j\omega\sigma L_s$

สมการที่ (2.14) มีที่มาจากวงจรสมมูลในสถานะอยู่ตัวของมอเตอร์ ในการประมาณค่าความเร็วจึงเขียนในรูปปริมาณเฟสเซอร์แต่เนื่องจากในระบบควบคุมเวกเตอร์จะแสดงความสัมพันธ์ของปริมาณต่างๆด้วยสเปซเวกเตอร์บนแกนหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์ ดังนั้นการแสดงความเร็วในรูปแบบของสเปซเวกเตอร์บนแกนโรเตอร์ฟลักซ์จะทำให้ง่ายต่อการรวมระบบประมาณค่าความเร็วเข้ากับระบบควบคุมเวกเตอร์และง่ายต่อการนำไปสร้างจริง ต่อจากนี้ไปเราจะขยายนิยามของสัญลักษณ์เฟสเซอร์เช่น \dot{U} ให้หมายถึงสเปซเวกเตอร์แทนโดยที่เฟสเซอร์ก็จะ เป็นเพียงสเปซเวกเตอร์ในสถานะอยู่ตัวเท่านั้น ในขณะที่สเปซเวกเตอร์ทั่วไปจะเป็นค่า ณ เวลาใดๆ และไม่มีความจำเป็นต้องเป็นฟังก์ชันไซน์ตามเวลาเหมือนกรณีเฟสเซอร์

เมื่อพิจารณาบนแกนหมุน โรเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์จะมีทิศในแนวแกน d ดังนั้นแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำภายในมอเตอร์จึงมีเฉพาะองค์ประกอบในแกน q (U_q) นั่นคือแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำในแกน d มีค่าเป็นศูนย์ ($U_d = 0$) ดังในรูปที่ 2.5 และเราสามารถคำนวณค่าความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ได้ โดยขึ้นอยู่กับแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำในแกน q เท่านั้นดังสมการที่ (2.16)



รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำบนแกนหมุนโรเตอร์ฟลักซ์

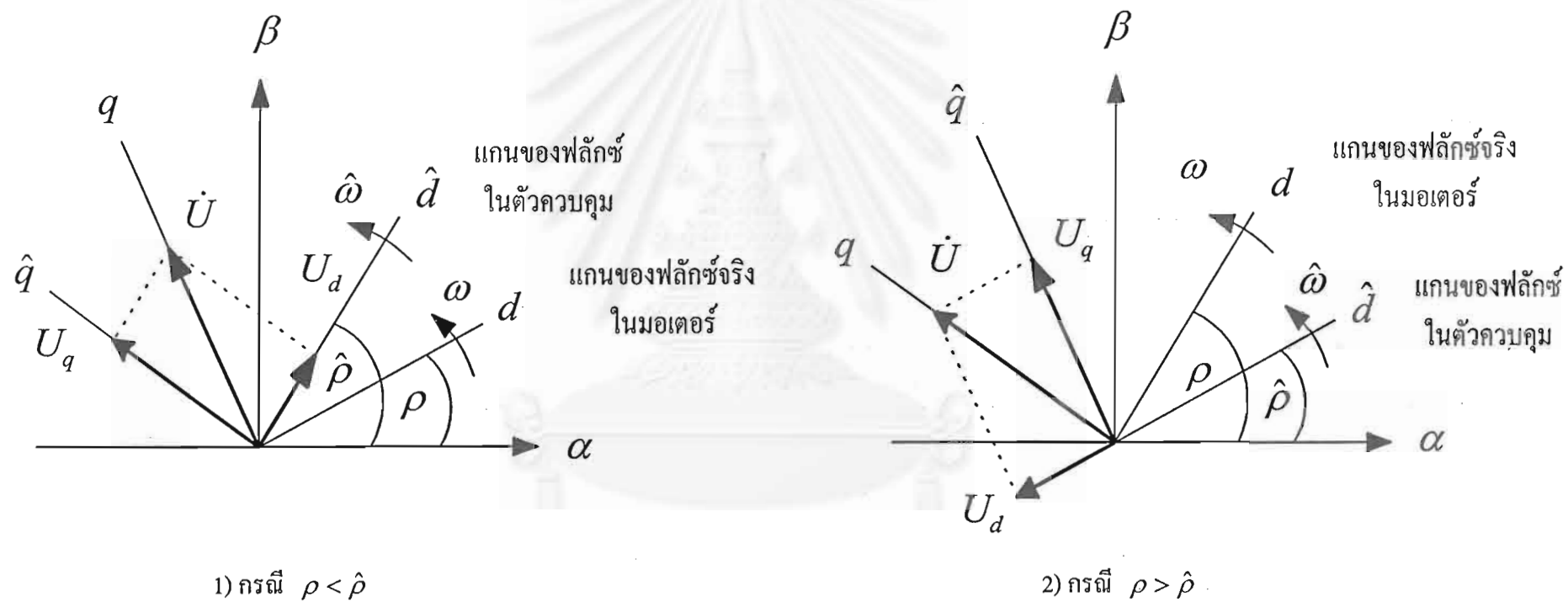
$$\omega = \frac{U_q}{\|\hat{\lambda}_r\|} \quad (2.16)$$

จากสมการที่ (2.16) เราจะเห็นได้ว่าค่าโรเตอร์ฟลักซ์ที่ใช้ในการคำนวณเป็นค่าโรเตอร์ฟลักซ์ประมาณ เนื่องจากในทางปฏิบัติการตรวจจับโรเตอร์ฟลักซ์ทำได้ยาก ดังนั้นเราจึงใช้ค่าโรเตอร์ฟลักซ์ที่ประมาณจากตัวควบคุมเวกเตอร์แทนซึ่งอาจทำให้เกิดปัญหาด้านเสถียรภาพได้ หากเราพิจารณาถึงกรณีที่อาจเกิดค่าผิดพลาดระหว่างมุมโรเตอร์ฟลักซ์ในตัวควบคุมเวกเตอร์ ($\hat{\rho}$) กับมุมของโรเตอร์ฟลักซ์จริงในมอเตอร์ (ρ) ดังแสดงในรูปที่ 2.6 ค่า U_q ในตัวควบคุมจึงอาจจะไม่ตรงกับค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำจริง \dot{U} ทำให้การประมาณค่าความเร็วผิดพลาดและขาดเสถียรภาพได้ อย่างไรก็ตามในกรณีนี้จะปรากฏแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำสะท้อนมาในแกน \hat{d} (U_d) ในตัวควบคุมเวกเตอร์ ซึ่งเครื่องหมายของค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำในแกน \hat{d} นี้จะมีความสัมพันธ์กับเครื่องหมายของค่าผิดพลาดของมุมโรเตอร์ฟลักซ์เพื่อแก้ปัญหานี้จึงมีการใส่การป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำในแกน d ผ่านอัตราขยาย k เราสามารถคำนวณความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ได้ใหม่ตามสมการที่ (2.17)

$$\omega = \frac{[U_q - k(U_d - \hat{U}_d)]}{\|\hat{\lambda}_r\|} \quad (2.17)$$

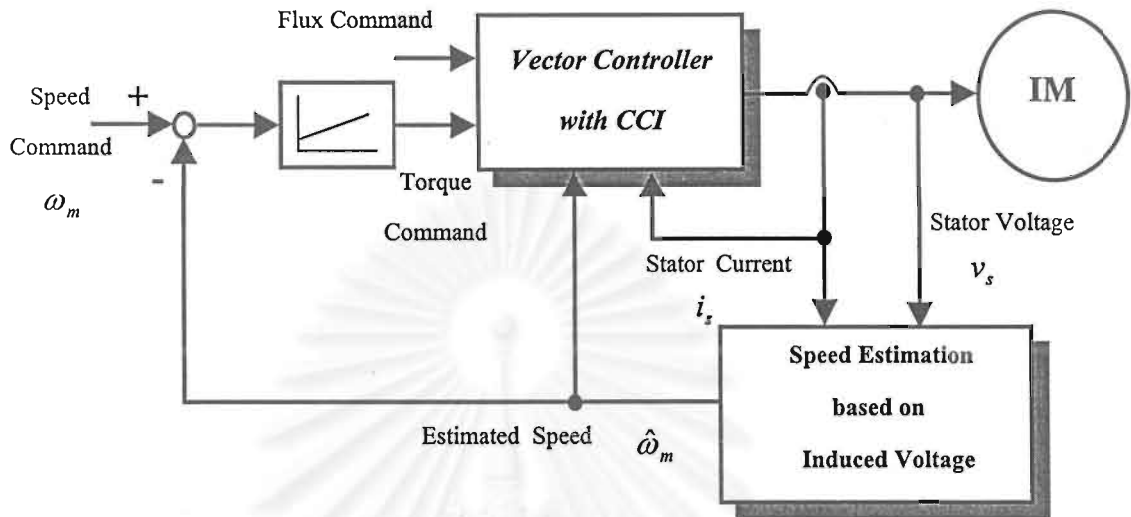
โดยที่ \hat{U}_d จะเป็นแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำในแกน d ที่คำนวณจากสมการโรเตอร์และในสถานะอยู่ตัวค่า \hat{U}_d จะมีค่าเป็นศูนย์ ($\hat{U}_d = 0$) จากรูปที่ 2.6 กรณีที่มุมของฟลักซ์ในตัวควบคุมนำหน้ามุมของฟลักซ์จริงในมอเตอร์ จะเกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ U_d บนแกน d ในทิศทางบวก ระบบจะปรับตัวในทิศทางที่จะลดค่า U_d ให้เป็นศูนย์เพื่อช่วยชดเชยค่าผิดพลาดของมุมระหว่างแกนของ ฟลักซ์ในตัวควบคุม $\hat{\rho}$ กับแกนของฟลักซ์จริงในมอเตอร์ ρ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำกับแกนของฟลักซ์จริงในมอเตอร์เมื่อเกิดค่าผิดพลาดมุมของแกนของฟลักซ์ในตัวควบคุม

2.3.2 โครงสร้างของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว



รูปที่ 2.7 โครงสร้างโดยรวมของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว

ระบบโดยรวมของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วสามารถแสดงได้ดังในรูปที่ 2.7 โครงสร้างของระบบโดยรวมมีส่วนประกอบหลักๆคือ ส่วนของการควบคุมเวกเตอร์บนแกนโรเตอร์ฟลักซ์และส่วนของการประมาณค่าความเร็วจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ ในการประมาณค่าความเร็วมีส่วนที่สำคัญคือ การประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์จากตัวควบคุมเวกเตอร์และการคำนวณค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำภายในมอเตอร์จริง ตัวควบคุมเวกเตอร์จะอาศัยสมการด้านโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำในการประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์ ส่วนแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่เกิดจากโรเตอร์ฟลักซ์สามารถคำนวณได้จากสมการด้านสเตเตอร์หรือโรเตอร์ จากแบบจำลองของมอเตอร์บนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ในสมการที่ (2.2)-(2.5) เราสามารถแสดงสมการของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำได้ดังนี้

สมการด้านสเตเตอร์

$$U_d = \frac{L_r}{M} \left\{ v_{sd} - R_s i_{sd} - \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \sigma L_s \hat{\omega} i_{sq} \right\} \quad (2.18)$$

$$U_q = \frac{L_r}{M} \left\{ v_{sq} - R_s i_{sq} - \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} - \sigma L_s \hat{\omega} i_{sd} \right\} \quad (2.19)$$

สมการด้านโรเตอร์

$$\hat{U}_d = \frac{d\|\hat{\lambda}_r\|}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (Mi_{sd} - \|\hat{\lambda}_r\|) \quad (2.20)$$

$$\hat{U}_q = \hat{\omega}\|\hat{\lambda}_r\| = \frac{R_r}{L_r} Mi_{sq} + \hat{\omega}_m \|\hat{\lambda}_r\| \quad (2.21)$$

โดยที่ $\|\hat{\lambda}_r\| = Mi_{mR}$

จากสมการด้านสเตเตอร์ในสมการที่ (2.18) และ (2.19) แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่คำนวณได้จากสมการในส่วนนี้จะเป็แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำภายในมอเตอร์จริง เนื่องจากไม่ขึ้นกับค่าความเร็วโรเตอร์ประมาณ ส่วนสมการด้านโรเตอร์ในสมการที่ (2.20) และ (2.21) เราพบว่าค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำจะขึ้นอยู่กับความเร็วโรเตอร์ประมาณ ดังนั้นแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่คำนวณได้จากสมการโรเตอร์นี้จึงเป็นแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่ถูกประมาณจากตัวควบคุมเวกเตอร์

จากสมการที่ (2.18) และ (2.19) จะเห็นว่าทอมแรงดัน v_{sd}, v_{sq} และทอมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับนั้นเป็นสัญญาณซึ่งมีอยู่แล้วในส่วนของการชดเชยป้อนไปหน้าในระบบควบคุมกระแส ดังนั้นเราจึงใช้สัญญาณออกจากตัวควบคุม PI (u_{sd}^*, u_{sq}^*) มาใช้ในการคำนวณแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ ซึ่งทำให้เราสามารถรวมสมการข้างต้นเข้ากับระบบควบคุมเวกเตอร์ได้และค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่คำนวณได้ใหม่จะไม่มีทอมของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับที่เกิดจากกระแสต่างแกน เราสามารถแสดงสมการของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่คำนวณจากด้านสเตเตอร์ได้ใหม่ดังนี้คือ

$$U_d = \frac{L_r}{M} \left\{ u_{sd}^* - R_s i_{sd} - \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{R_r M^2}{L_r} (i_{sd} - \hat{i}_{mR}) \right\} \quad (2.22)$$

$$U_q = \frac{L_r}{M} \left\{ u_{sq}^* - R_s i_{sq} - \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M^2}{L_r} \hat{\omega} \hat{i}_{mR} \right\} \quad (2.23)$$

สมการที่ (2.22) เราสามารถเขียนได้ใหม่ในรูปที่ง่ายขึ้นดังในสมการที่ (2.24) โดยเราจะละเลยค่าแตกต่างระหว่าง i_{sd} และ \hat{i}_{mR} ในทอมหลังของสมการที่ (2.22) ได้

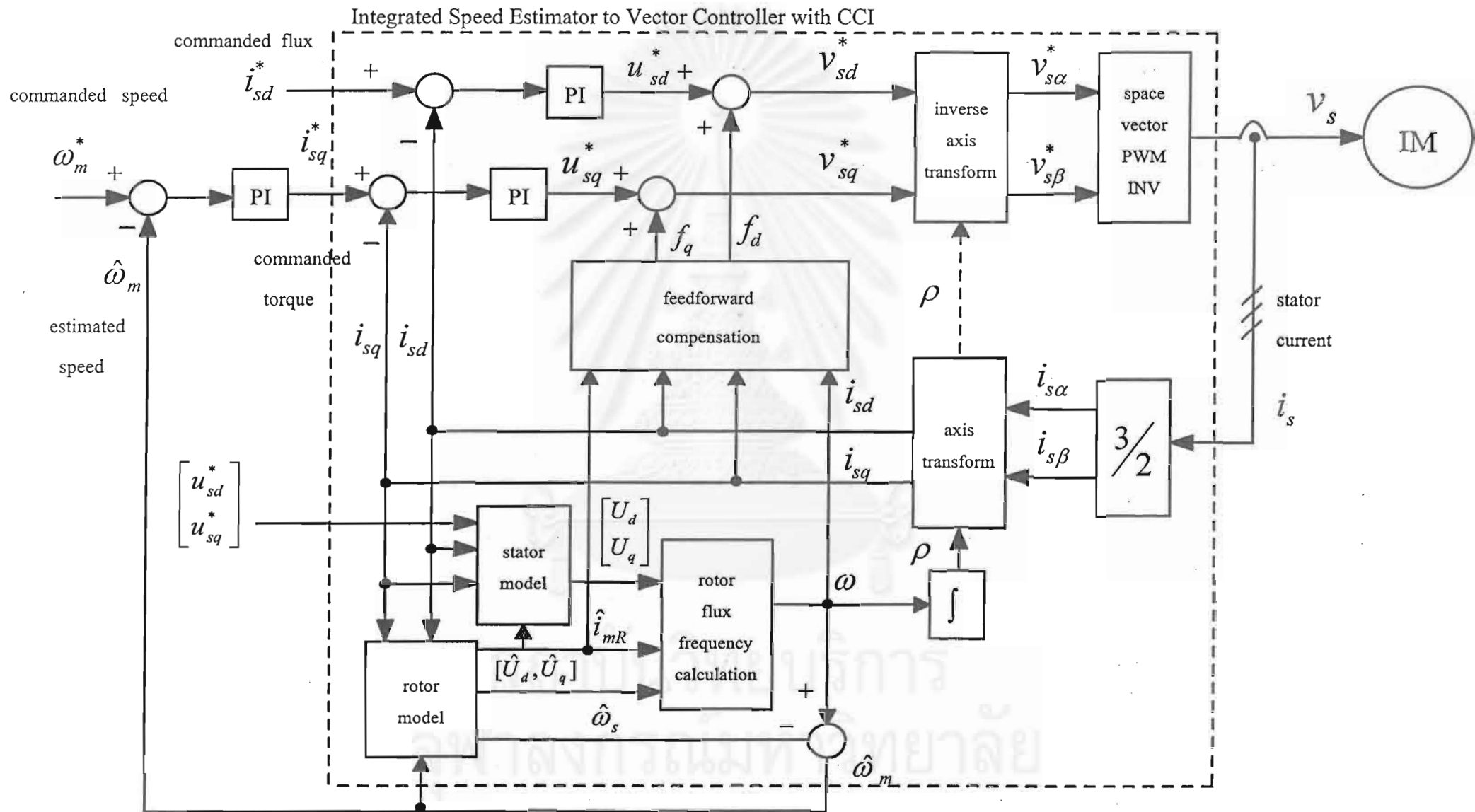
$$U_d = \frac{L_r}{M} \left\{ u_{sd}^* - R_s i_{sd} - \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \right\} \quad (2.24)$$

โดยอาศัยสมการของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำในสมการที่ (2.24),(2.23) และ (2.20),(2.21) ร่วมกับสมการของการคำนวณค่าความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ในสมการที่ (2.17) เราสามารถรวมระบบประมาณค่าความเร็วเข้ากับระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสได้และสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมโครงสร้างของระบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วได้ดังรูปที่ 2.8

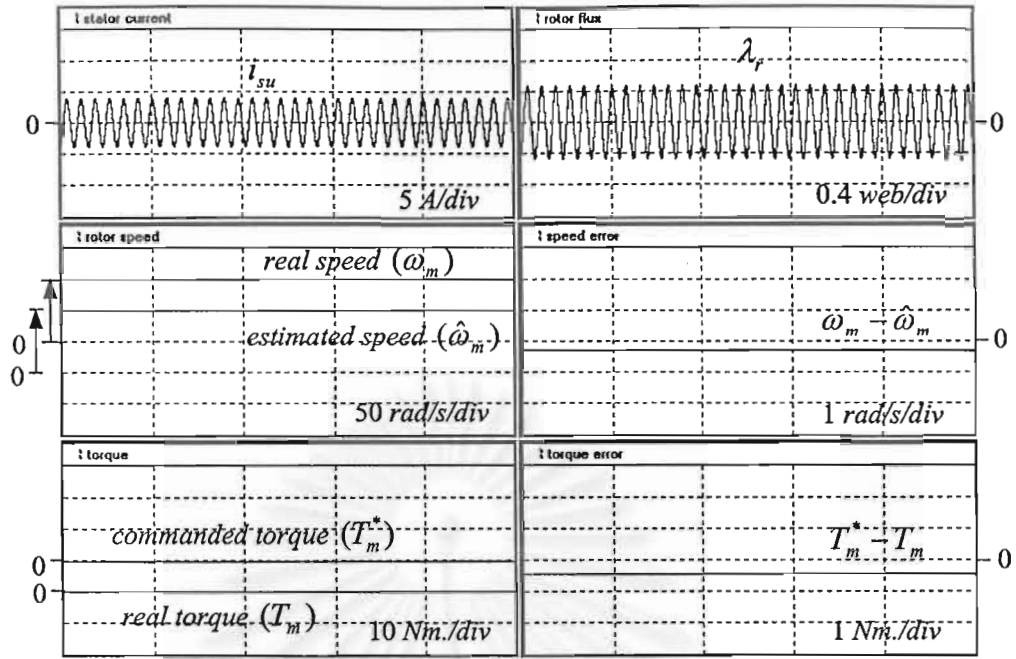
2.3.3 ผลการจำลองการทำงาน

ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วแสดงได้ในรูปที่ 2.9-2.15 โดยผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 2.9-2.11 แสดงการทำงานของระบบประมาณค่าความเร็วที่ไม่มี การป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ ($k = 0$) พบว่าที่สภาวะอยู่ตัวและไร้โหลดระบบสามารถทำงานได้แต่ยังมีค่าผิดพลาดของความเร็วที่สภาวะอยู่ตัวประมาณ 0.3 rad/s หรือประมาณ 3 rpm และระบบจะขาดเสถียรภาพเมื่อมอเตอร์เบรกหรือมีการป้อนโหลดแบบคั่นพลังงาน ส่วนในรูปที่ 2.12-2.15 แสดงการทำงานของระบบประมาณค่าความเร็วที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำผ่านอัตราขยาย k โดยให้ $k = 3$ พบว่าระบบสามารถทำงานได้โดยไม่มีค่าผิดพลาดของความเร็วที่สภาวะอยู่ตัวและทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพแม้มีการป้อนโหลดคั่นพลังงาน แต่อย่างไรก็ตามระบบจะขาดเสถียรภาพเมื่อมอเตอร์ทำงานกลับทิศทางการหมุน

จากผลการจำลองการทำงานจะเห็นว่าเราสามารถปรับปรุงเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วได้โดยการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำผ่านอัตราขยาย k แต่อย่างไรก็ตามระบบยังคงขาดเสถียรภาพได้ในบางย่านการทำงานเนื่องจากการเลือกอัตราขยาย k ที่ไม่เหมาะสมและไม่มีทฤษฎีรองรับ ถึงแม้วิธีการป้อนกลับค่าผิดพลาดนี้จะมีการนำเสนอมาก่อนหน้านี้แล้ว แต่ก็มิได้มีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบและแสดงวิธีการออกแบบค่า k ที่เหมาะสมซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะแสดงถึงวิธีการวิเคราะห์เสถียรภาพและการออกแบบอัตราขยาย k ซึ่งจะกล่าวในบทถัดไป

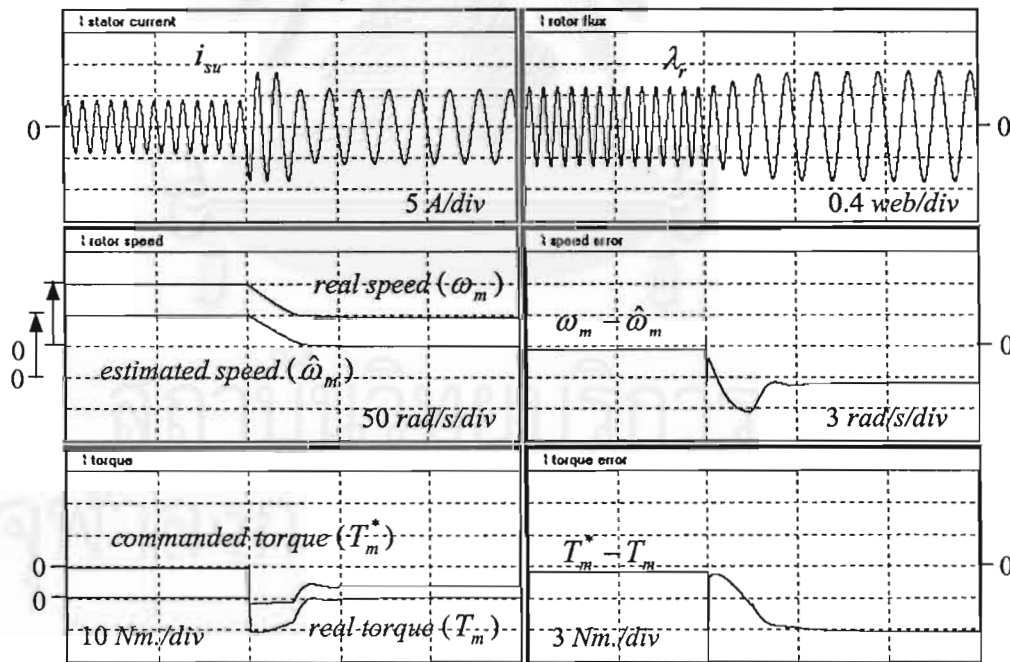


รูปที่ 2.8 ระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่มีการรวมระบบประมาณค่าความเร็วเข้ากับระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแส



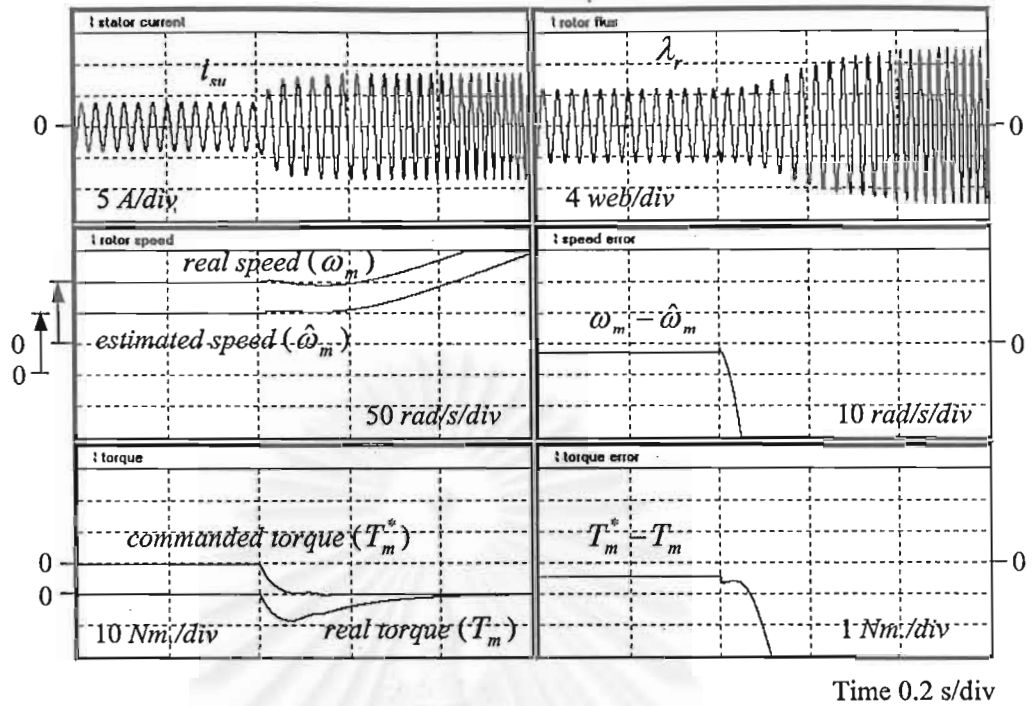
Time 0.2 s/div

รูปที่ 2.9 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วในกรณีที่ไม่มีกรป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ ($k = 0$) ที่สภาวะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 100 rad/s

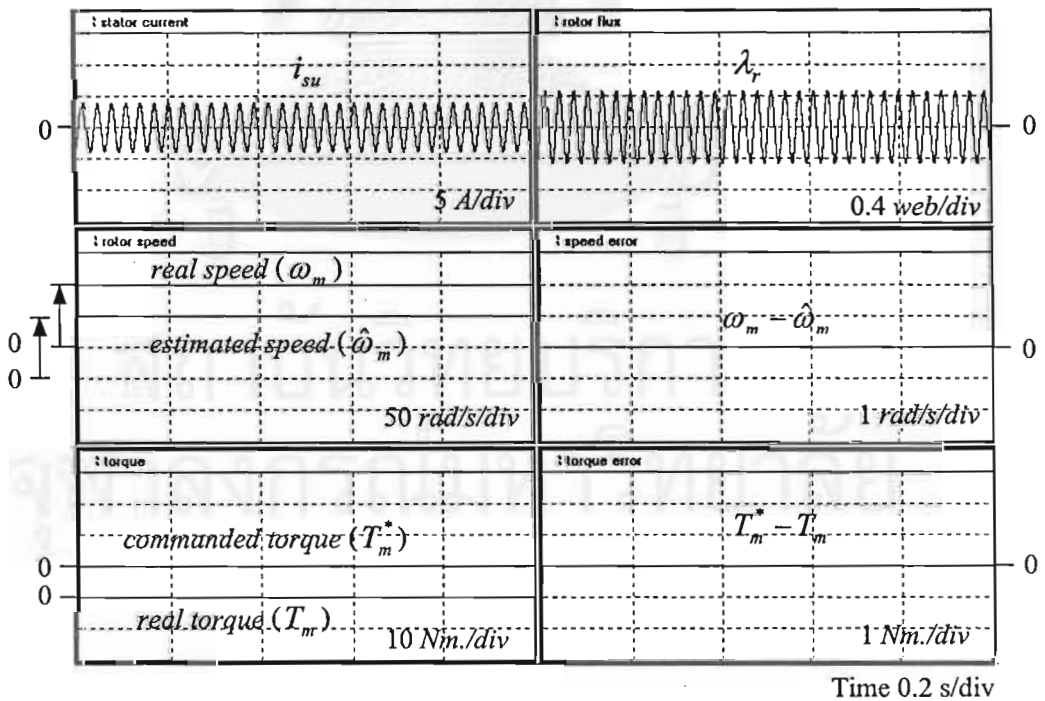


Time 0.2 s/div

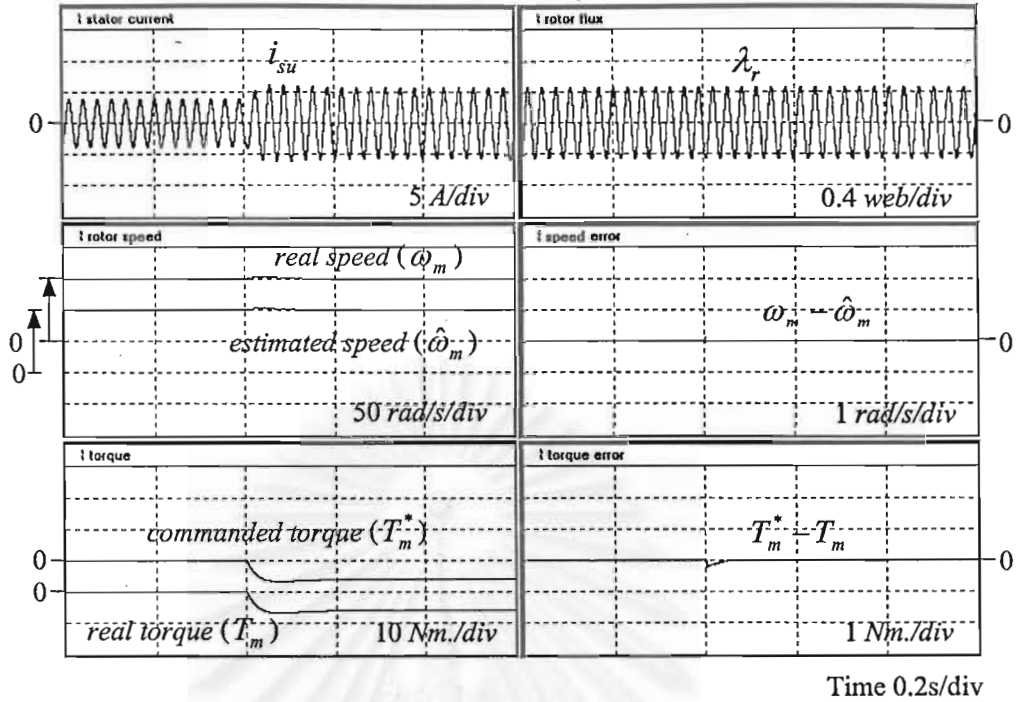
รูปที่ 2.10 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วในกรณีที่ไม่มีกรป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ ($k = 0$) ขณะลดความเร็วจาก 100 -> 50 rad/s



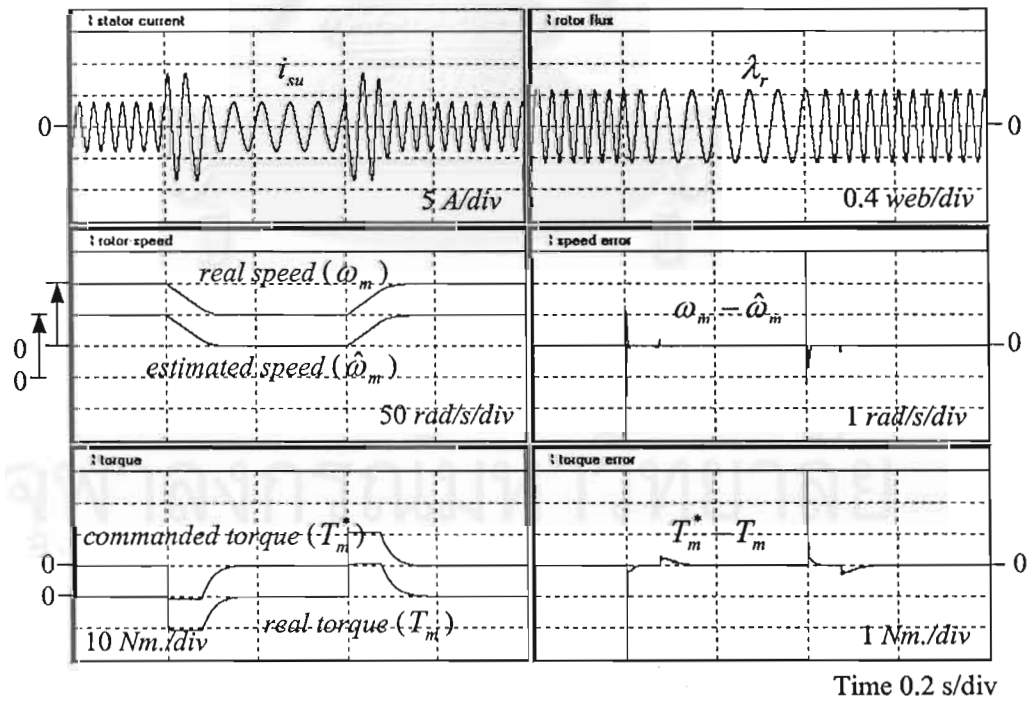
รูปที่ 2.11 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วในกรณีที่ไม่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ ($k = 0$) ขณะป้อนโหลดแบบคืบพลังงานขนาด 6 Nm. ที่ความเร็วคำสั่ง 100 rad/s



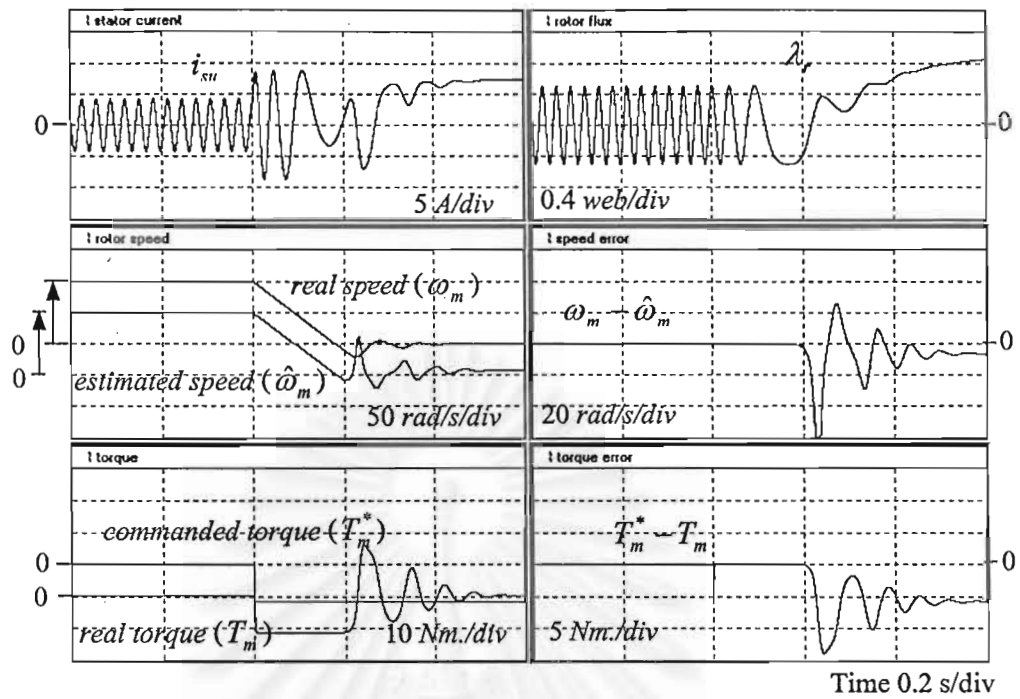
รูปที่ 2.12 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วในกรณีที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำโดยให้ $k = 3$ ที่สภาวะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 100 rad/s



รูปที่ 2.13 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วในกรณีที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำโดยให้ $k = 3$ ขณะป้อนโหลดแบบคั่นพลังงานขนาด 6 Nm. ที่ความเร็วคำสั่ง 100 rad/s



รูปที่ 2.14 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วในกรณีที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำโดยให้ $k = 3$ ขณะลดความเร็วจาก 100->50 rad/s และเร่งความเร็วจาก 50->100 rad/s



รูปที่ 2.15 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วในกรณีที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำโดยให้ $k = 3$ ขณะกลับทิศความเร็วของมอเตอร์ จาก 100 \rightarrow -100 rad/s

บทที่ 3

การวิเคราะห์เสถียรภาพและการออกแบบระบบประมาณค่าความเร็ว

ในบทนี้เราจะทำการศึกษาเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วโดยอาศัยการแปลงระบบประมาณค่าความเร็วที่ได้นำเสนอในบทก่อนให้อยู่ในรูปแบบ MRAS เพื่อหาเงื่อนไขด้านเสถียรภาพ และวิธีการออกแบบอัตราขยาย k เพื่อให้ระบบประมาณค่าความเร็วสามารถมีเสถียรภาพได้ในย่านการทำงานที่กว้าง นอกจากนี้เรายังศึกษาถึงผลของอัตราขยาย k ที่มีต่อความไวของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการตรวจจับกระแสอีกด้วย

3.1 การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว

ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วเราจะอาศัยวิธีการ MRAS ซึ่งมีหลักการคือ จะใช้แบบจำลองของมอเตอร์จริงเป็นแบบจำลองอ้างอิง (Reference Model) และตัวควบคุมเวกเตอร์เป็นแบบจำลองปรับตัว (Adjusted Model) ค่าความเร็วโรเตอร์สามารถประมาณได้จากสัญญาณค่าผิดพลาดของสัญญาณออกจากแบบจำลองทั้งสองและถูกนำกลับมาใช้ในการปรับแบบจำลองในแบบจำลองปรับตัวให้มีทิศทางที่จะทำให้สัญญาณค่าผิดพลาดเป็นศูนย์

เนื่องจากสมการด้านสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำไม่ขึ้นอยู่กับค่าความเร็วโรเตอร์ดังนั้นเราจึงใช้สมการในส่วนนี้เป็นแบบจำลองอ้างอิงซึ่งแสดงถึงแบบจำลองของมอเตอร์จริงโดยมีสัญญาณออกเป็นแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ U ส่วนสมการด้านโรเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความเร็วโรเตอร์และเนื่องจากตัวควบคุมเวกเตอร์นั้นอาศัยอยู่บนสมการด้านโรเตอร์ ดังนั้นเราสามารถใช้สมการโรเตอร์ภายในตัวควบคุมเวกเตอร์นี้เป็นแบบจำลองปรับตัว สำหรับการวิเคราะห์เราจะเริ่มต้นจากการพิจารณาการประมาณค่าความเร็วบนแกนสเตเตอร์ เนื่องจากสมการของระบบที่แสดงบนแกนสเตเตอร์นี้เป็นระบบเชิงเส้นซึ่งง่ายต่อการวิเคราะห์ และเราจะทำการแปลงระบบประมาณค่าความเร็วไปอยู่บนแกนหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์ในภายหลัง

สมการด้านสเตเตอร์: (IM Model)

$$U = \frac{d\lambda_r}{dt} = \frac{L_r}{M} [v_s - R_s i_s - \sigma L_s \frac{di_s}{dt}] \quad (3.1)$$

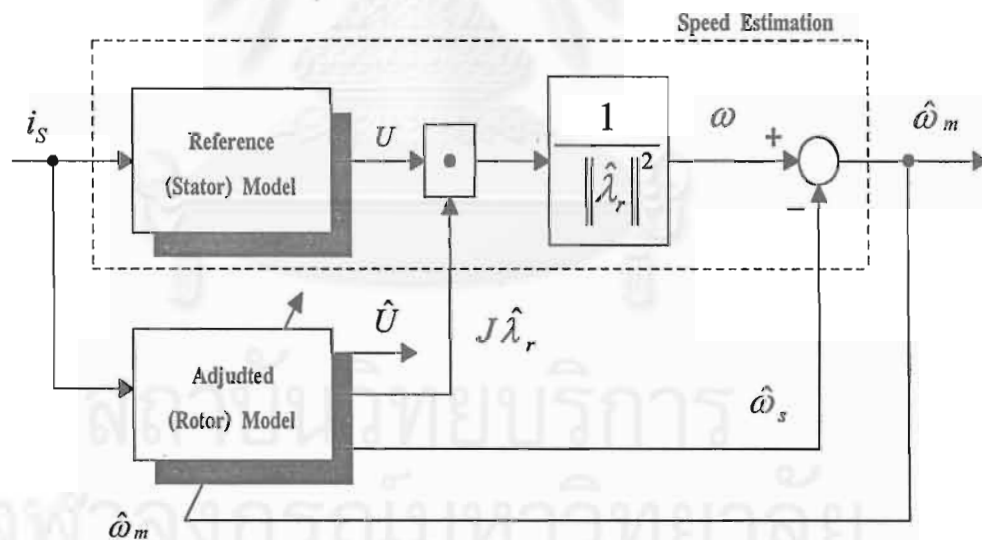
สมการด้านโรเตอร์ : (Vector Controller)

$$\hat{U} = \frac{d\hat{\lambda}_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r}(Mi_s - \hat{\lambda}_r) + J\hat{\omega}_m\hat{\lambda}_r \quad (3.2)$$

การประมาณค่าความเร็ว : (Speed Estimation)

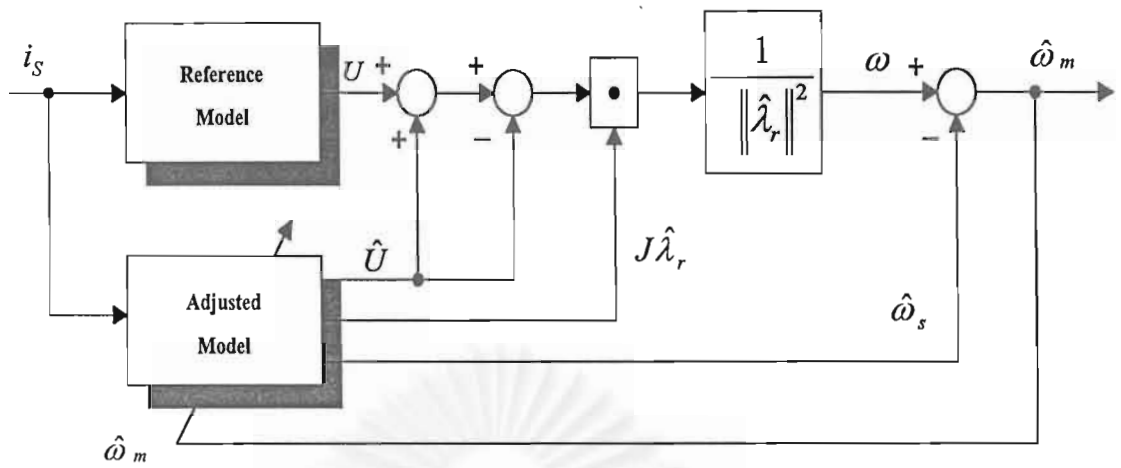
$$\omega = \frac{U^T J \hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2}, \quad \hat{\omega}_m = \omega - \hat{\omega}_s \quad (3.3)$$

สมการที่ (3.1) และสมการที่ (3.2) แสดงถึงสมการของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำบนแกนสเตเตอร์ ซึ่งคำนวณจากสมการด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ ส่วนการประมาณค่าความเร็วในสมการที่ (3.3) แสดงให้เห็นว่าค่าความถี่โรเตอร์ฟลักซ์จะขึ้นอยู่กับองค์ประกอบของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่มีทิศทางตั้งฉากกับ โรเตอร์ฟลักซ์และเพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ในขั้นแรกเราจะยังไม่พิจารณาถึงการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำผ่านอัตราขยาย k และจากสมการที่ (3.1)-(3.3) เราสามารถแสดงระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนสเตเตอร์ได้ดังรูปที่ 3.1

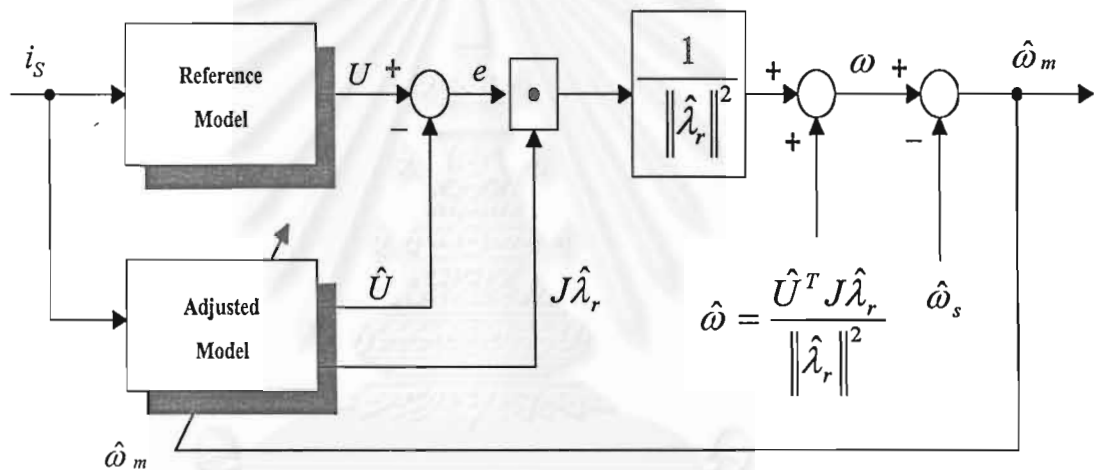


รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมการประมาณค่าความเร็วบนแกนสเตเตอร์

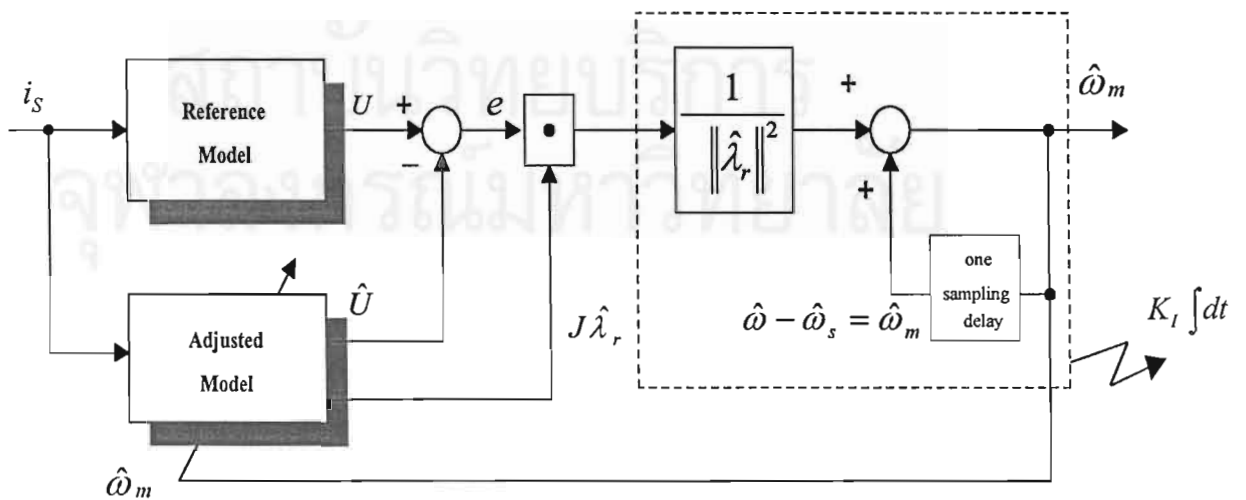
บล็อกไดอะแกรมการประมาณค่าความเร็วในรูปที่ 3.1 ประกอบด้วยส่วนของการคำนวณความถี่ของโรเตอร์ฟลักซ์จากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ การประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ และการประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์จากตัวควบคุมเวกเตอร์ ระบบประมาณค่าความเร็วในรูปที่ 3.1 นี้สามารถแปลงให้อยู่ในรูปแบบ MRAS ได้ดังแสดงในรูปที่ 3.2



(a)

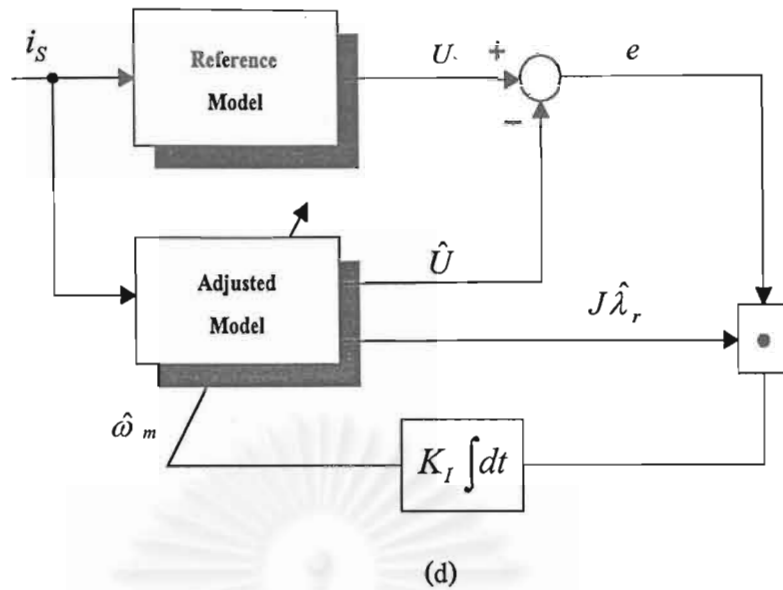


(b)



(c)

รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการแปลงระบบประมาณค่าความเร็วให้อยู่ในรูปแบบ MRAS



รูปที่ 3.2 (ต่อ) บล็อกไดอะแกรมแสดงการแปลงระบบประมาณค่าความเร็วให้อยู่ในรูปแบบ MRAS

จากรูปที่ 3.2 เราจะเห็นว่าระบบประมาณค่าความเร็วในรูปที่ 3.2 (a) และ (b) จะเหมือนกับระบบในรูปที่ 3.1 ทุกประการและจากสมการด้านโรเตอร์ในตัวควบคุมเวกเตอร์เราจะได้ว่า

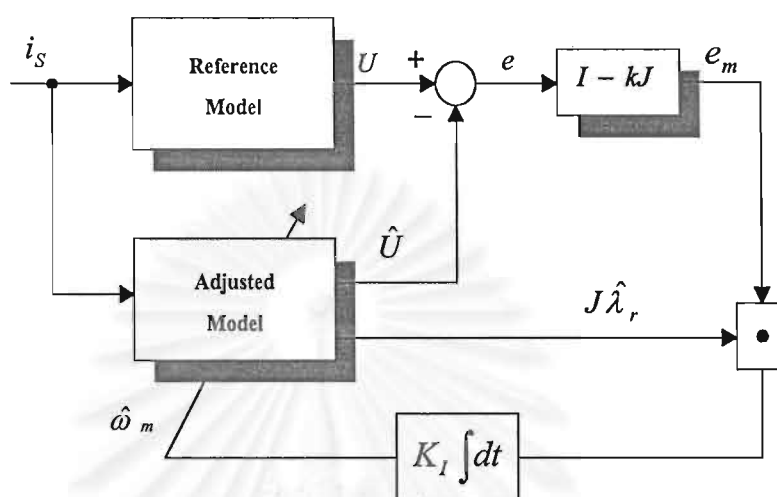
$$\hat{\omega}_s = \frac{R_r M i_{sq}}{L_r \|\hat{\lambda}_r\|} = \frac{\hat{U}^T J \hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} - \hat{\omega}_m = \hat{\omega} - \hat{\omega}_m \quad (3.4)$$

ดังนั้น

$$\hat{\omega} - \hat{\omega}_s = \hat{\omega}_m \quad (3.5)$$

จากสมการที่ (3.5) เราสามารถแสดงการประมาณค่าความเร็วได้ดังในรูปที่ 3.2 (c) เราจะเห็นว่าค่าความเร็วโรเตอร์ประมาณจะถูกนำกลับมาใช้ในการประมาณค่าความเร็วทันทีในลักษณะวงรอบการป้อนกลับแบบบวกทำให้อัตราขยายในส่วนนี้มีค่าเป็นอนันต์ อย่างไรก็ตามในกรณีทางปฏิบัติที่เราสร้างระบบในเชิงดิจิทัลค่าความเร็วประมาณจะไม่ถูกนำกลับมาใช้ในทันทีแต่จะถูกหน่วงเวลาไปเท่ากับหนึ่งคาบเวลาการชกตัวอย่างของระบบ ดังนั้นอัตราขยายในส่วนนี้จึงมีค่าที่ไม่สูงจนเกินไปและมีค่าขึ้นอยู่กับความถี่ในการชกตัวอย่าง บล็อกในเส้นประนี้เราสามารถมองเหมือนเป็นอินทิเกรเตอร์ K_I ซึ่งเราสามารถพิสูจน์ได้โดยแสดงไว้ในภาคผนวก ข ดังนั้นเราสามารถแสดงระบบประมาณค่าความเร็วได้ใหม่ในรูปแบบ MRAS ดังแสดงในรูปที่ 3.2 (d) โดยที่แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่คำนวณจากแบบจำลองอ้างอิงจะถูกกำหนดเป็นสัญญาณอ้างอิง และค่าความเร็วโรเตอร์สามารถถูกปรับโดยอาศัยค่าผิดพลาดระหว่างแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำอ้างอิงกับแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่ถูกประมาณจากแบบจำลองปรับตัวและในกรณีที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของ

แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำผ่านอัตราขยาย k เราจะได้ว่าส่วนของการป้อนกลับจะปรากฏอยู่ในเทอมของ $[I - kJ]$ ดังแสดงในรูปที่ 3.3 (ภาคผนวก ข)



รูปที่ 3.3 ระบบประมาณค่าความเร็วในรูปแบบ MRAS ในกรณีที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ

จากการที่เราสามารถแปลงระบบประมาณค่าความเร็วให้อยู่ในรูปแบบ MRAS ในรูปที่ 3.3 ทำให้เราสามารถวิเคราะห์เสถียรภาพได้โดยการหาสมการค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำซึ่งสามารถพิจารณาได้ดังนี้ เนื่องจากแบบจำลองอ้างอิงเป็นสมการจริงของมอเตอร์ดังนั้นสมการด้านสเตเตอร์จึงสมมูลกับสมการด้านโรเตอร์ที่ใช้ความเร็วจริง เราจึงสามารถใช้สมการโรเตอร์ของมอเตอร์จริงเป็นแบบจำลองอ้างอิงแทนสมการสเตเตอร์ในการพิจารณาได้

แบบจำลองอ้างอิง (Reference Model) :

$$U = \frac{d\lambda_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (Mi_s - \lambda_r) + J\omega_m \lambda_r \quad (3.6)$$

แบบจำลองปรับตัว (Adjusted Model) :

$$\hat{U} = \frac{d\hat{\lambda}_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (Mi_s - \hat{\lambda}_r) + J\hat{\omega}_m \hat{\lambda}_r \quad (3.7)$$

การประมาณค่าความเร็ว :

$$\hat{\omega}_m = K_I \int [(I - kJ) * e]^T J \hat{\lambda}_r dt \quad ; \quad e = U - \hat{U} \quad (3.8)$$

โดยที่ $K_r = \frac{1}{\|\hat{\lambda}_r\|^2 Ts}$; Ts = คาบเวลาในการสุ่มตัวอย่าง ในกรณีที่สร้างระบบในเชิงดิจิทัล

จากบล็อกไดอะแกรมของระบบประมาณค่าความเร็วที่แสดงในรูปแบบของ MRAS ค่าความเร็วโรเตอร์สามารถประมาณได้โดยผ่านค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำและอินทิเกรเตอร์สมมูล K_r ดังในสมการที่ (3.8) ซึ่งจะสมมูลกับความเร็วประมาณที่คำนวณได้จากสมการที่ (3.3) และเราเรียกค่า $J\hat{\lambda}_r$ ว่ารีเกรสเซอร์เวกเตอร์ (regressor vector) จากสมการที่ (3.6) และ (3.7) สามารถคำนวณหาสมการค่าความผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำได้ดังนี้

$$e = G(s)\{J\hat{\lambda}_r(\omega_m - \hat{\omega}_m)\} \quad (3.9)$$

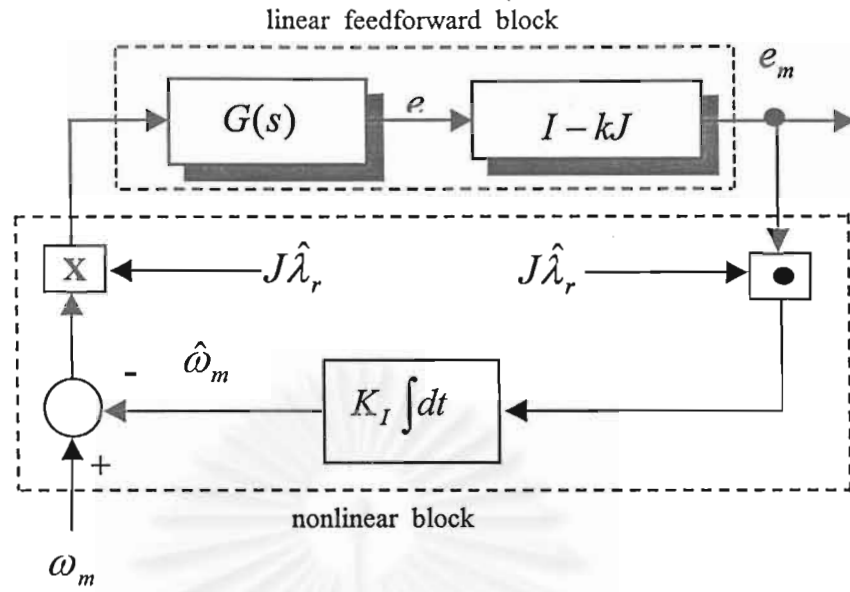
$$e_m = [I - kJ]e \quad (3.10)$$

$$\text{โดยที่ } G(s) = s[(s + \alpha)I - \beta J]^{-1} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

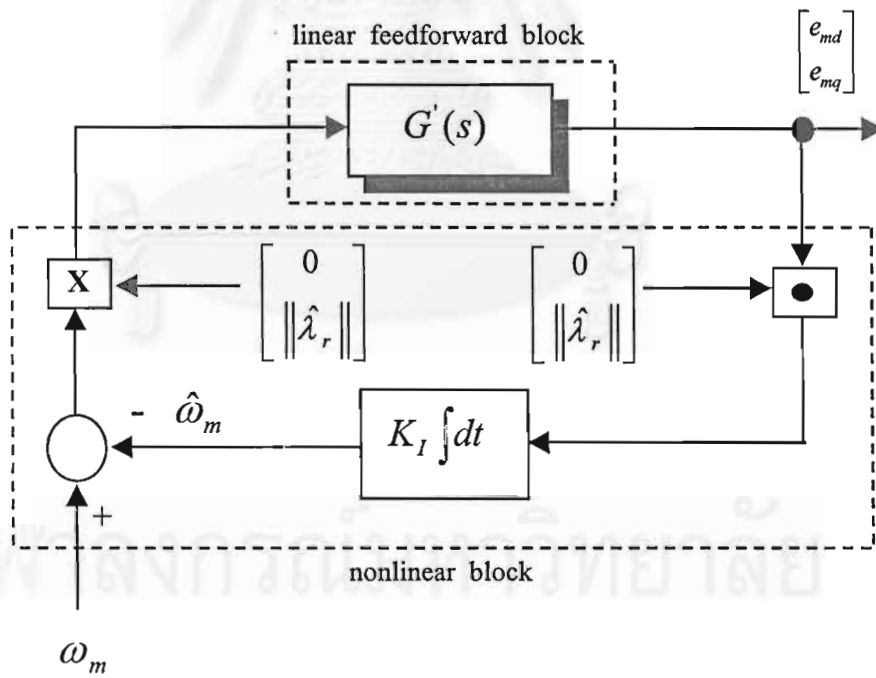
$$\alpha = \frac{R_r}{L_r}, \beta = \omega_m$$

สมการค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำในสมการที่ (3.9) แสดงให้เห็นว่าการเกิดค่าผิดพลาดของความเร็วโรเตอร์ ($\hat{\omega}_m \neq \omega_m$) จะสามารถสะท้อนไปยังค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำโดยผ่านฟังก์ชันโอนย้าย $G(s)$ เราสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบวงรอบปิดของการประมาณค่าความเร็วบนแกนสแตเตอร์ได้ดังรูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมของระบบประมาณค่าความเร็วมีองค์ประกอบสองส่วนคือ ส่วนเชิงเส้นป้อนไปหน้า (linear feedforward block) และส่วนไม่เชิงเส้น (nonlinear block) การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบบนแกนสแตเตอร์นี้ค่อนข้างยุ่งยากเนื่องจากระบบประมาณค่าความเร็วมีลักษณะสัญญาณเข้า-ออกหลายสัญญาณ (multiple input-multiple output :MIMO) ดังนั้นเราจะทำการแปลงระบบไปอยู่บนแกนหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์ซึ่งอยู่บนแกนอ้างอิงเดียวกับตัวควบคุมเวกเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.5 โดยที่ $G'(s)$ คือฟังก์ชันโอนย้ายเชิงเส้นป้อนไปหน้าบนแกนหมุน นิยามตามสมการที่ (3.12)

$$\begin{aligned} G'(s) &= [I - kJ]G(sI + \alpha J) \\ &= \begin{bmatrix} G'_{11}(s) & G'_{12}(s) \\ G'_{21}(s) & G'_{22}(s) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.12)$$

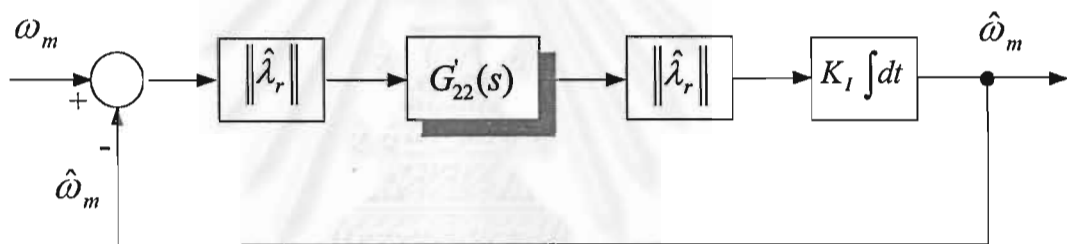


รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมระบบวงปิดของระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนสเตเตอร์



รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมระบบวงปิดของระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์

เนื่องจากรีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $J\hat{\lambda}_r$ บนแกนหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์มีองค์ประกอบในแกน q เท่านั้น สัญญาณขาเข้าของฟังก์ชันโอนย้ายเชิงเส้นป้อนไปหน้า $G'(s)$ จึงมีองค์ประกอบเฉพาะในแกน q เช่นเดียวกัน ดังนั้นค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำในแกน d และ q จึงเกิดจากฟังก์ชันโอนย้าย $G'_{12}(s)$ และ $G'_{22}(s)$ ตามลำดับ นอกจากนี้สัญญาณขาเข้าของบล็อกไม่เชิงเส้นซึ่งเกิดจากผลคูณสเกลาร์ระหว่างรีเกรสเซอร์เวกเตอร์กับสัญญาณออกค่าผิดพลาดมีเพียงสัญญาณในแกน q ทำให้เราสามารถสรุปได้ว่าระบบป้อนกลับของค่าผิดพลาดในการประมาณค่าความเร็วเกิดจากสัญญาณในแกน q เท่านั้น นั่นคือเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วจะขึ้นอยู่กับฟังก์ชันโอนย้าย $G'_{22}(s)$ เราสามารถสรุปและเขียนระบบวงรอบปิดของค่าผิดพลาดของระบบประมาณค่าความเร็วซึ่งมีค่าความเร็วโรเตอร์จริงเป็นสัญญาณเข้าได้ใหม่มีลักษณะแบบสัญญาณเข้า-ออกเดี่ยว (single input-single output :SISO) ดังแสดงในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 ระบบวงรอบปิดของระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์

โดยที่

$$G'_{22}(s) = \frac{s^2 + (k\beta + \alpha)s + \omega(k\alpha + \omega_s)}{(s + \alpha)^2 + \omega_s^2} \quad (3.13)$$

เนื่องจากโดยปกติค่า K_I สมมูลของระบบประมาณค่าความเร็วมีค่าที่สูงจึงทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้หากมีศูนย์ที่ไม่เสถียรเกิดขึ้น ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วเราจะพิจารณาค่าตำแหน่งของศูนย์ของฟังก์ชันโอนย้าย $G'_{22}(s)$ เจื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอสำหรับการมีศูนย์ที่เสถียรคือ

$$\begin{aligned} \text{(I)} \quad \omega(k\alpha + \omega_s) &> 0 \\ \text{(II)} \quad k\beta + \alpha &> 0 \end{aligned} \quad (3.14)$$

เงื่อนไข (I), (II) ในสมการที่ (3.14) ก็คือเงื่อนไขด้านเสถียรภาพสำหรับระบบประมาณค่าความเร็วและจากเงื่อนไขทั้งสองจะเห็นว่าระบบประมาณค่าความเร็วจะทำงานผิดพลาดและขาดเสถียรภาพได้หากไม่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำผ่านอัตราขยาย k ที่เหมาะสม เช่น กรณีที่ $k=0$ ระบบจะขาดเสถียรภาพได้เมื่อสลิป (ω_s) เป็นลบกล่าวคือเมื่อระบบทำการเบรกหรือทำงานในย่านคืนพลังงานดังผลในรูปที่ 2.9 เราสามารถพิจารณาเงื่อนไขการขาดเสถียรภาพได้ดังนี้

1) เงื่อนไข $\omega(k\alpha + \omega_s) > 0$

เราจะเห็นว่าหากไม่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ ($k=0$) และหากมอเตอร์ทำงานที่สภาวะไร้โหลด ($\omega_s=0$) เราสามารถเขียนฟังก์ชันโอนย้าย $G'_{22}(s)$ ได้ใหม่ตามสมการที่ (3.15)

$$G'_{22}(s) = \frac{s^2 + \alpha s}{(s + \alpha)^2} = \frac{s}{s + \alpha} \quad (3.15)$$

ระบบประมาณค่าความเร็วจะปรากฏศูนย์ขั้วที่จุดกำเนิด ซึ่งไปหักล้างกับผลของตัวควบคุมอินทิเกรต K_I สมมูลของระบบประมาณค่าความเร็วทำให้เกิดค่าผิดพลาดของความเร็วประมาณที่สถานะอยู่ตัวดังแสดงในผลการจำลองการทำงานรูปที่ 2.8

ในกรณีที่มีโหลด ($\omega_s \neq 0$) หาก $k=0$ หรือออกแบบอัตราขยาย k ที่ไม่สอดคล้องตามเงื่อนไขนี้ ระบบประมาณค่าความเร็วจะเกิดศูนย์ขั้วที่ไม่เสถียรหนึ่งตัวบนแกนจริงของระนาบเชิงซ้อน s ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ทำให้ขั้วของอินทิเกรเตอร์สมมูล K_I ที่จุดกำเนิดเคลื่อนที่ไปหาศูนย์ขั้วที่ไม่เสถียรนี้ โดยเงื่อนไขการขาดเสถียรภาพนี้จะเกิดเมื่อมอเตอร์ทำงานในย่านเบรกหรือมีการป้อนโหลดแบบคืนพลังงาน ($\omega_s < 0$) (Regenerative mode) ตลอดจนในย่านเบรกแบบปลั๊กกิ้ง (Plugging mode) และในย่านการทำงานที่เป็นมอเตอร์ (Motoring mode) ขณะที่ $\omega < 0$ ซึ่งสามารถแสดงได้ในผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 2.9 และ 2.10 ตามลำดับ

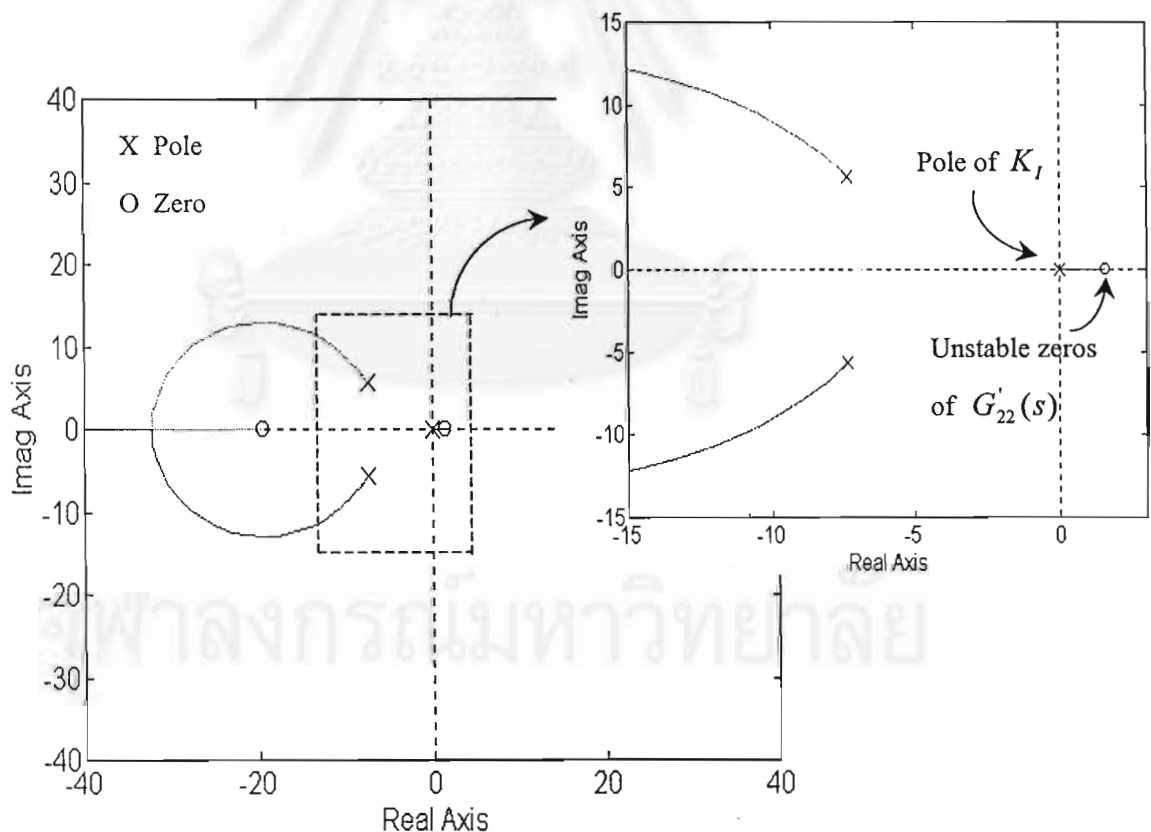
2) เงื่อนไข $k\beta + \alpha > 0$

สำหรับเงื่อนไขนี้หากไม่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ เราจะพบว่า เป็นจริงเสมอ อย่างไรก็ตามหากออกแบบอัตราขยาย k ที่ไม่สอดคล้องตามเงื่อนไขระบบ ประมาณค่าความเร็วจะเกิดศูนย์ที่ไม่เสถียรได้โดย

ในกรณีที่ $(k\beta + \alpha)^2 > 4\omega[k\alpha + \omega_r]$ จะเกิดศูนย์หนึ่งตัวทางซีกขวาและอยู่บนแกนจริงของระนาบเชิงซ้อน s เช่นเดียวกับในรูปที่ 3.7

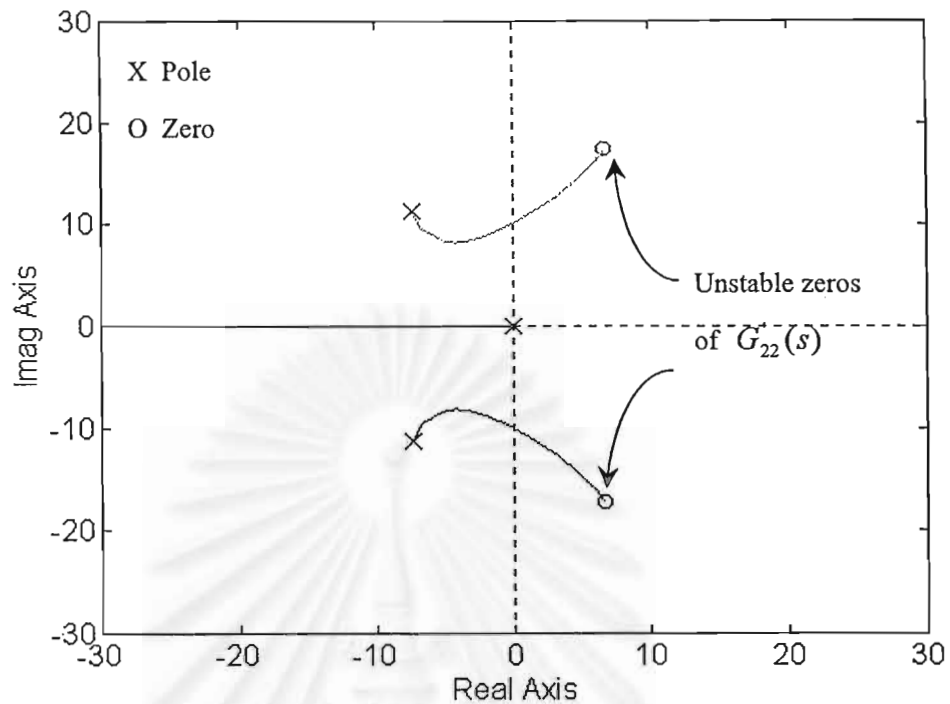
และในกรณีที่ $(k\beta + \alpha)^2 < 4\omega[k\alpha + \omega_r]$ จะเกิดคู่สังยุคของศูนย์ทางซีกขวาของ ระนาบเชิงซ้อน s ดังในรูปที่ 3.8

หากเราพิจารณาเงื่อนไข จะเห็นว่าระบบจะขาดเสถียรภาพหากออกแบบอัตราขยาย k ให้มีเครื่องหมายที่มีทิศทางตรงข้ามกับ β ($\beta = \omega_m$) ดังแสดงในผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 2.15 ซึ่งออกแบบให้อัตราขยาย $k = 3$ พบว่าระบบจะขาดเสถียรภาพเมื่อมอเตอร์มีการกลับทิศการ หมุน



รูปที่ 3.7 ทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อทำงานในย่านคั่นพลังงานโดยป้อน

โหลด -10 Nm . ใช้อัตราขยาย $k = 3$



รูปที่ 3.8 ทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อมอเตอร์ทำงานในย่านความเร็วต่ำ
-10 rad/s ใช้อัตราขยาย $k=3$

3.2 การออกแบบอัตราขยาย k

จากเงื่อนไขเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว เราสามารถออกแบบอัตราขยาย k ที่สอดคล้องตามเงื่อนไขทั้งสองได้ดังนี้คือ

$$k = \frac{\omega_m}{\alpha} \quad (3.16)$$

เราสามารถตรวจสอบได้คือ

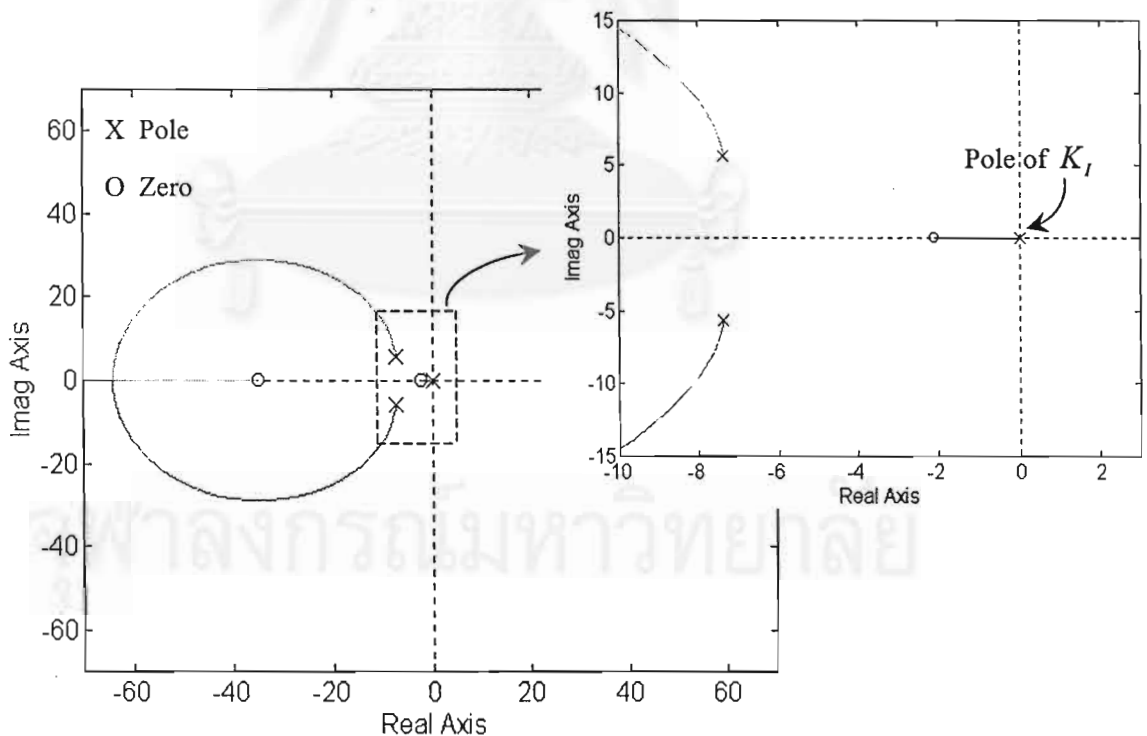
$$\text{จากเงื่อนไข (I)} \quad \omega(k\alpha + \omega_s) = \omega(\omega_m + \omega_s) = \omega^2 > 0$$

$$\text{และเงื่อนไข (II)} \quad \alpha + k\beta = \alpha + \frac{\omega_m^2}{\alpha} > 0 \quad \text{เสมอ}$$

อย่างไรก็ตามในระบบเวกเตอร์ไจเซนเซอร์วัดความเร็วจะใช้ค่าความเร็วโรเตอร์ประมาณแทนค่าความเร็วจริง ดังนั้นอัตราขยาย k สามารถคำนวณได้ใหม่ตามสมการที่ (3.17)

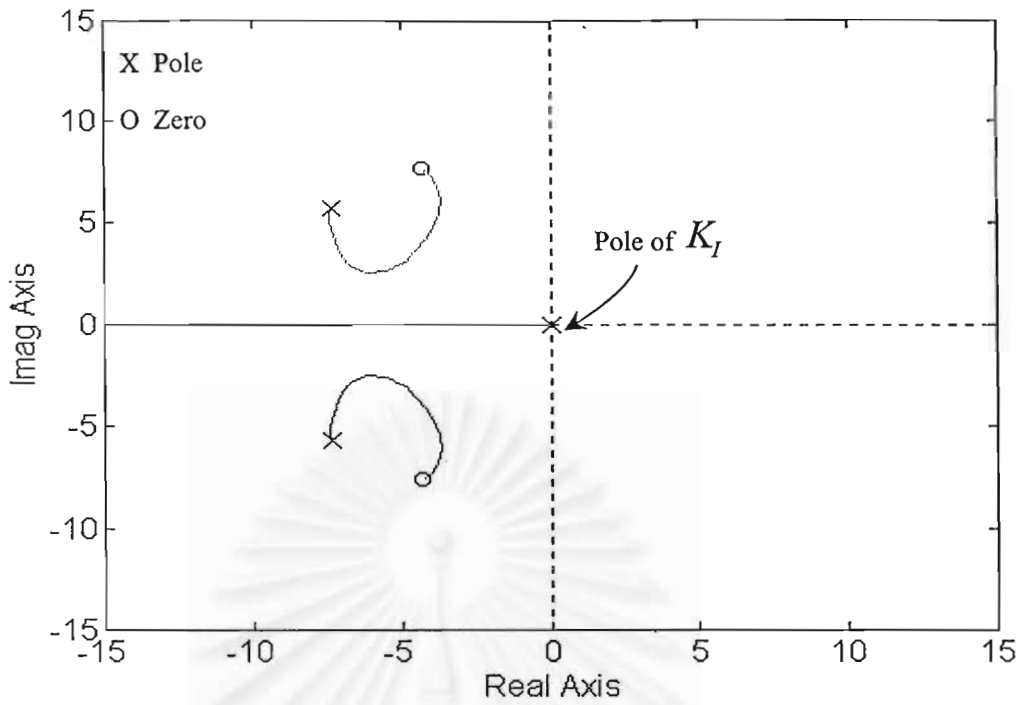
$$k = \frac{\hat{\omega}_m}{\alpha} \quad (3.17)$$

อัตราขยาย k ที่ออกแบบตามสมการที่ (3.17) สามารถแก้ไขปัญหาด้านเสถียรภาพได้โดยระบบประมาณค่าความเร็วสามารถมีเสถียรภาพได้ตลอดย่านการทำงานทั้งในย่านการทำงานที่เป็นมอเตอร์ (Motoring Mode) และในย่านคืนพลังงาน (Regenerative Mode) ตลอดจนในย่านปลั๊กกิ้ง (Plugging Mode) ขณะที่ ω และ ω_m มีทิศทางตรงกันข้าม ยกเว้นที่จุดทำงานเมื่อ $\omega = 0$ โดยที่จุดนี้จะไม่มีความเคลื่อนไหวเพื่อใช้ในการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์เราจึงไม่สามารถประมาณค่าความเร็วได้ไม่ว่าจะด้วยวิธีการใด นอกจากนี้เนื่องจากอัตราขยาย k ที่ออกแบบนี้ขึ้นอยู่กับค่าความเร็วโรเตอร์ประมาณ ดังนั้นหาก $\hat{\omega}_m = 0$ จะไม่มีการป้อนกลับเพื่อรักษาเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็ว ($k = 0$) และอาจเกิดปัญหาได้ดังที่ได้วิเคราะห์ไว้ในตอนต้น รูปที่ 3.9 และ 3.10 แสดงถึงทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วซึ่งมีเงื่อนไขการทำงานเช่นเดียวกับรูปที่ 3.7 และ 3.8 ตามลำดับ โดยใช้อัตราขยาย k ตามที่ออกแบบในสมการที่ (3.17) เราจะเห็นว่าระบบประมาณค่าความเร็วสามารถกลับมามีเสถียรภาพได้ ส่วนในรูปที่ 3.10 ถึง รูปที่ 3.12 นั้นแสดงผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่สภาวะการทำงานต่างๆโดยใช้อัตราขยาย k ตามสมการที่ (3.17) เราจะเห็นว่าระบบควบคุมสามารถมีเสถียรภาพได้ตลอดย่านการทำงาน



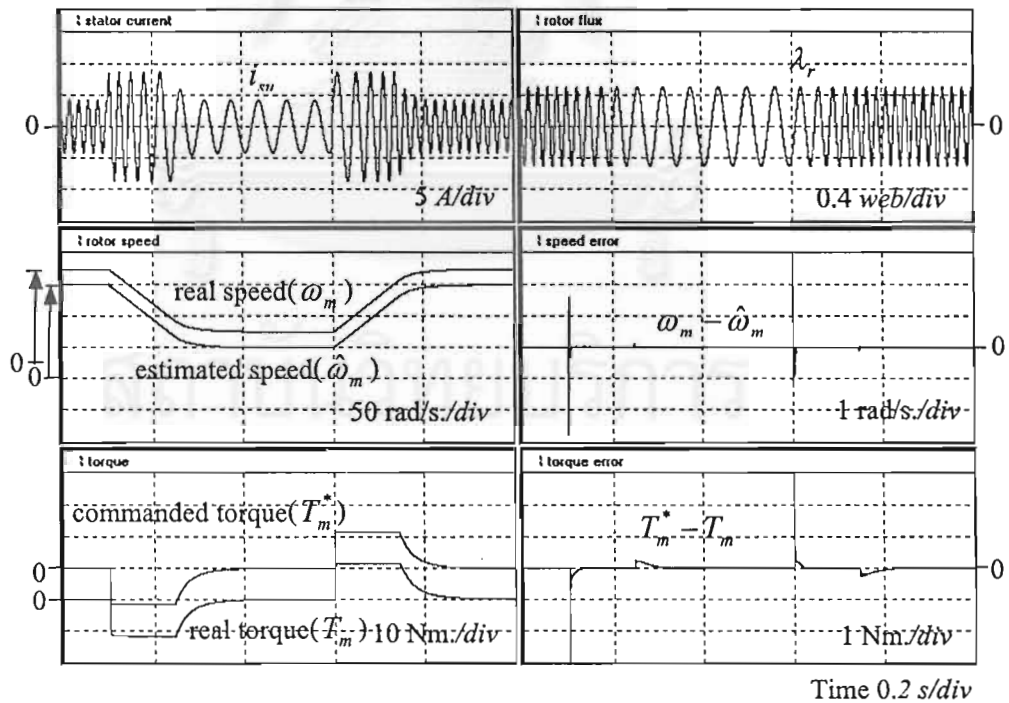
รูปที่ 3.9 ทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วที่เงื่อนไขการทำงานเดียวกับรูปที่ 3.7

$$\text{โดยใช้อัตราขยาย } k = \frac{\hat{\omega}_m}{\alpha}$$



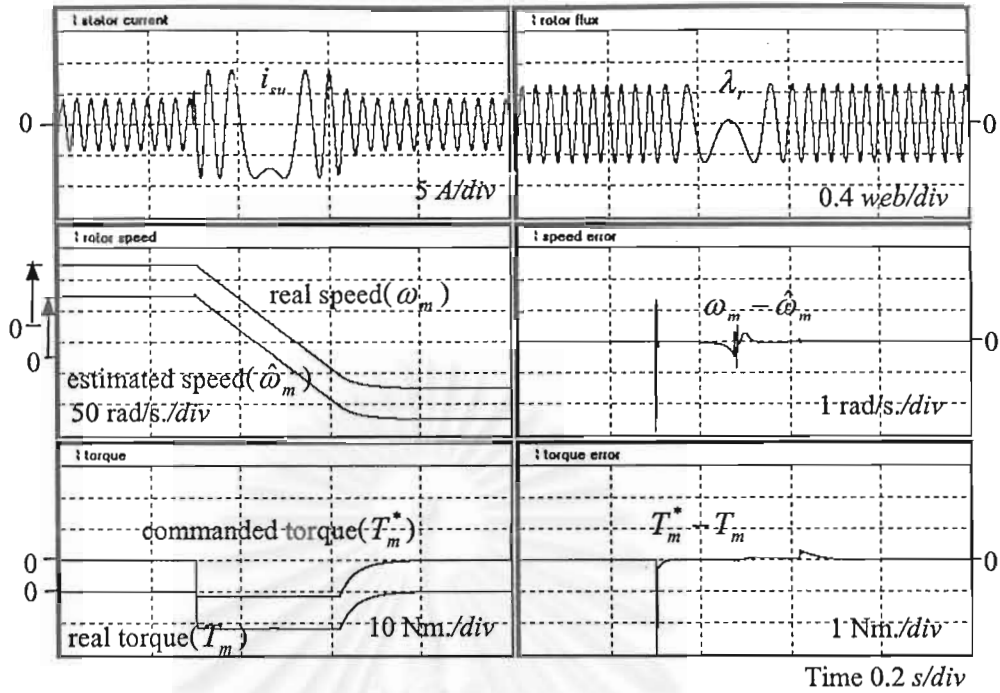
รูปที่ 3.9 ทางเดินรากของระบบประมาณค่าความเร็วที่เงื่อนไขการทำงานเดียวกับรูปที่ 3.7

โดยใช้อัตราขยาย $k = \frac{\hat{\omega}_m}{\alpha}$



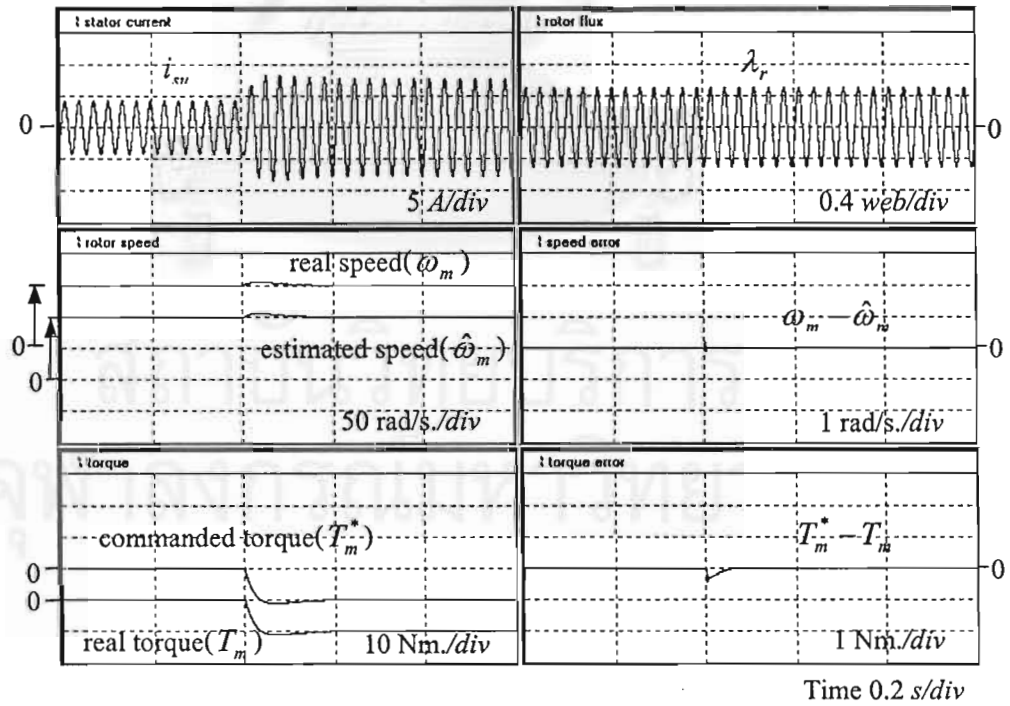
รูปที่ 3.10 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วขณะลดความเร็วจาก 100 -> 50 rad/s

และเร่งความเร็วจาก 50->100 rad/s โดยใช้อัตราขยาย $k = \frac{\hat{\omega}_m}{\alpha}$



รูปที่ 3.11 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมขณะกลับทิศความเร็วมอเตอร์จาก

100->-100 rad/s โดยใช้อัตราขยาย $k = \frac{\hat{\omega}_m}{\alpha}$

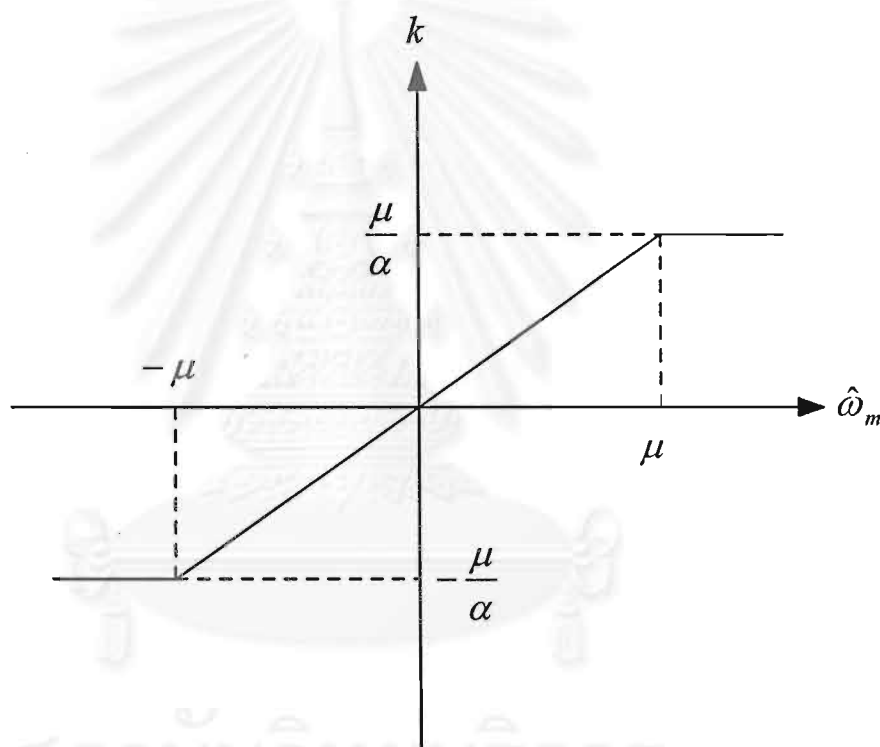


รูปที่ 3.12 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมโดยมีการป้อนโหลดแบบคืบพลังงาน

ขนาด 10 Nm. โดยใช้อัตราขยาย $k = \frac{\hat{\omega}_m}{\alpha}$

3.2.1 การจำกัดอัตราขยาย k

ถึงแม้ว่าอัตราขยาย k ที่ออกแบบตามสมการที่ (3.17) จะช่วยแก้ปัญหาด้านเสถียรภาพทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วสามารถทำงานได้ดีตลอดย่านการทำงาน แต่อย่างไรก็ตามหากมอเตอร์ทำงานในย่านความเร็วที่สูงเช่น ในย่านสนามอ่อนตัว (Field-weakening region) ระบบประมาณอาจแกว่งได้เนื่องจากอัตราขยาย k มีค่าสูงมากขึ้นตามค่าความเร็วโรเตอร์จนระบบประมาณค่าความเร็วมีความไวต่อสัญญาณรบกวน เราสามารถแก้ปัญหานี้ได้โดยการจำกัดอัตราขยาย k ไว้ดังแสดงในรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 การจำกัดอัตราขยาย k

โดยที่

$$k = \begin{cases} \frac{\hat{\omega}_m}{\alpha} & ; |\hat{\omega}_m| < \mu \\ (\frac{\mu}{\alpha})\text{sign}(\hat{\omega}_m) & ; \hat{\omega}_m > \mu \end{cases} \quad \text{และ} \quad \mu > |\omega_{s \max}| \quad (3.18)$$

หากมอเตอร์ทำงานที่ความเร็วสูงกว่า μ อัตราขยาย k จะถูกจำกัดไว้ที่ค่า $\frac{\mu}{\alpha}$ โดยที่ $\mu > 0$ การจำกัดอัตราขยาย k เพื่อให้ยังคงสอดคล้องกับเงื่อนไขเสถียรภาพเราจะเลือกให้ค่า μ มีค่ามากกว่าขนาดของค่าความถี่สลิปสูงสุดของมอเตอร์ ($|\omega_{s,max}|$) และมีทิศของเครื่องหมายเดียวกับความเร็วโรเตอร์ประมาณเสมอ เราสามารถพิจารณาได้ว่าหากระบบทำงานที่ความเร็ว $\hat{\omega}_m > \mu$ จะได้ $k = \frac{\mu}{\alpha}$ และในเงื่อนไขเสถียรภาพเทอม $(\frac{\mu}{\alpha}\alpha + \omega_s)$ จะยังคงมีเครื่องหมายเดียวกับ ω เสมอทั้งในกรณี $\hat{\omega}_m$ มีทิศเป็นบวก (+) และลบ (-)

อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติจะมีการตรวจจับกระแสและแรงดันของมอเตอร์เพื่อใช้ในการประมาณค่าต่างๆเช่น โรเตอร์ฟลักซ์ แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ และความเร็วโรเตอร์ ซึ่งจะมีสัญญาณรบกวนปนเข้ามาและส่งผลกระทบต่อประมาณค่าต่างๆเหล่านี้รวมถึงอัตราขยาย k แม้ว่าการจำกัดอัตราขยาย k จะช่วยลดปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนลงได้แต่เราไม่สามารถจำกัดด้วยค่าที่ต่ำเพื่อขจัดปัญหานี้เนื่องจากติดปัญหาด้านเสถียรภาพ (เงื่อนไข (I)) ดังนั้นเพื่อเป็นการแก้ปัญหาเราอาจใช้วิธีการจำกัดอัตราขยาย k ร่วมกับการลดอัตราขยายโดยรวมของระบบประมาณค่าความเร็ว

3.2.2 การลดอัตราขยายโดยรวมของระบบประมาณค่าความเร็ว

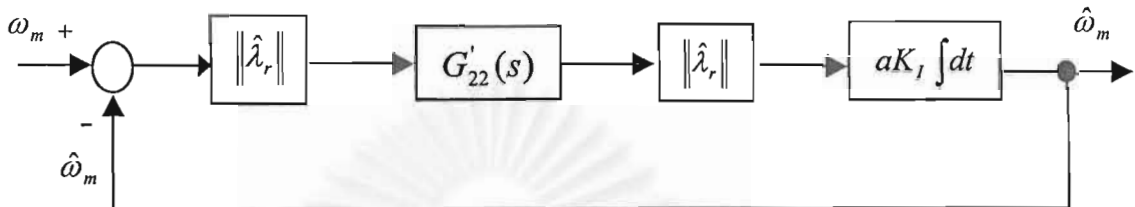
จากบล็อกไดอะแกรมของระบบประมาณค่าความเร็วในรูปที่ 3.5 เราจะเห็นว่าส่วนของการป้อนกลับแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำจะปรากฏในเทอม $[I - kJ]$ และสามารถลดอัตราขยายโดยรวมของระบบประมาณค่าความเร็วได้โดยการแทนเทอม $[I - kJ]$ ด้วยเทอม $[aI - bJ]$ และเพื่อให้คุณสมบัติทางด้านเฟสของระบบประมาณค่าความเร็วไม่เปลี่ยนแปลง เราต้องกำหนดให้อัตราขยาย k มีความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.19)

$$k = \frac{b}{a} \quad (3.19)$$

การออกแบบอัตราขยาย k ในขั้นแรกเราต้องออกแบบให้อัตราขยาย k มีค่าสอดคล้องกับเงื่อนไขเสถียรภาพก่อน แล้วเราจึงเลือกอัตราขยาย a ที่เหมาะสมเพื่อลดอัตราขยายโดยรวมของระบบ เป็นผลให้อัตราขยาย b ต้องถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับ ak และจะได้ว่าเทอม $[aI - bJ]$ มีค่าเท่ากับ $a[I - kJ]$ ซึ่งเสมือนกับเป็นการลดอัตราขยายของอินทิเกรเตอร์สมมูล K_I ลงเป็น aK_I ดังในรูปที่ 3.14 และจากสมการที่ (2.17) เราสามารถเขียนสมการของการคำนวณความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ได้ใหม่ตามสมการที่ (3.20)

$$\omega = \frac{1}{\|\hat{\lambda}_r\|} \{U_q - (1-a)[U_q - \hat{U}_q] - b[U_d - \hat{U}_d]\} \quad (3.20)$$

โดยที่ $0 < a < 1$ และ $b = ak$



รูปที่ 3.14 ระบบประมาณค่าความเร็วบนแกน โรเตอร์ฟลักซ์ที่มีการลดอัตราขยายรวมของระบบโดยอัตราขยาย a

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.14 เราจะเห็นว่าอัตราขยายของระบบจะลดลงด้วยอัตราขยาย a เราสามารถเลือกอัตราขยาย a ได้อย่างอิสระโดยที่ $0 < a < 1$ ทำให้การจัดการกับปัญหาสัญญาณรบกวนได้ง่าย ต่อไปเราจะทำการวิเคราะห์เรื่องสัญญาณรบกวนเนื่องจากการตรวจจับกระแสโดยจะทำการศึกษาถึงผลของอัตราขยาย k ตามที่ได้ออกแบบต่อความไวของสัญญาณรบกวน

3.3 สัญญาณรบกวนเนื่องจากการตรวจจับกระแส

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นว่าในการประมาณค่าต่างๆเช่น โรเตอร์ฟลักซ์ แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ และความเร็วโรเตอร์ เราจะมีการตรวจจับกระแสของมอเตอร์ซึ่งมีสัญญาณรบกวนปะปนเข้ามา สัญญาณรบกวนนี้มีทั้งสัญญาณที่ความถี่สูงเนื่องจากการสวิตช์และออฟเซตเนื่องจากการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัลซึ่งจะส่งผลต่อการประมาณค่าต่างๆเหล่านี้ ดังนั้นเราจะทำการวิเคราะห์ผลของสัญญาณรบกวนต่อการประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ซึ่งในที่นี้เราจะทำการศึกษาเพียงผลของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการตรวจจับกระแสเท่านั้น ส่วนแรงดันของมอเตอร์นั้นเราจะใช้ค่าคำสั่งในอินเวอร์เตอร์แทน

ผลของสัญญาณรบกวนซึ่งมาจากการตรวจจับกระแสมอเตอร์ จะส่งผลต่อการคำนวณค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำในตัวควบคุม ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการที่ (3.7) ได้ใหม่ดังนี้

$$\hat{U} = \frac{d\hat{\lambda}_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r}(Mi_s - \hat{\lambda}_r) + J\hat{\omega}_m\hat{\lambda}_r + \left(\frac{R_r}{L_r}M\right)\eta_i \quad (3.21)$$

โดยที่ η_i คือสัญญาณรบกวนที่ปะปนมากับการตรวจจับกระแส i_s

โดยอาศัยสมการที่ (3.6) และ (3.21) เราสามารถคำนวณหาสมการค่าความผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำได้ใหม่เป็นสมการที่ (3.22)

$$e = U - \hat{U} = G(s)J\hat{\lambda}_r(\omega_m - \hat{\omega}_m) + D(s)\eta_i \quad (3.22)$$

$$\text{โดยที่ } D(s) = \left(-\frac{R_r}{L_r}M\right)G(s) = \begin{bmatrix} D_{11}(s) & D_{12}(s) \\ D_{21}(s) & D_{22}(s) \end{bmatrix}$$

ในกรณีที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำผ่านอัตราขยาย k เราสามารถเขียนสมการค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่อ้างอิงอยู่บนแกนของโรเตอร์ฟลักซ์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} e_{md} \\ e_{mq} \end{bmatrix} &= [I - kJ] \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} G'_{12}(s) \\ G'_{22}(s) \end{bmatrix} \|\hat{\lambda}_r\|(\omega_m - \hat{\omega}_m) \\ &\quad + \begin{bmatrix} D_{11}(s) + kD_{21}(s) & D_{12}(s) + kD_{22}(s) \\ -kD_{11}(s) + D_{21}(s) & -kD_{12}(s) + D_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta_{id} \\ \eta_{iq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.23)$$

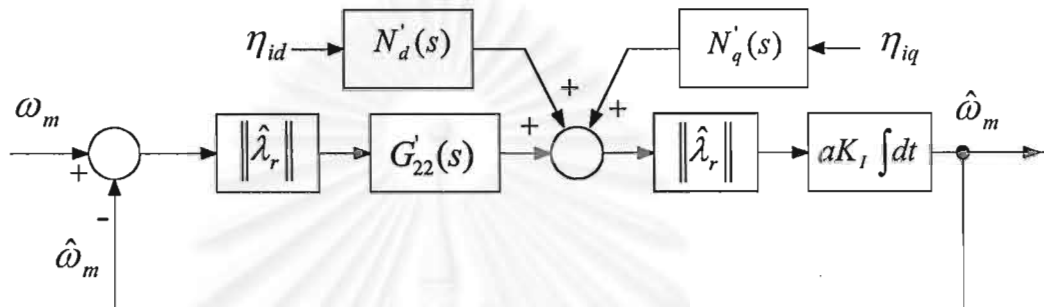
โดยที่ η_{id}, η_{iq} คือองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนในแกน d และ q ตามลำดับ

เราสามารถแสดงสมการประมาณค่าความเร็วบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ได้ดังสมการที่ (3.24) และสามารถแสดงระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อมีสัญญาณรบกวนเนื่องจากการตรวจจับกระแสได้ดังแสดงในรูปที่ 3.15 โดยสัญญาณรบกวนจากการตรวจจับกระแสจะเข้าสู่ระบบประมาณค่าความเร็วโดยผ่านฟังก์ชันโอนย้าย $N'_d(s)$ และ $N'_q(s)$

$$\hat{\omega}_m = \frac{K_I}{s} \|\hat{\lambda}_r\| \left[G'_{22}(s) \|\hat{\lambda}_r\| (\omega_m - \hat{\omega}_m) + (N'_d(s)\eta_{id} + N'_q(s)\eta_{iq}) \right] \quad (3.24)$$

โดยที่
$$N'_d(s) = \left(-\frac{R_r}{L_r} M\right) \frac{-ks^2 + (\beta - k\alpha)s + \omega(\alpha - k\omega_s)}{(s + \alpha)^2 + \omega_s^2} \quad (3.25)$$

$$N'_q(s) = \left(-\frac{R_r}{L_r} M\right) \frac{s^2 + (k\beta + \alpha)s + \omega(k\alpha + \omega_s)}{(s + \alpha)^2 + \omega_s^2} \quad (3.26)$$



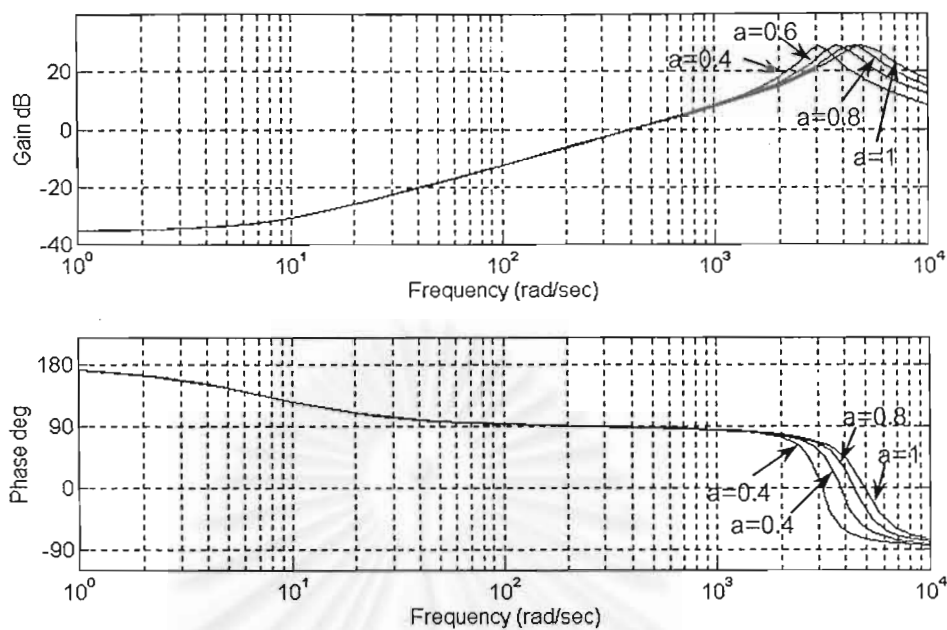
รูปที่ 3.15 บล็อกไคอะแกรมระบบประมาณค่าความเร็วเมื่อพิจารณาผลของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการตรวจจับกระแส

จากบล็อกไคอะแกรมข้างต้น เราสามารถหาฟังก์ชันโอนย้ายระหว่างความเร็วประมาณและสัญญาณรบกวนเนื่องจากการตรวจจับกระแสในแกน d และ q ได้ดังนี้

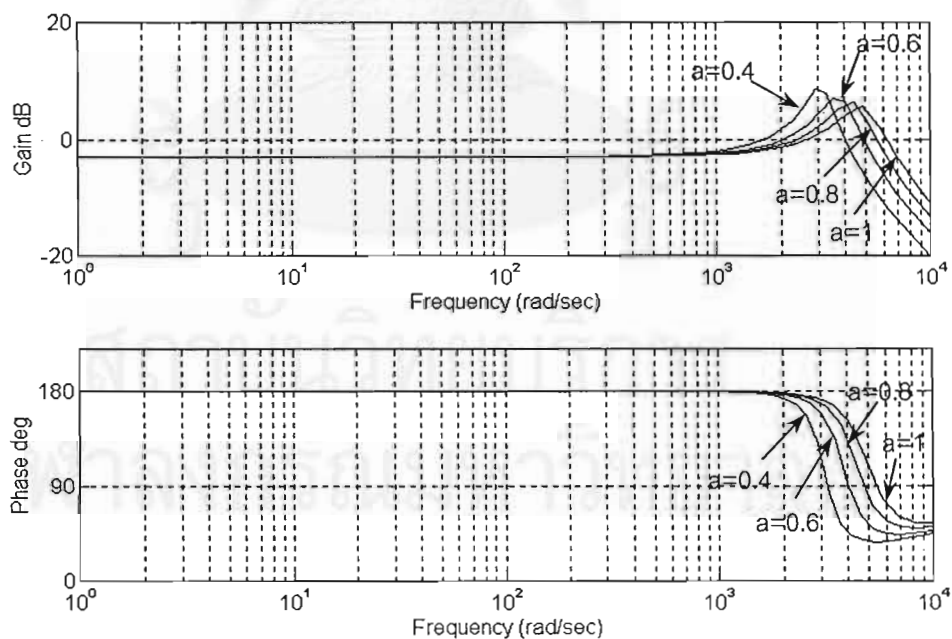
$$\frac{\hat{\omega}_m}{\eta_{id}} = \frac{\|\hat{\lambda}_r\| (aK_I / s) N'_d(s)}{1 + \|\hat{\lambda}_r\|^2 (aK_I / s) G'_{22}(s)} \quad (3.27)$$

$$\frac{\hat{\omega}_m}{\eta_{iq}} = \frac{\|\hat{\lambda}_r\| (aK_I / s) N'_q(s)}{1 + \|\hat{\lambda}_r\|^2 (aK_I / s) G'_{22}(s)} \quad (3.28)$$

จากสมการที่ (3.27) และ (3.28) เราจะเห็นว่าความไวของสัญญาณรบกวนต่อการประมาณค่าความเร็วจะขึ้นอยู่กับฟังก์ชันโอนย้าย $N'_d(s)$, $N'_q(s)$ และ $G'_{22}(s)$ โดยที่ฟังก์ชันโอนย้ายเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับอัตราขยาย k ดังนั้นเราจะทำการศึกษาถึงผลของอัตราขยาย k ต่อสัญญาณรบกวน เราสามารถแสดงโบคพล็อตของฟังก์ชันโอนย้ายระหว่างสัญญาณรบกวนกับความเร็วประมาณได้ดังรูปที่ 3.16 และ 3.17



รูปที่ 3.16 โบทพล็อตของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดระหว่างสัญญาณรบกวน η_{id} กับความเร็วประมาณ $\hat{\omega}_m$ ที่ความเร็วคำสั่ง 1420 rpm



รูปที่ 3.17 โบทพล็อตของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดระหว่างสัญญาณรบกวน η_{iq} กับความเร็วประมาณ $\hat{\omega}_m$ ที่ความเร็วคำสั่ง 1420 rpm

จากรูปโบคพล็อต เราจะเห็นว่าสัญญาณรบกวนของกระแสที่ความถี่สูงจากการสวิตช์จะมีผลค่อนข้างมากต่อการประมาณค่าความเร็วเมื่อเทียบกับสัญญาณรบกวนที่เป็นออฟเซตจากการแปลงสัญญาณ อนาล็อกเป็นดิจิทัล และโดยทำการแปรค่าอัตราขยาย a จาก 0.4, 0.6, 0.8 และ 1 สำหรับที่ $\alpha = 1$ นี้หมายความว่า จะไม่มีการลดอัตราขยายรวมของระบบหรือไม่มีการลดผลของอัตราขยาย k นั้นเองจากรูปที่ 3.16 และ 3.17 เราพบว่าอัตราขยาย k จะมีผลไปขยายขนาดของสัญญาณรบกวนจากการตรวจจับกระแส i_s ที่ความถี่สูงเนื่องจากการสวิตช์ และการใช้อัตราขยาย a ที่มีค่าต่ำลงจะช่วยลดทอนสัญญาณรบกวนที่ความถี่สูง ดังนั้นการใช้อัตราขยาย a นี้จะช่วยลดผลของอัตราขยาย k ต่อสัญญาณรบกวนทำให้ระบบมีความไวต่อสัญญาณรบกวนน้อยลง

3.4 สรุปขั้นตอนการออกแบบอัตราขยาย k

1. ในขั้นแรกเราต้องออกแบบอัตราขยาย k ให้สอดคล้องตามเงื่อนไขเสถียรภาพก่อน โดยให้อัตราขยาย $k = \frac{\hat{\omega}_m}{\alpha}$
2. จำกัดค่า k เพื่อไม่ให้มีอัตราขยายที่สูงขึ้นจนระบบมีความไวต่อสัญญาณรบกวนเมื่อมอเตอร์ทำงานในย่านความเร็วที่สูง เราสามารถเลือกการจำกัดอัตราขยาย k ที่ยังคงสอดคล้องตามเงื่อนไขเสถียรภาพได้ตามสมการที่ (3.18)
3. ถ้าหากอัตราขยายของระบบยังคงมีค่าที่สูงให้เปลี่ยนเทอม $[I - kJ]$ มาเป็น $[aI - bJ]$ โดยให้ $0 < a < 1$ และ $b = ak$ เราสามารถลดอัตราขยายโดยรวมของระบบประมาณค่าความเร็วลงได้โดยเลือกอัตราขยาย a ที่เหมาะสมและสามารถคำนวณความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ได้ใหม่ตามสมการที่ (3.20)

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ผลการทดสอบการทำงานของระบบ

ในบทนี้เราจะทำการทดสอบระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ได้พัฒนาขึ้นภายใต้เงื่อนไขการทำงานของระบบในลักษณะต่างๆเพื่อทดสอบสนองของระบบทั้งในสถานะอยู่ตัวและสถานะชั่วคราว ตลอดจนเสถียรภาพและสมรรถนะของระบบควบคุม โดยในเบื้องต้นนี้เราจะกล่าวถึงลักษณะโครงสร้างในทางปฏิบัติโดยรวมของระบบ

ระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ได้พัฒนาขึ้นมีโครงสร้างและหลักการทำงานดังแสดงไว้ในบทที่ 2 รูปที่ 2.7 และเราจะใช้วิธีการวิเคราะห์ดังแสดงในบทที่ 3 ในการออกแบบระบบประมาณค่าความเร็วและอัตราขยายต่างๆของระบบเพื่อให้มีเสถียรภาพได้ตลอดย่านการทำงาน สำหรับโครงสร้างของระบบเราสามารถแบ่งได้เป็น 2 ส่วนคือ ภาคกำลังและภาคควบคุม โดยในภาคกำลังนี้จะประกอบไปด้วย วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ 3 เฟส ชุดแหล่งจ่ายไฟตรง ชุดขับนำสวิตซ์กำลังและสวิตซ์กำลัง IGBT ส่วนของการควบคุมจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ SH7032 เราสามารถพัฒนาระบบด้วยซอฟต์แวร์ผ่านทางคอมพิวเตอร์และถ่ายข้อมูลไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อทำการคำนวณและควบคุมมอเตอร์ตามที่ต้องการ บล็อกไดอะแกรมในรูปแบบที่ 4.1 แสดงโครงสร้างของระบบที่ใช้ในการทดสอบ สำหรับโครงสร้างทางด้านฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ของระบบจะแสดงไว้ในภาคผนวก ก.

4.1 ลักษณะ โครงสร้างของระบบในทางปฏิบัติ

ในทางปฏิบัติเราจะอาศัยสมการที่ 3.14 ในการคำนวณค่าความถี่โรเตอร์ฟลักซ์

$$\omega = \frac{1}{\|\hat{\lambda}_r\|} \{U_q - (1-a)[U_q - \hat{U}_q] - b[U_d - \hat{U}_d]\} \quad (4.1)$$

โดยที่แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำภายในมอเตอร์จริง U_d, U_q และแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำประมาณ \hat{U}_d, \hat{U}_q สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.24),(2.23) และ (2.20),(2.21) ตามลำดับ

$$U_d = \frac{L_r}{M} \left\{ u_{sd}^* - R_s i_{sd} - \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{R_r M^2}{L_r} (i_{sd} - \hat{i}_{mR}) \right\} \quad (4.2)$$

$$U_q = \frac{L_r}{M} \left\{ u_{dq}^* - R_s i_{sq} - \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M^2}{L_r} \hat{\omega} \hat{i}_{mR} \right\} \quad (4.3)$$

$$\hat{U}_d = M \frac{d\hat{i}_{mR}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} M (i_{sd} - \hat{i}_{mR}) \quad (4.4)$$

$$\hat{U}_q = \hat{\omega} M \hat{i}_{mR} = \frac{R_r}{L_r} M i_{sq} + \hat{\omega}_m M \hat{i}_{mR} \quad (4.5)$$

$$\text{โดยที่ } \|\hat{\lambda}_r\| = M \hat{i}_{mR}$$

จากสมการที่ (4.2) และ (4.3) ในการคำนวณค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำจะมีเทอมอนุพันธ์ $\left(\frac{d}{dt}\right)$ ของกระแสในแกน d, q ในทางปฏิบัติเราจะใส่ตัวกรองผ่านต่ำ (low-pass filter: $\frac{1}{s+1}$) ให้กับส่วนของ $\frac{d}{dt}$ เพื่อป้องกันการขยายสัญญาณรบกวนในย่านความถี่สูง ในการทดลองนี้พบว่าค่า τ ของตัวกรองผ่านต่ำที่เหมาะสมคือ 10 ms

สำหรับการคำนวณค่าความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ เราจะให้อัตราขยาย k มีค่าตามที่ได้ออกแบบไว้คือ $k = \frac{\hat{\omega}_m}{\alpha}$ และจำกัดขนาดของอัตราขยาย k ไว้เท่ากับ $5 \left(\frac{\mu}{\alpha} = 5\right)$ ซึ่งสามารถพิจารณาการเลือกการจำกัดอัตราขยาย k ได้ดังนี้คือ เนื่องจากเราจะเลือกให้ขนาดของ $\left|\frac{\mu}{\alpha}\right|$ มีค่ามากกว่าขนาดของ $\left|\frac{\omega_{s \max}}{\alpha}\right|$ โดยที่ค่าสลิปสูงสุดของมอเตอร์ $\omega_{s \max}$ มีค่าตามสมการที่ (4.6)

$$\omega_{s \max} = \alpha \frac{i_{sq \max}}{i_{mR}} \quad (4.6)$$

โดยที่ $\alpha = \frac{R_r}{L_r}$ และในงานวิจัยนี้ค่ากระแส i_{sq} สูงสุด ($i_{sq \max}$) มีค่าเท่ากับ 9.4 A และ $i_{mR} = 5.2$ A ดังนั้นจะได้ว่า $\left|\frac{\omega_{s \max}}{\alpha}\right|$ มีค่าประมาณเท่ากับ 2 อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติอาจมีปัญหาเนื่องจากค่าพารามิเตอร์ในตัวควบคุมมีค่าไม่ตรงกับค่าพารามิเตอร์จริงของมอเตอร์ดังนั้นเพื่อความเร็วปลอดภัยในด้านเสถียรภาพของระบบเราจึงเลือกการจำกัดขนาดของอัตราขยาย k ไว้เท่ากับ 5

นอกจากนี้จากการทดสอบพบว่าอัตราขยาย α ที่เหมาะสมมีค่าเท่ากับ 0.3 สำหรับค่าพิทัก และพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ รวมทั้งค่าอัตราขยายต่างๆที่ออกแบบสำหรับในงานวิจัยนี้ แสดงดังในตารางที่ 4.1 และ 4.2

ตารางที่ 4. พิกัดและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

1.5 kW ,220/380 V ,6.2/3.8 A ,1420 rpm ,4 poles	
$i_{sd} = 5.2 \text{ A (rated)}$	$i_{sq} = 9.4 \text{ A (rated)}$
$R_s = 1.84 \ \Omega$	$R_r = 0.885 \ \Omega$
$L_s = 0.131 \text{ H}$	$L_r = 0.12 \text{ H}$
$M = 0.12 \text{ H}$	$J = 0.021 \text{ kg} - \text{m}^2$

ตารางที่ 4.2 อัตราขยายของระบบควบคุมความเร็วที่ออกแบบ

ชดเชยเวลาประวิงสำหรับการสร้างสัญญาณ PWM เท่ากับ $3 \ \mu\text{s}$	
อัตราขยาย k	$k = \frac{\hat{\omega}_m}{\alpha}$
อัตราขยาย α	$\alpha = 0.3$
ลิมิตของอัตราขยาย $k \left(\frac{\mu}{\alpha}\right)$	$\frac{\mu}{\alpha} = 5$
อัตราขยายวงรอบควบคุมกระแส	$k_p = 20 , k_i = 2500$
อัตราขยายวงรอบควบคุมความเร็ว	$k_p = 0.2 , k_i = 1.0$

4.2 ผลทดสอบการทำงานของระบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

ในงานวิจัยนี้เราจะแบ่งหัวข้อในการทดสอบระบบดังนี้คือ

1) ผลทดสอบในสถานะอยู่ตัว

รูปที่ 4.2-4.5 แสดงผลการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็วในสถานะไร้โหลดที่จุดทำงานต่างๆคือ 1420 ,500 ,100 และ 30 rpm ตามลำดับ ระบบสามารถประมาณค่าความเร็ว ($\hat{\omega}_m$) ได้อย่างถูกต้องและมีค่าระลอกของค่าผิดพลาดความเร็ว ($\omega_m - \hat{\omega}_m$)

ต่ำ โดยค่าระลอกของค่าผิดพลาดความเร็วที่ความถี่สูง (1420 ,500 rpm) มีความถี่ใกล้เคียงความถี่ของกระแสซึ่งเป็นผลของสัญญาณรบกวนออฟเซตที่เกิดจากการตรวจจับกระแส ส่วนในย่านความเร็วต่ำ (100 ,30 rpm) เราพบว่าค่าระลอกของค่าผิดพลาดความเร็วจะปรากฏความถี่ 6 เท่าของกระแส ทั้งนี้เนื่องจากผลของเวลาประวิงต่อการประมาณค่าความเร็ว จากรูปที่ 4.5 ระบบยังทำงานได้ไม่คืบคั้นในย่านความเร็วต่ำโดยจะพบว่ามอเตอร์หมุนไม่สม่ำเสมอและกระแสมีรูปร่างไม่สมมาตร

2) ผลทดสอบในสภาวะชั่วคราว

เราจะทำการทดสอบการทำงานของระบบควบคุมความเร็วโดยทำการลดความเร็วจาก 1420 rpm ไป 500 rpm และเร่งความเร็วจาก 500 rpm ไป 1420 rpm ดังแสดงในรูปที่ 4.6 และ 4.7 โดยเราจะให้ความเร็วคำสั่ง (ω_m^*) มีลักษณะเป็นฟังก์ชันพาราโบลาเพื่อลดการกระชากของมอเตอร์ในช่วงต้นของการเร่งหรือลดความเร็ว ส่วนในรูปที่ 4.8 และ 4.9 แสดงการกลับทิศความเร็วของมอเตอร์ ค่าความเร็วประมาณสามารถติดตามความเร็วจริง (ω_m) ได้อย่างถูกต้องและมีค่าผิดพลาดของความเร็วในสภาวะชั่วคราวเล็กน้อย

3) ผลทดสอบการตอบสนองต่อคำสั่งความเร็วในช่วงแคบ

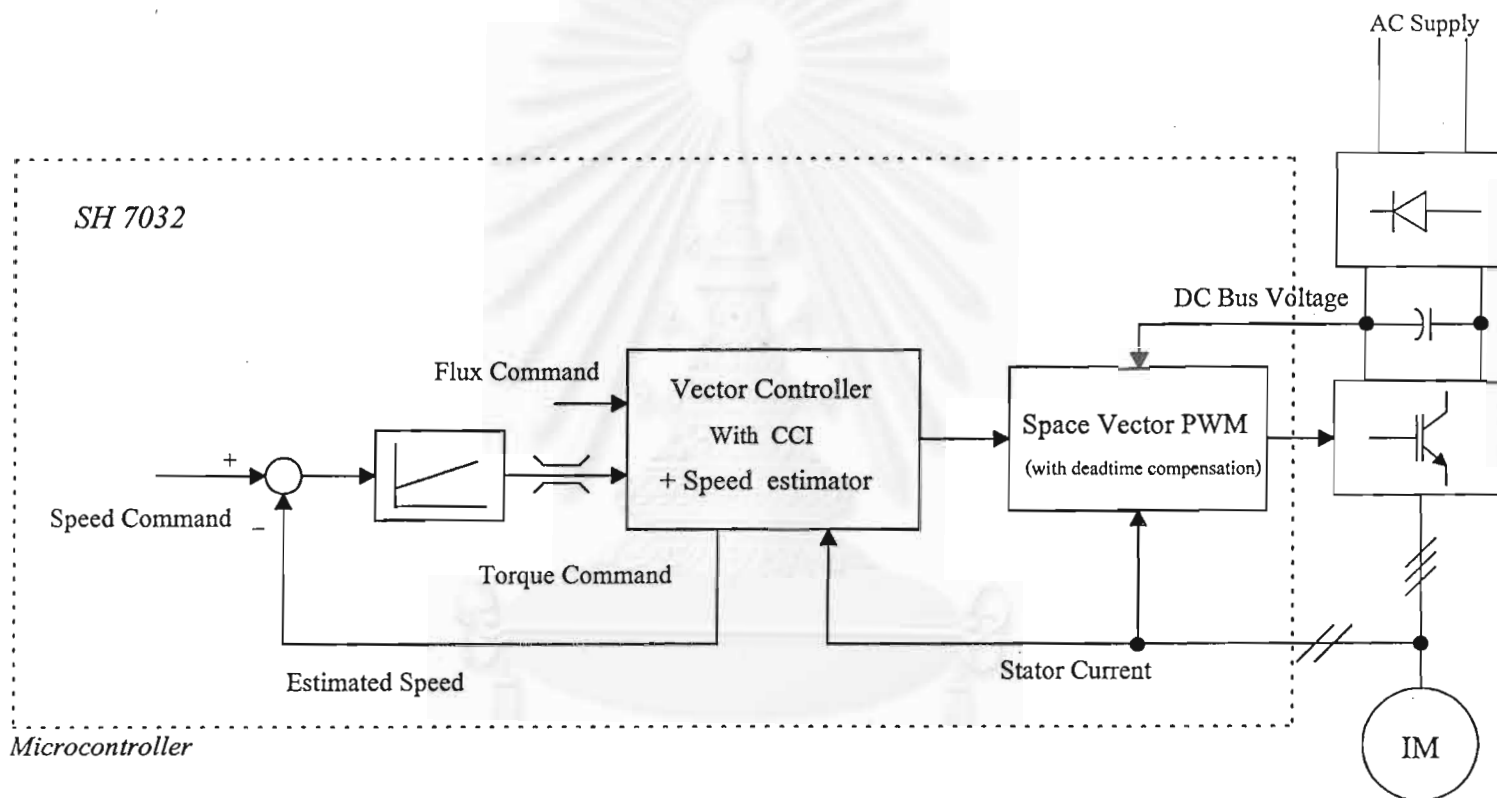
การทดสอบนี้จะทำการตั้งความเร็วแบบขั้นในช่วงแคบๆเพื่อไม่ให้กระแสเกิดการอิ่มตัวจนไปติดค่าจำกัดของกระแสแกน q ในตัวควบคุม PI โดยเร่งความเร็วจาก 1000 rpm ไป 1200 rpm และลดความเร็วจาก 1200 rpm ไป 1000 rpm ผลการทดสอบแสดงดังในรูปที่ 4.10 และ 4.11 จะพบว่าผลตอบสนองต่อค่าความเร็วคำสั่งหรือเวลาขึ้น (rise time) มีค่าประมาณ 100 ms และใช้เวลาในการเข้าสู่ค่าความเร็วคำสั่ง (setting time) ประมาณ 200 ms ซึ่งใช้เวลาค่อนข้างมาก ทั้งนี้เป็นเพราะการใช้อัตราขยาย PI ของวงรอบควบคุมความเร็วที่ต่ำ เนื่องจากการที่เราใช้แรงดันคำสั่งซึ่งเป็นสัญญาณ PWM แทนแรงดันจริงจ่ายให้กับมอเตอร์ ในย่านความเร็วต่ำจะมีผลของเวลาประวิงมากขึ้นจนแรงดันมีลักษณะเพี้ยนซึ่งจะทำให้กระแสแกว่ง ดังนั้นจึงต้องเลือกให้อัตราขยายมีค่าต่ำเพื่อลดความไวของกระแสต่อผลของเวลาประวิง

4) ผลทดสอบการตอบสนองต่อ โหลดแบบขั้น

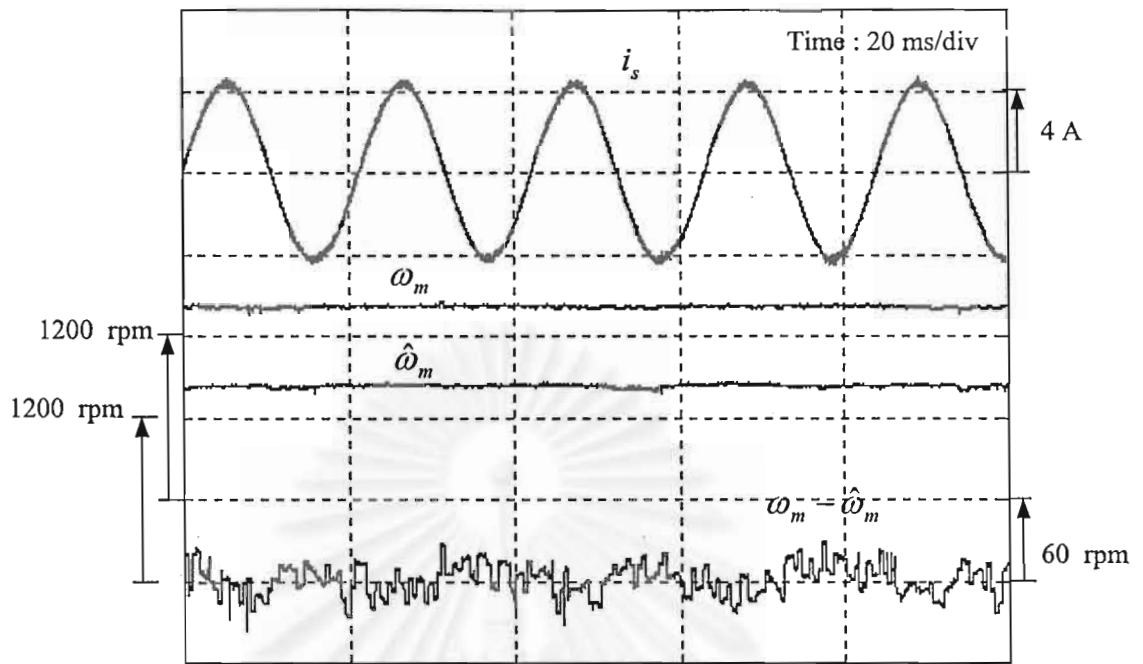
เราจะทำการทดสอบการทำงานของระบบควบคุมแวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นขนาด 10 Nm. ให้กับมอเตอร์ที่ความเร็วค่าต่างๆคือ 1420 ,500 และ 100 rpm ดังในรูปที่ 4.12-4.14 ตามลำดับ ส่วนในรูปที่ 4.15 แสดงการทำงานของมอเตอร์ที่ความเร็ว 100 rpm ในย่านคืนพลังงานโดยการป้อนโหลดคืนพลังงานขนาด 10 Nm. ระบบสามารถควบคุมความเร็วและแรงบิดได้อย่างถูกต้องและเสถียรภาพ โดยมีเวลาในการตอบสนองต่อโหลดประมาณ 100 ms และความเร็วจะใช้เวลาประมาณ 200 ms ในการกลับสู่สภาวะอยู่ตัว

5) ผลทดสอบการทำงานของระบบใน 2 ควอดแรนต์ (2-quadrant)

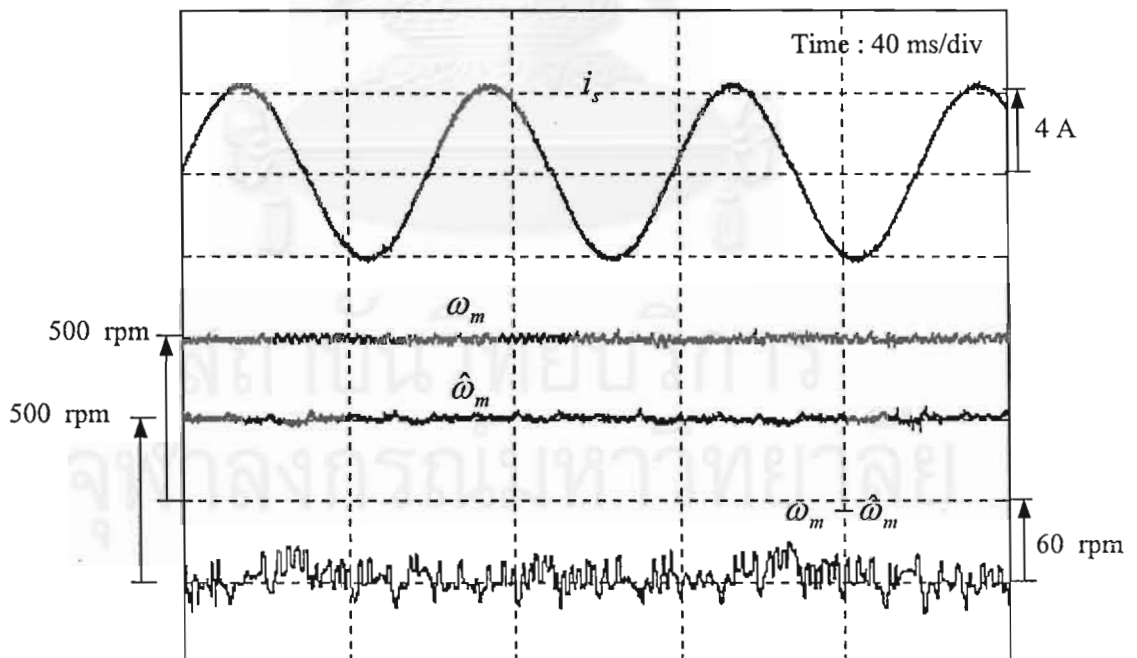
ในรูปที่ 4.16 แสดงกราฟลักษณะสมบัติแรงบิดความเร็วของมอเตอร์โดยเราจะทำการแปรค่าโหลดพิกัดอย่างช้าๆจาก 10 Nm. ไป -10 Nm. ที่ค่าความเร็วต่างๆคือ 200 ,175 ,150 ,125 ,100 ,75 และ 50 rpm เพื่อแสดงการทำงานของระบบควบคุมความเร็วในสองควอดแรนต์คือในย่านที่เป็นมอเตอร์และย่านคืนพลังงาน เราพบว่าระบบสามารถควบคุมความเร็วและแรงบิดในสองควอดแรนต์ได้อย่างมีเสถียรภาพ ยกเว้นที่ความเร็ว 50 rpm ในย่านคืนพลังงานระบบไม่สามารถคุมค่าความเร็วได้ เนื่องจากมอเตอร์จะทำงานในย่านความถี่ต่ำซึ่งมีผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์และผลของเวลาประวิงที่มีต่อการประมาณค่าความเร็วมีค่าสูงและเป็นสาเหตุให้ระบบประมาณค่าความเร็วขาดเสถียรภาพได้



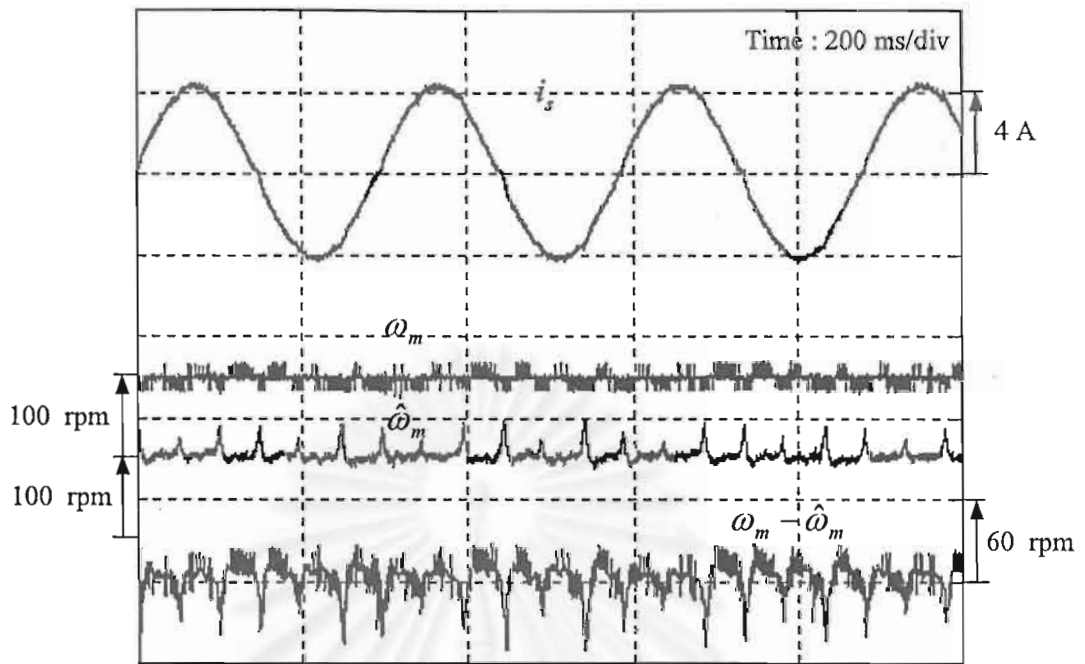
รูปที่ 4.1 ระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่ใช้ในการทดสอบ



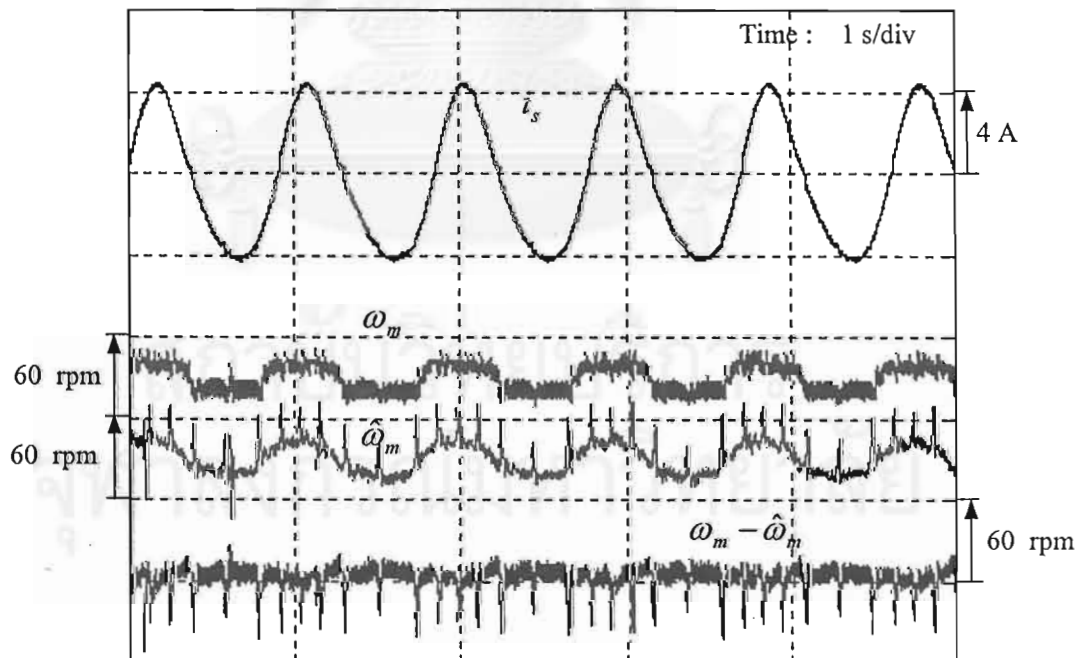
รูปที่ 4.2 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ที่ความเร็วคำสั่ง 1420 rpm



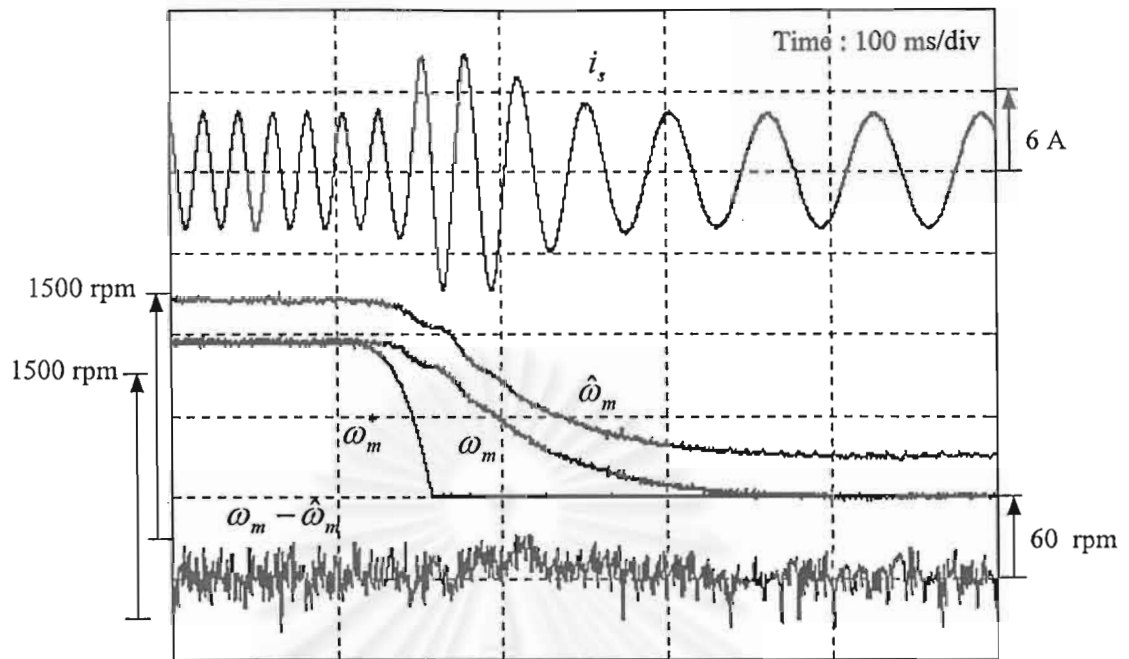
รูปที่ 4.3 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ที่ความเร็วคำสั่ง 500 rpm



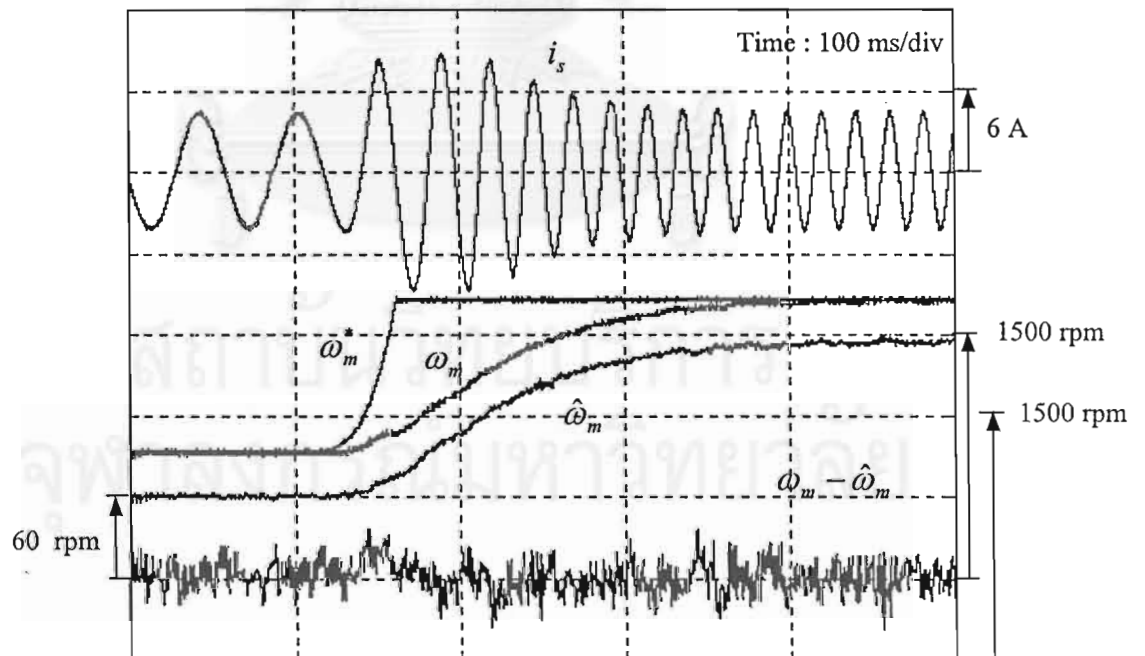
รูปที่ 4.4 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ที่ความเร็วคำสั่ง 100 rpm



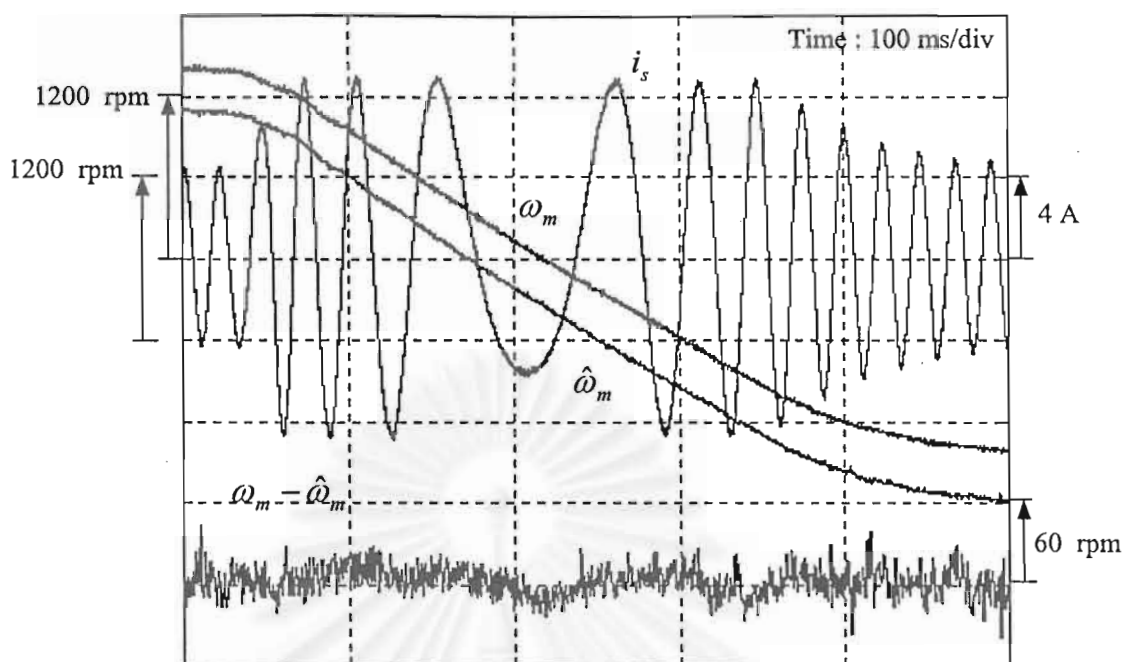
รูปที่ 4.5 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ที่ความเร็วคำสั่ง 30 rpm



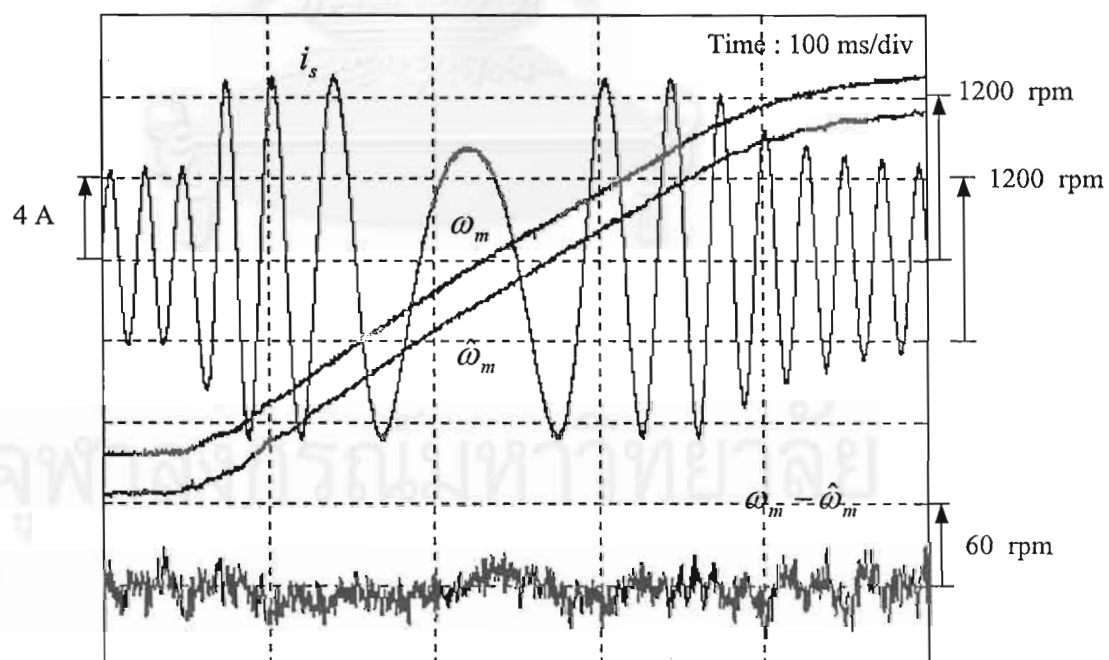
รูปที่ 4.6 ผลการทำงานของระบบ โดยลดความเร็วจาก 1420 rpm \rightarrow 500 rpm



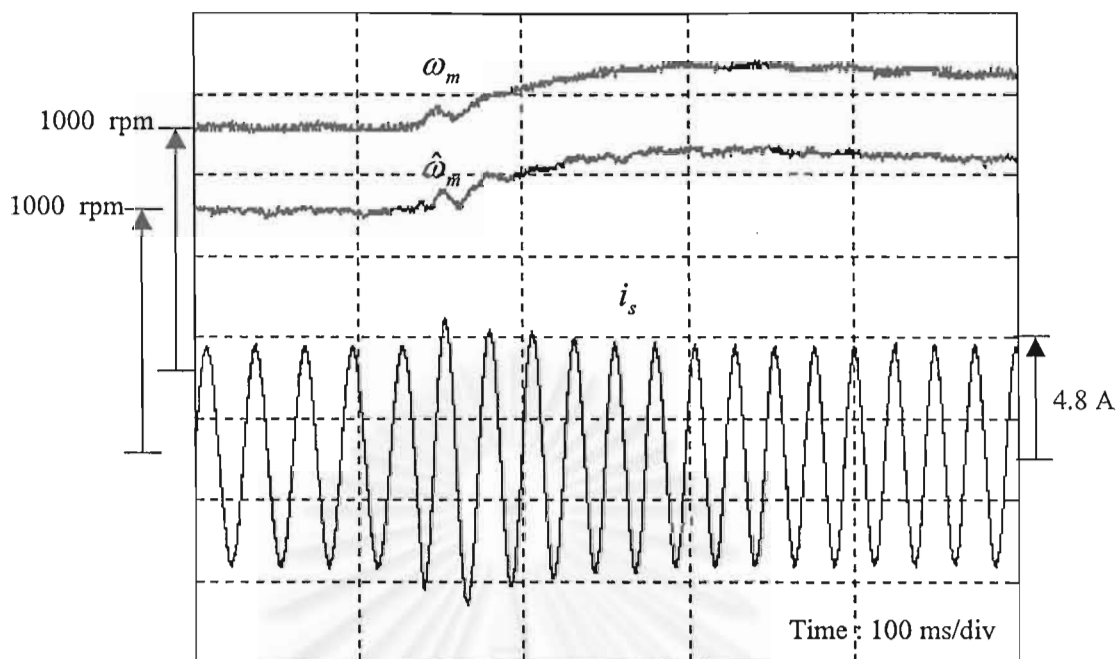
รูปที่ 4.7 ผลการทำงานของระบบ โดยเร่งความเร็วจาก 500 rpm \rightarrow 1420 rpm



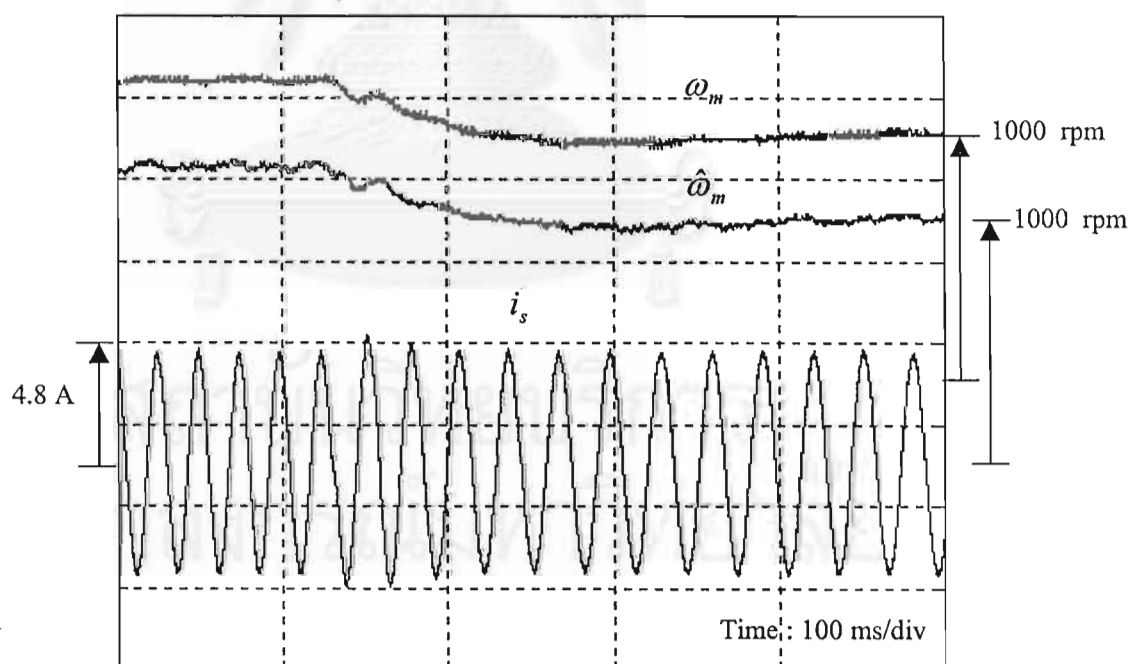
รูปที่ 4.8 ผลการทำงานของระบบ โดยการกลับทิศความเร็วจาก 1420 rpm \rightarrow -1420 rpm



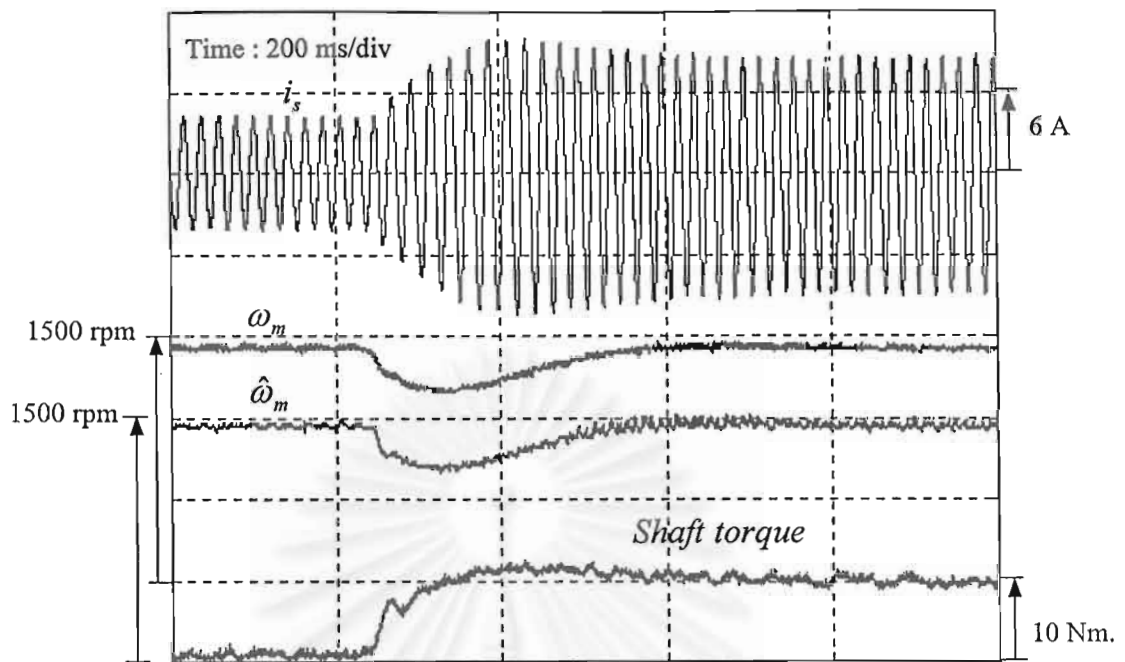
รูปที่ 4.9 ผลการทำงานของระบบ โดยการกลับทิศความเร็วจาก -1420 rpm \rightarrow 1420 rpm



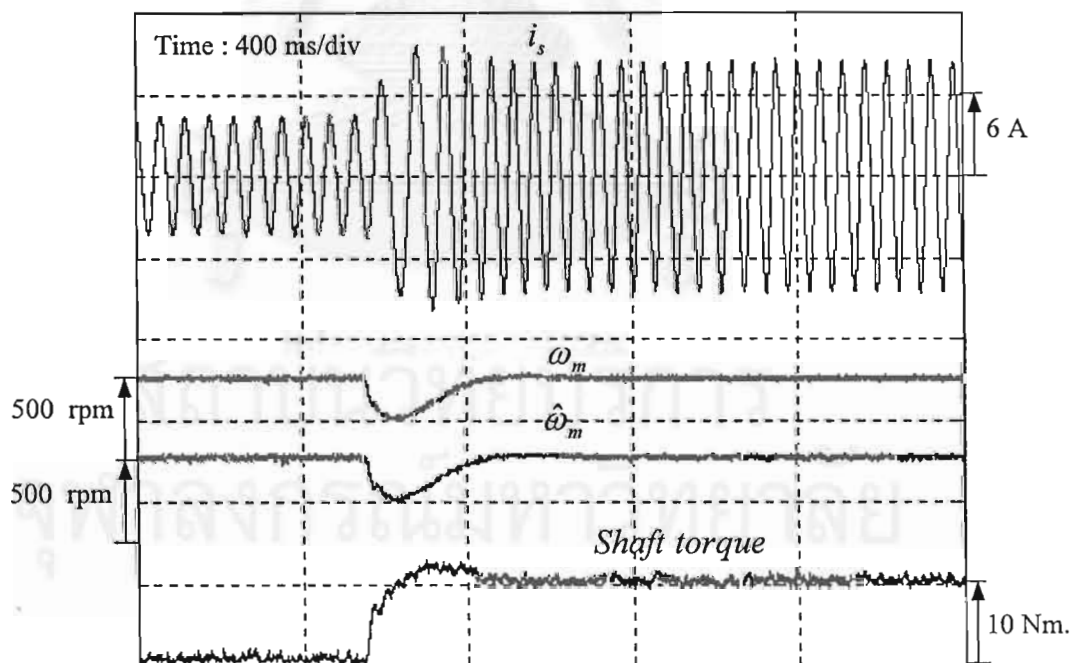
รูปที่ 4.10 ผลการทำงานของระบบโดยเร่งความเร็วจาก 1000 rpm -> 1200 rpm



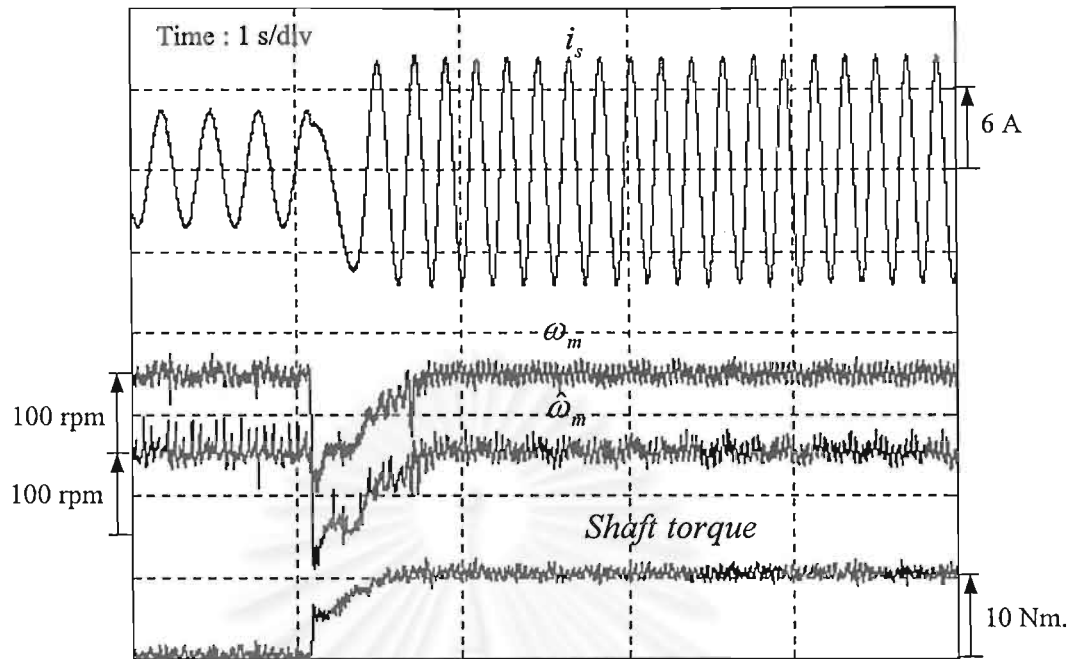
รูปที่ 4.11 ผลการทำงานของระบบโดยลดความเร็วจาก 1200 rpm -> 1000 rpm



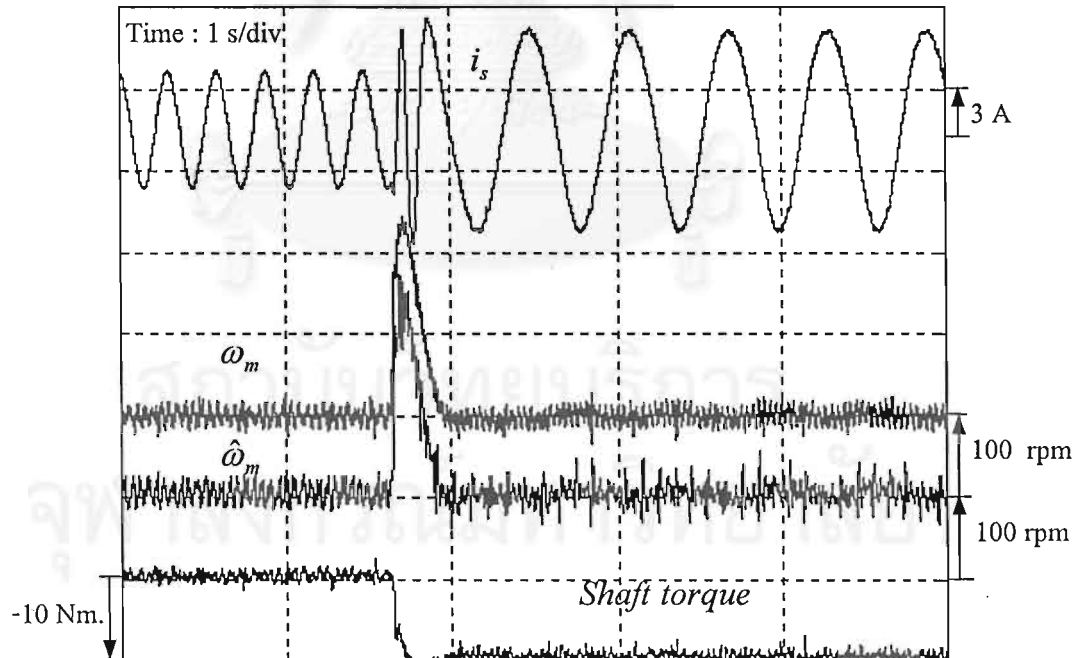
รูปที่ 4.12 ผลการทำงานของระบบโดยการป้อน โหลดแบบขั้นขนาด 10 Nm.
ที่ความเร็วคำสั่ง 1420 rpm



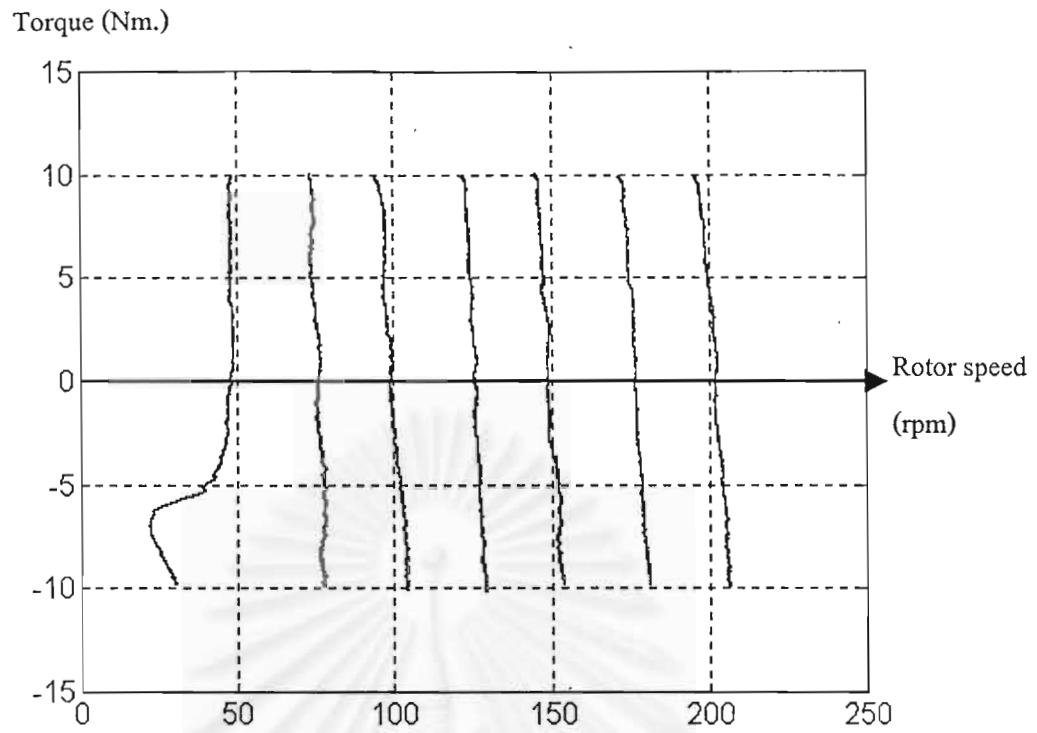
รูปที่ 4.13 ผลการทำงานของระบบโดยการป้อน โหลดแบบขั้นขนาด 10 Nm.
ที่ความเร็วคำสั่ง 500 rpm



รูปที่ 4.14 ผลการทำงานของระบบ โดยการป้อน โหลดแบบขั้นขนาด 10 Nm.
ที่ความเร็วคำสั่ง 100 rpm



รูปที่ 4.15 ผลการทำงานของระบบ โดยการป้อน โหลดแบบขั้นขนาด -10 Nm.
ที่ความเร็วคำสั่ง 100 rpm



รูปที่ 4.16 กราฟลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์ในย่านความเร็วต่ำ



5.1 สรุปผลการวิจัย

ในงานวิจัยนี้ผู้วิจัยได้พัฒนาระบบควบคุมแวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซนเซอร์วัดความเร็วสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยอาศัยการประมาณค่าความเร็วจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำและได้แสดงวิธีการปรับปรุงเสถียรภาพตลอดจนการออกแบบอัตราขยายของระบบประมาณค่าความเร็วซึ่งเราสามารถสรุปผลงานวิจัยได้ดังนี้

1. การประมาณค่าความเร็วเราจะอาศัยวิธีการคำนวณโดยตรง โดยเราสามารถคำนวณค่าความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ได้จากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ ในส่วนการประมาณค่าความเร็วมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนซึ่งง่ายต่อการพัฒนาด้วยซอฟต์แวร์ นอกจากนี้เราสามารถปรับปรุงเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วได้โดยอาศัยการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำผ่านอัตราขยาย k

2. การแปลงระบบประมาณค่าความเร็วให้อยู่ในรูปแบบMRAS ทำให้เราสามารถวิเคราะห์หาเงื่อนไขและวิธีการแก้ไขเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วได้โดยออกแบบอัตราขยาย k ที่สอดคล้องตามเงื่อนไขศูนย์ที่เสถียรสำหรับระบบประมาณค่าความเร็ว

3. โดยกำหนดให้ $k = \frac{\hat{\omega}_m}{\alpha}$ ระบบประมาณค่าความเร็วสามารถมีเสถียรภาพได้แทบทุกย่านการทำงานและในทางปฏิบัติเราสามารถแก้ไขผลเสียของอัตราขยาย k ที่มีผลต่อการทำงานของระบบประมาณค่าความเร็วโดยเฉพาะในย่านความเร็วสูงได้โดยการลิมิตอัตราขยาย k ร่วมกับวิธีการลดอัตราขยายโดยรวมของระบบ เพื่อแก้ไขปัญหาสัญญาณรบกวนที่ความถี่สูง

จากผลการทดสอบการทำงานเราพบว่าระบบควบคุมความเร็วที่ได้พัฒนาขึ้นสามารถทำงานได้ในย่านการทำงานที่กว้างทั้งในย่านความเร็วต่ำและสูงโดยมีผลตอบสนองที่ดีใกล้เคียงกับระบบควบคุมแวกเตอร์เดิมที่มีการใช้เซนเซอร์วัดความเร็ว

5.2 ข้อเสนอแนะ

1. สำหรับระบบเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ เราได้ทำการรวมระบบประมาณค่าความเร็วเข้ากับระบบควบคุมเวกเตอร์ ทำให้โครงสร้างโดยรวมของระบบไม่ซับซ้อน ซึ่งสะดวกต่อการพัฒนาระบบด้วยซอฟต์แวร์ แต่อย่างไรก็ตามเราสามารถเขียนซอฟต์แวร์ในส่วนของการประมาณค่าความเร็วได้ง่ายขึ้นกว่าเดิมโดยพิจารณาได้ดังนี้

จากสมการแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำด้านสเตเตอร์ในสมการที่ (2.22) และ (2.23) เราสามารถคำนวณแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ U_d, U_q ดังนี้คือ

$$U_d = \frac{L_r}{M} \left\{ u_{sd}^* - R_s i_{sd} - \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{R_r M^2}{L_r} (i_{sd} - \hat{i}_{mR}) \right\} \quad (5.1)$$

$$U_q = \frac{L_r}{M} \left\{ u_{sq}^* - R_s i_{sq} - \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M^2}{L_r} \hat{\omega} \hat{i}_{mR} \right\} \quad (5.2)$$

จากสมการที่ (5.1) และ (5.2) เราจะเห็นว่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับในเทอมสุดท้ายของสมการแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ U_d, U_q ก็คือ \hat{U}_d, \hat{U}_q

$$U_d = \frac{L_r}{M} \left\{ u_{sd}^* - R_s i_{sd} - \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \right\} + \hat{U}_d \quad (5.3)$$

$$U_q = \frac{L_r}{M} \left\{ u_{sq}^* - R_s i_{sq} - \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \right\} + \hat{U}_q \quad (5.4)$$

ดังนั้นเราสามารถคำนวณค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำได้ดังนี้คือ

$$e_d = U_d - \hat{U}_d = \frac{L_r}{M} \left\{ u_{sd}^* - R_s i_{sd} - \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \right\} \quad (5.5)$$

$$e_q = U_q - \hat{U}_q = \frac{L_r}{M} \left\{ u_{sq}^* - R_s i_{sq} - \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \right\} \quad (5.6)$$

จากสมการที่ (5.5) และ (5.6) เราจะเห็นว่าค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำก็คือผลต่างระหว่างค่าแรงดันคำสั่งที่ออกจากตัวควบคุม PI (u_s^*) กับแรงดันตกคร่อมสเตเตอร์อิมพีแดนซ์

ดังนั้นในการหาค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเราไม่จำเป็นต้องคำนวณหาจาก U_d, U_q และ \hat{U}_d, \hat{U}_q โดยตรง สำหรับการคำนวณความถี่โรเตอร์ฟลักซ์เราสามารถพิจารณาได้ดังนี้คือ

$$\omega = \frac{1}{\|\hat{\lambda}_r\|} \{U_q - (1-a)(U_q - \hat{U}_q) - b(U_d - \hat{U}_d)\} \quad (5.7)$$

$$= \frac{1}{\|\hat{\lambda}_r\|} \{\hat{U}_q + a(U_q - \hat{U}_q) - b(U_d - \hat{U}_d)\} \quad (5.8)$$

$$= \frac{\hat{U}_q}{\|\hat{\lambda}_r\|} + \frac{1}{\|\hat{\lambda}_r\|} \{a(U_q - \hat{U}_q) - b(U_d - \hat{U}_d)\} \quad (5.9)$$

$$= \hat{\omega} + \frac{1}{\|\hat{\lambda}_r\|} \{a(U_q - \hat{U}_q) - b(U_d - \hat{U}_d)\} \quad (5.10)$$

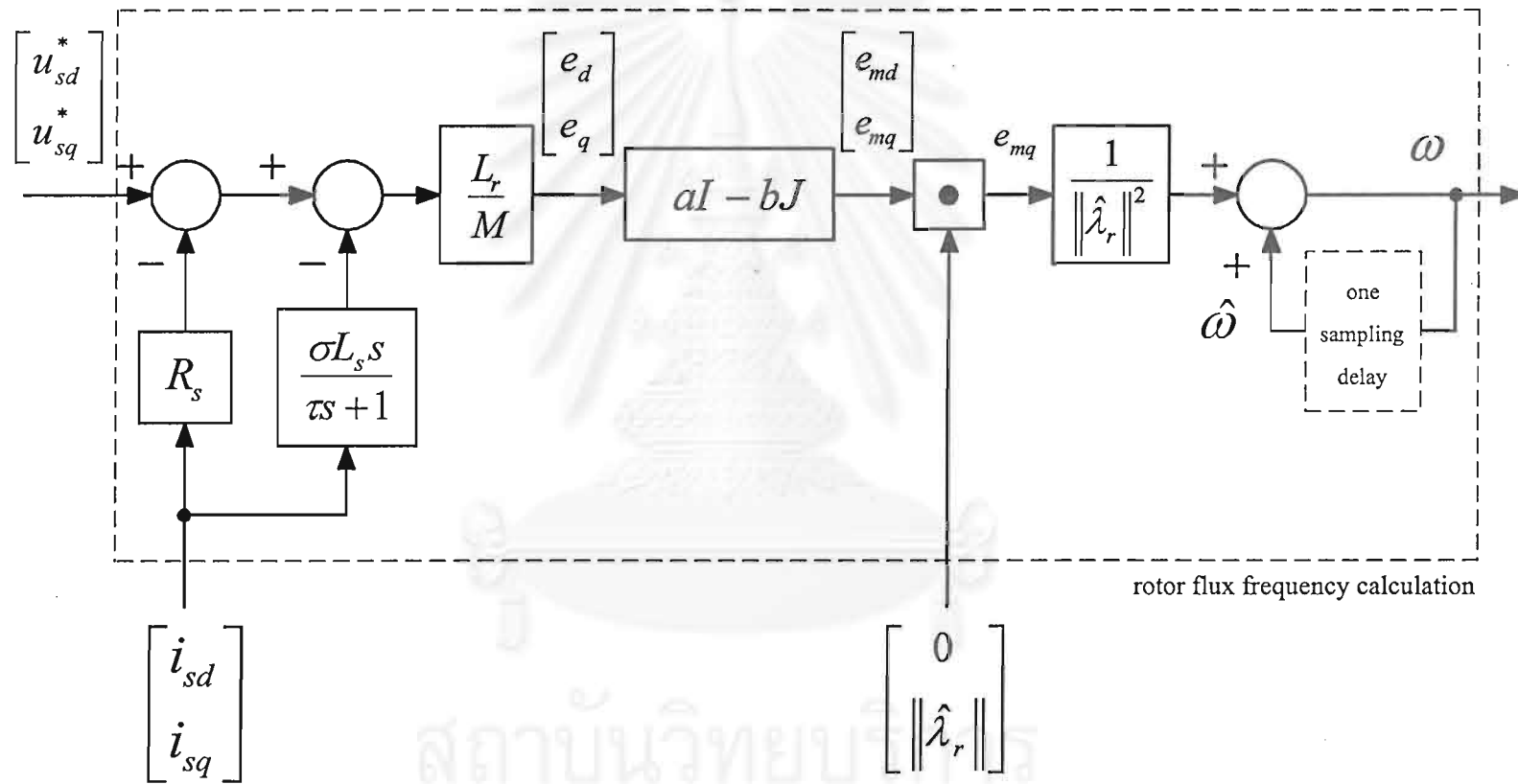
เนื่องจาก $\hat{\omega}$ เป็นความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ที่ประมาณจากสมการด้านโรเตอร์ซึ่งในระบบเวลาไม่ต่อเนื่องเราจะได้ว่า $\hat{\omega}(n) = \omega(n-1)$ นั่นคือ

$$\omega(n) = \omega(n-1) + \phi(n) \quad (5.11)$$

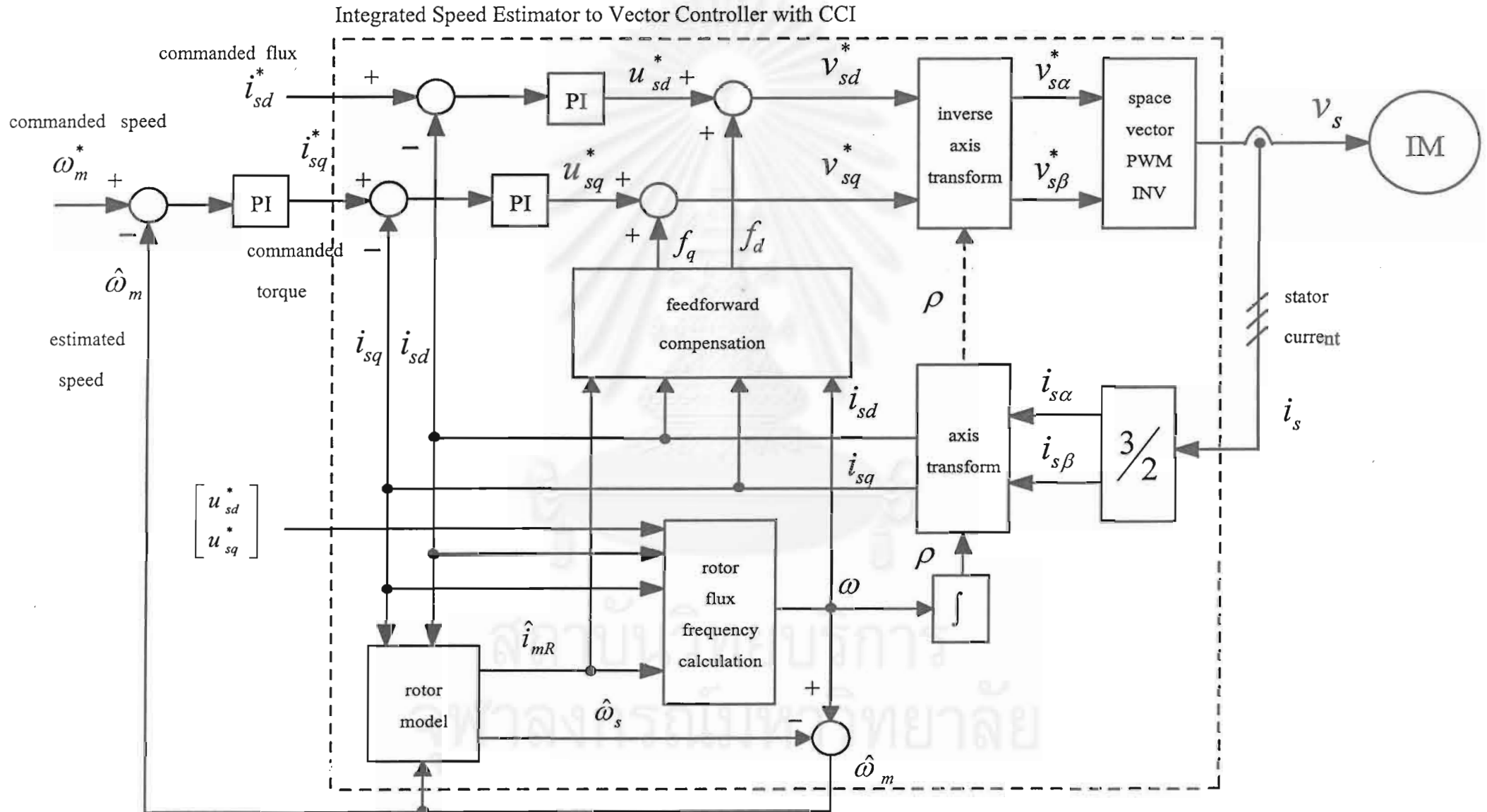
โดยที่ $\phi = \frac{1}{\|\hat{\lambda}_r\|} \{a(U_q - \hat{U}_q) - b(U_d - \hat{U}_d)\}$

และ n คือเวลาที่ n ในระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง

ถ้าความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ที่แสดงในสมการที่ (5.11) นั้นอยู่ในรูปแบบที่ง่ายและสะดวกต่อการนำไปเขียนซอฟต์แวร์ซึ่งจะประหยัดเวลาในการคำนวณในส่วนของการประมาณค่าความเร็วมากขึ้น เนื่องจากการแสดงวิธีการคำนวณค่าความถี่โรเตอร์เช่นนี้ทำให้เราไม่จำเป็นต้องไปคำนวณแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำโดยตรง เราสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมสำหรับการคำนวณความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ได้ดังในรูปที่ 5.1 และโครงสร้างโดยรวมมีลักษณะที่ง่ายขึ้นโดยในบล็อกของ stator model ในรูปที่ 2.8 จะถูกรวมเข้ากับบล็อก rotor flux frequency calculation ได้ดังแสดงในรูปที่ 5.2

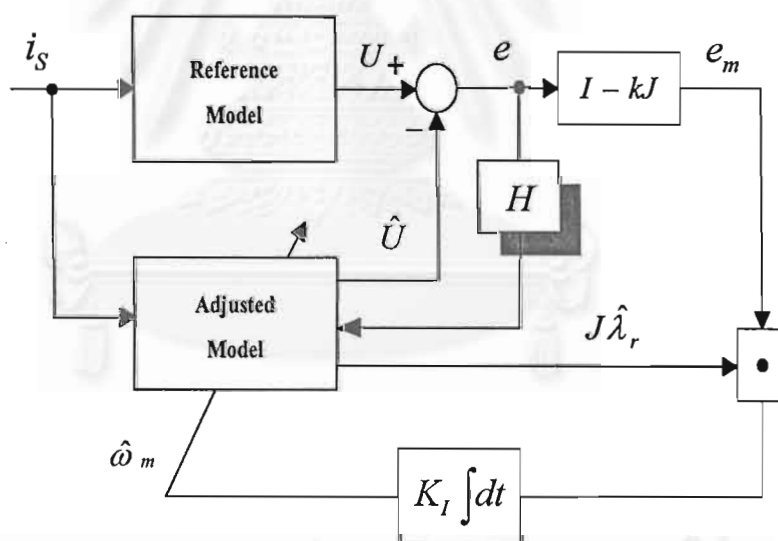


รูปที่ 5.1 บล็อกไออะแกรมการคำนวณค่าความถี่โรเตอร์ฟลักซ์



รูปที่ 5.2 ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสใช้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว

2. ระบบควบคุมเวกเตอร์โร้เซนเซอร์วัดความเร็วนี้ต้องอาศัยค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เพื่อใช้ในการควบคุม แต่ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้อาจไม่ตรงกับของมอเตอร์จริงเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่าตามอุณหภูมิที่สูงขึ้นขณะมอเตอร์ทำงานและจากการที่เราใช้แรงดันคำสั่งในการคำนวณแทนแรงดันจริงที่จ่ายให้มอเตอร์จะมีความแตกต่างอันเนื่องมาจากผลของเวลาประวิง (dead-time effect) ผลกระทบเหล่านี้อาจทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วขาดเสถียรได้โดยเฉพาะเมื่อทำงานในย่านความเร็วต่ำ ดังนั้นเราต้องพิจารณาถึงความคงทน (robust) ของระบบประมาณค่าความเร็วต่อการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์และผลของเวลาประวิงนี้ แม้ว่าการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำผ่านอัตราขยาย k จะช่วยให้ระบบประมาณค่าความเร็วมีเสถียรภาพ แต่หากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์และผลของเวลาประวิงมีผลกระทบมากเพียงพอก็อาจทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้ในที่สุด เราอาจแก้ปัญหานี้โดยอาศัยเมตริกซ์ H ในการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำซึ่งต้องทำการศึกษาคต่อไป



รูปที่ 5.2 ระบบประมาณค่าความเร็วในรูปแบบ MRAS กรณีที่การป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำผ่านเมตริกซ์ H

รายการอ้างอิง

ภาษาไทย

- ชูเกียรติ นิธิโยธาน. ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสไร้เซนเซอร์วัดความเร็วสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2542.
- สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์, โคทม อาริยา. ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำปราศจากเซนเซอร์วัดความเร็ว. รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์(ปีที่ 1)โครงการพัฒนางจรอิเล็กทรอนิกส์เพื่ออุตสาหกรรม ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ กระทรวงวิทยาศาสตร์ เทคโนโลยีและสิ่งแวดล้อม, 2538.
- สุรพงษ์ สุวรรณกวิน. ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันไร้เซนเซอร์วัดความเร็วสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2539.
- โสภณ สมัยรัฐ. ระบบควบคุมเวกเตอร์เหนี่ยวนำแบบเวกเตอร์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า 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.
- H. Nakano et al., “Sensorless Field Oriented Control of an Induction Motor Using an Instantaneous Slip Frequency Estimation Method”. Conf. Record of IEEE/PESC, 1988. pp 847-854.
- 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, "Robust and Adaptive Vector Controllers In Ac Drives–A unified Viewpoint". Motion Control Proceeding., 1993., Asia-Pacific Workshop on Advances in motion control, 1993. pp 76-81.
- S. Sangwongwanich. "Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors-Stability Analysis and Realization". Proc. of IPEC-Yokohama, Vol. 1, 1995. pp 310-315.
- S.Sangwongwanich, "Speed-sensorless Induction Motor Drive Systems-Structure and Stability". Proc. of PEMC'96, Hungary, 1996. pp78-85.
- S. Suwankawin, S. Sangwongwanich. "Stability Analysis of Speed Sensorless Vector Control System". Proc. of ICPE, 1995. pp 403-408.
- W. Leonhard. Control of Electric Drives. Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, Germany, 1985.



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ภาคผนวก

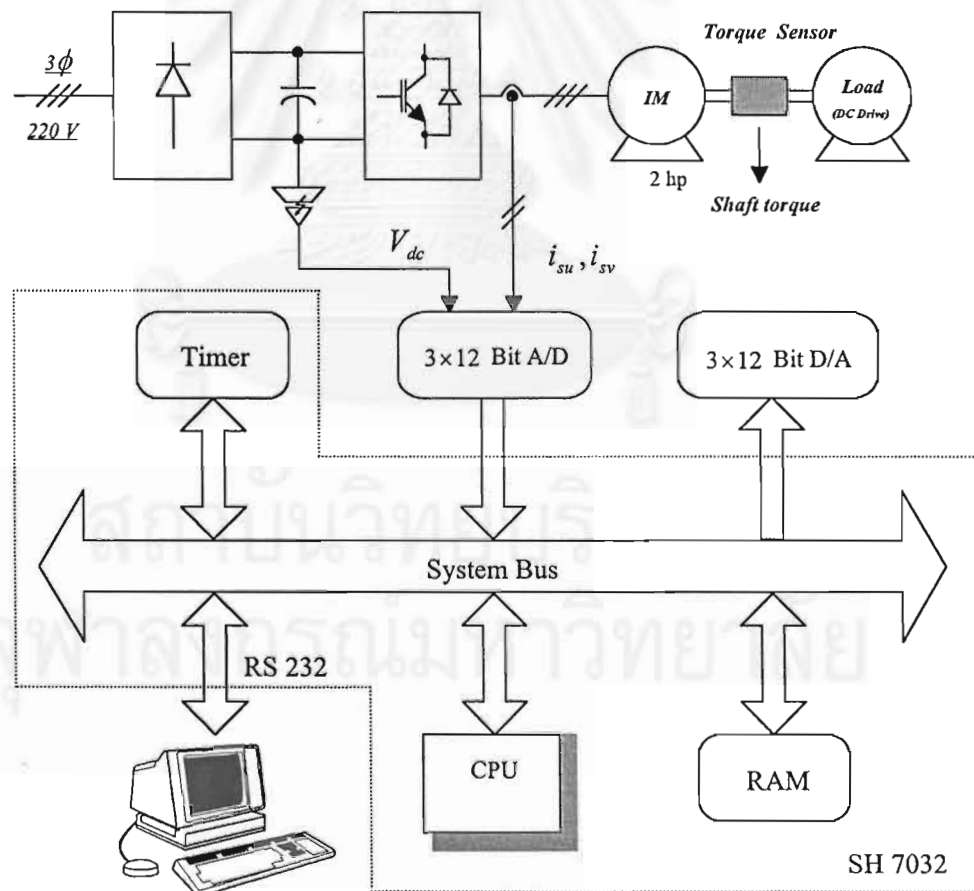
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก

ฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ของระบบ

1) ฮาร์ดแวร์ของระบบ

ในส่วนฮาร์ดแวร์ของระบบควบคุมแสดงดังรูป ก.1 เราใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ SH 7032 (32 บิต) ซึ่งจะประกอบด้วย ส่วน CPU ที่มีความถี่สัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 20 MHz, 128 Kbytes RAM, ตัวนับเวลาทั้งหมด 5 ตัว, ตัวแปลงสัญญาณ A/D และ D/A ขนาด 12 บิต อย่างละ 3 ช่อง โดยเราสามารถทำการพัฒนาซอฟต์แวร์ทางคอมพิวเตอร์และถ่ายข้อมูลไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านทาง RS 232 เพื่อใช้ในการคำนวณและควบคุมมอเตอร์ตามที่ต้องการ

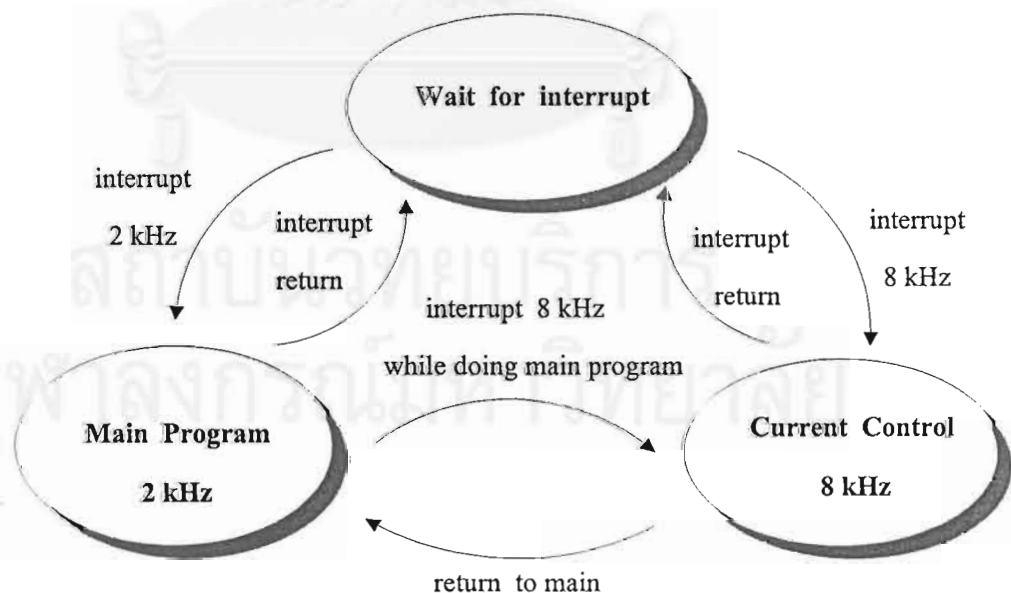


รูปที่ ก.1 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบที่ใช้ในการทดสอบ

2) ซอฟต์แวร์ของระบบ

จากโครงสร้างส่วนการควบคุมในรูปที่ 5.1 ไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการคำนวณกระแสคำสั่งสร้างแรงบิด (i_{sq}^*) จากผลต่างระหว่างความเร็วคำสั่ง (ω_m^*) และความเร็วประมาณ ($\hat{\omega}_m$) ผ่านตัวควบคุม PI ที่มีการจำกัดขนาดของสัญญาณออกไว้เพื่อไม่ให้กระแสมีค่าเกินพิกัด กระแสคำสั่ง i_{sq}^* ที่คำนวณได้และกระแสสร้างฟลักซ์ (i_{sd}^*) จะถูกส่งไปยังตัวควบคุมเวกเตอร์ซึ่งประมาณค่าโรเตอร์ฟลักซ์ ($\hat{\lambda}_r$) ความถี่สลิป ($\hat{\omega}_s$) ค่าเหล่านี้จะถูกส่งไปใช้ในการประมาณค่าความเร็วในตัวอย่างประมาณค่าความเร็วต่อไป ลักษณะการควบคุมเป็นแบบต่อทอดเนื่อง (Cascade) โดยการควบคุมความเร็วจะเป็นวงรอบด้านนอก และการควบคุมกระแสเป็นวงรอบในซึ่งทำการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุม PI บนแกนหมุนที่มีการชดเชยแบบป้อนไปหน้า แรงดันคำสั่งที่ได้จะใช้ในการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์

การควบคุมกระแสนั้นจะมีผลตอบสนองที่ไวกว่าการควบคุมความเร็วที่อยู่วงรอบนอก ดังนั้นเราจึงทำการแยกซอฟต์แวร์ในส่วนการควบคุมกระแสและสร้างสัญญาณ PWM ออกจากซอฟต์แวร์หลัก โดยให้มีความถี่การสวิตช์เท่ากับ 8 kHz ส่วนซอฟต์แวร์หลักเราให้เท่ากับ 2 kHz ทั้งนี้ นอกจากจะช่วยให้ส่วนการควบคุมกระแสมีผลตอบสนองที่ไวขึ้นแล้ว ยังทำให้ระลอกของกระแสเนื่องจากความถี่การสวิตช์มีขนาดลดลงและปราศจากเสียงรบกวนขณะที่มีมอเตอร์ทำงาน รูปที่ ก.2 แสดงไดอะแกรมสถานะของระบบและการเรียกใช้อินเทอร์พรีต



รูปที่ ก.2 ไดอะแกรมสถานะและการเรียกใช้อินเทอร์พรีต

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

ซอฟต์แวร์ในส่วนโปรแกรมหลัก

ซอฟต์แวร์โมดูลนี้จะใช้การอินเทอร์พต์ทุกๆ 500 ไมโครวินาที และโปรแกรมในการบริการอินเทอร์พต์จะใช้เวลาทั้งหมดประมาณ 57 ไมโครวินาที

Main Program of A Speed-Sensorless Vector Control System

Module : Main Program

Initialize

Initialize all variables and timers

Set interrupt priority and enable timer interrupt

Loop here and wait for interrupt only

Main program (2k) Interrupt Service Routine

Clear interrupt flag

Interrupt exception 1

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

Get speed command (ω_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}^*)

Vector Controller

- Calculate rotor flux magnitude (\hat{i}_{mR})
- Calculate slip frequency ($\hat{\omega}_s$)

Speed Estimator

- Calculate induced voltage from stator model (U_d, U_q)
- Calculate induced voltage from rotor model (\hat{U}_d, \hat{U}_q)
- Calculate rotor flux frequency (ω)
- Calculate estimated rotor speed ($\hat{\omega}_m$)
- Calculate rotor flux angle (ρ)

Feedforward-decoupling compensation

- Calculate feedforward-decoupling voltage (f_d, f_q)

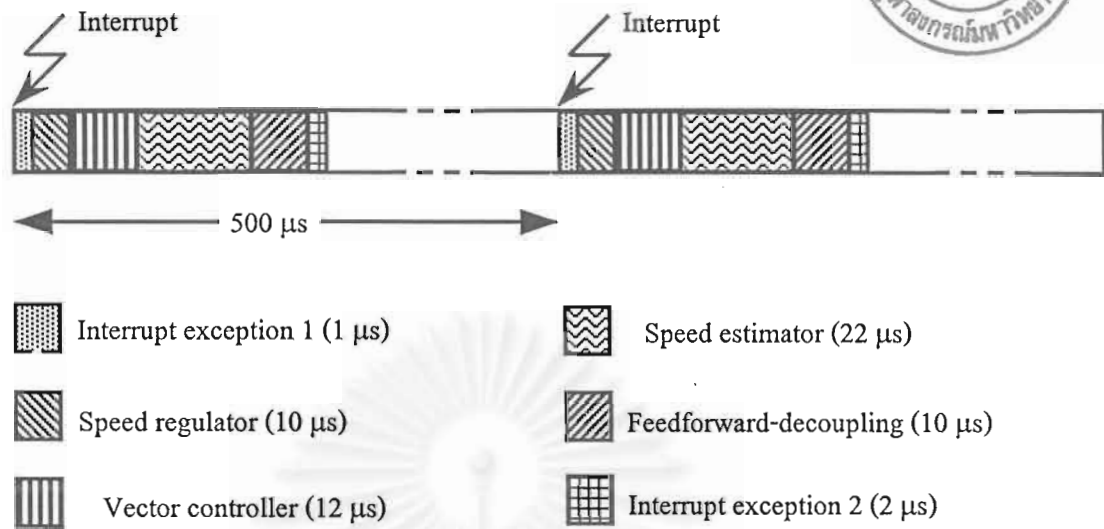
Interrupt exception 2

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

Return Interrupt

End of Main Program

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ ก.3 ไคอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์โปรแกรมหลัก

ซอฟต์แวร์ในส่วนการควบคุมกระแส

ซอฟต์แวร์โมดูลนี้จะใช้การอินเทอร์พด์ทุกๆ 125 ไมโครวินาที และใช้เวลาในการบริการอินเทอร์พด์ทั้งหมดประมาณ 71 ไมโครวินาที

Current Control Program

Module : CCI

Switching frequency (8k) Interrupt Service Routine

- Clear interrupt flag
- Keep all registers in stack
- Read motor current
- Input i_{su}, i_{sv} from A/D

Rotor flux angle compensation

Calculate compensating angle ($\Delta\rho$)

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

Transform to rotor flux axis

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

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

Current controller (PI) d-axis

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

Calculate PI output (u_{sd}^*)

Current controller (PI) q-axis

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

Calculate PI output (u_{sq}^*)

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

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

Transform to stator axis

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

Read DC bus voltage

Get V_{dc} from A/D

Generate PWM signal

Find sector of voltage command

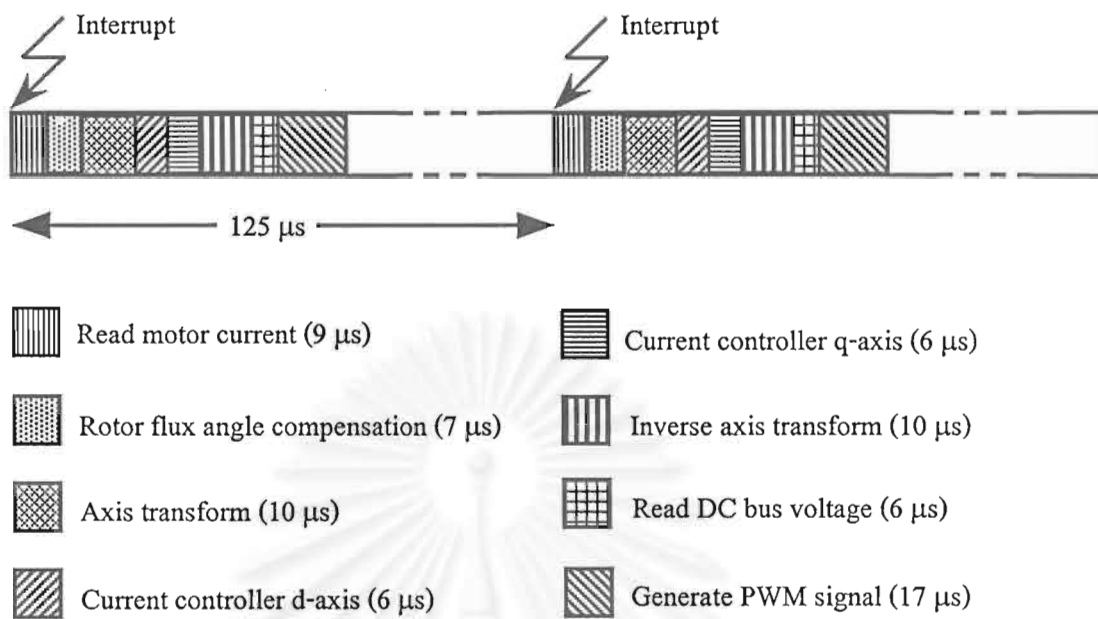
Compensate dead-time effect

Calculate timing of switching pattern

Restore all registers from stack

Return Interrupt

End-of CCI



รูปที่ ก.4 ไคอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์ส่วนการควบคุมกระแส

ภาคผนวก ข

การประมาณค่าความเร็วกรณีที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ

จากสมการของการประมาณค่าความเร็วบนแกนหมุนโรเตอร์ฟลักซ์ (2.17) ในบทที่ 2 ในกรณีที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ

$$\omega = \frac{[U_q - k(U_d - \hat{U}_d)]}{\|\hat{\lambda}_r\|} \quad (ข.1)$$

$$\hat{\omega}_m = \omega - \hat{\omega}_s \quad (ข.2)$$

$$\hat{\omega}_s = \frac{R_r}{L_r} \frac{Mi_{sq}}{\|\hat{\lambda}_r\|} \quad (ข.3)$$

เราสามารถเขียนสมการของการประมาณค่าความเร็วบนแกนสเตเตอร์ได้เป็น

$$\omega = \frac{U^T J \hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} - k \frac{e^T \hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} \quad (ข.4)$$

$$= \frac{U^T J \hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} + k \frac{e^T J J \hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} \quad (ข.5)$$

$$= \frac{U^T J \hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} - k \frac{(Je)^T J \hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} \quad (ข.6)$$

และค่าความถี่สลิปซึ่งประมาณจากตัวควบคุมเวกเตอร์สามารถแสดงได้ตามสมการที่ (ข.7)

$$\hat{\omega}_s = \hat{\omega} - \hat{\omega}_m = \frac{\hat{U}^T J \hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} - \hat{\omega}_m \quad (ข.7)$$

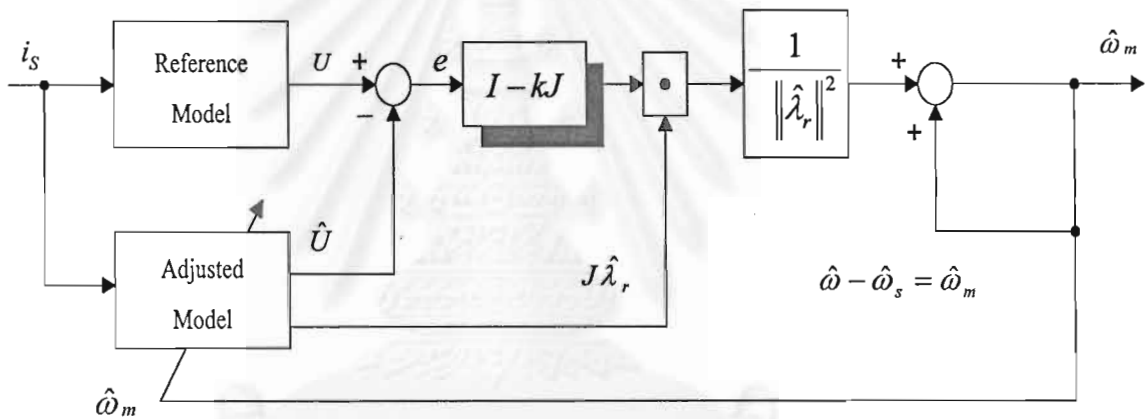
ดังนั้นเมื่อแทนค่าความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ในสมการที่ (ข.6) และความถี่สลิปในสมการที่ (ข.7) เราสามารถประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\hat{\omega}_m &= \omega - \hat{\omega}_s \\ &= \frac{U^T J \hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} - k \frac{(Je)^T J \hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} - \frac{\hat{U}^T J \hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} + \hat{\omega}_m\end{aligned}\quad (\text{ข.8})$$

$$= \frac{(e - kJe)^T J \hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} + \hat{\omega}_m \quad (\text{ข.9})$$

$$= \frac{[(I - kJ)e]^T J \hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} + \hat{\omega}_m \quad (\text{ข.10})$$

จากสมการที่ (ข.10) เราสามารถแสดงระบบประมาณค่าความเร็วได้ดังในรูปที่ ข.1



รูปที่ ข.1 ระบบประมาณค่าความเร็วที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำผ่านอัตราขยาย k

กรณีที่เราสร้างระบบประมาณค่าความเร็วในเชิงดิจิทัลเราสามารถแสดงการประมาณค่าความเร็วแบบไม่ต่อเนื่อง (discrete-time) ได้ดังนี้คือ

$$\omega(n) = \frac{U^T J \hat{\lambda}_r(n)}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} - k \frac{(Je)^T J \hat{\lambda}_r(n)}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} = \frac{\hat{U}^T J \hat{\lambda}_r(n)}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} + \frac{[(I - kJ)e]^T J \hat{\lambda}_r(n)}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} \quad (\text{ข.11})$$

$$= \frac{\hat{U}^T J \hat{\lambda}_r(n)}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} + \xi(n) \quad (\text{ข.12})$$

โดยที่ $\xi = \frac{[(I - kJ)e]^T J\hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2}$ และค่าความเร็วประมาณสามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (ข.13)

$$\hat{\omega}_m(n) = \omega(n) - \hat{\omega}_s(n) \quad (\text{ข.13})$$

n คือ เวลาที่ n ในระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง

แต่เนื่องจากค่า \hat{U} ในสมการ (ข.12) เป็นค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่ประมาณจากสมการด้านโรเตอร์ (ตัวควบคุมเวกเตอร์) ดังนั้นในระบบเวลาแบบไม่ต่อเนื่องจะได้ว่า

$$\frac{\hat{U}^T J\hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2}(n) = \hat{\omega}(n) = \hat{\omega}_s(n) + \hat{\omega}_m(n-1) \quad (\text{ข.14})$$

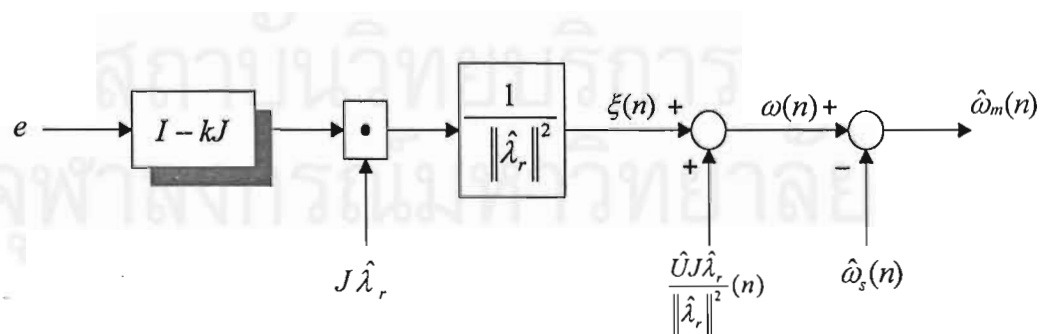
จากสมการที่ (ข.12), (ข.13) และ (ข.14) เราสามารถคำนวณค่าความเร็วโรเตอร์ประมาณได้ใหม่คือ

$$\hat{\omega}_m(n) = \frac{\hat{U}^T J\hat{\lambda}_r}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} + \xi(n) - \hat{\omega}_s(n) \quad (\text{ข.15})$$

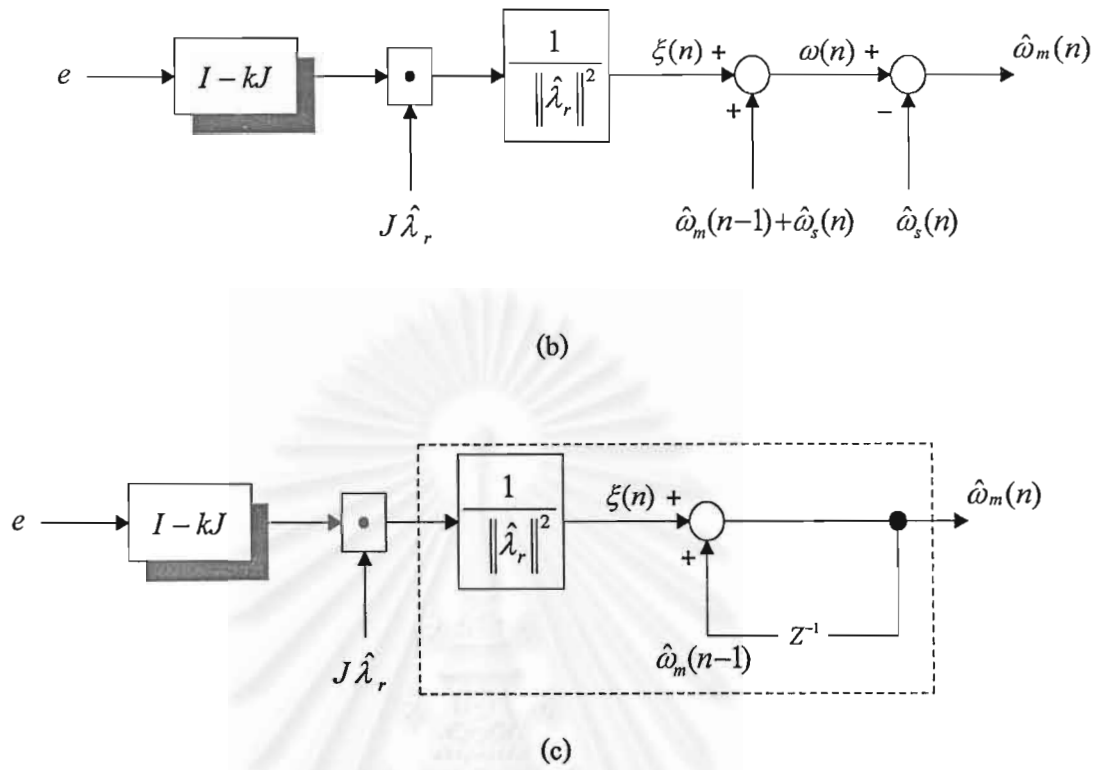
$$= \hat{\omega}_s(n) + \hat{\omega}_m(n-1) + \xi(n) - \hat{\omega}_s(n) \quad (\text{ข.16})$$

$$= \hat{\omega}_m(n-1) + \xi(n) \quad (\text{ข.17})$$

เราสามารถเขียนระบบประมาณค่าความเร็วในระบบเวลาไม่ต่อเนื่องได้ดังรูปที่ ข.2



(a)



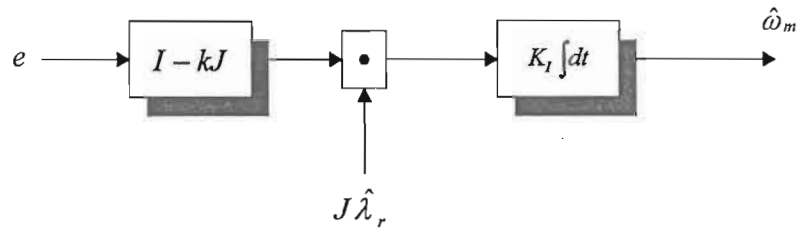
รูปที่ ข.2 การประมาณค่าความเร็วในระบบเวลา discrete

ค่าความเร็วประมาณที่แสดงในสมการที่(ข.15) สามารถแปลงกลับมาอยู่ในระบบเวลาต่อเนื่อง (continuous-time) ดังสมการที่ (ข.16) โดยที่ T_s = คาบเวลาในการซีกตัวอย่าง

$$\hat{\omega}_m = \frac{1}{T_s} \int \xi(t) dt = \frac{1}{\|\hat{\lambda}_r\|^2 T_s} \int [(I - kJ)e]^T J \hat{\lambda}_r dt \quad (\text{ข.16})$$

ดังนั้นค่าความเร็วโรเตอร์จึงเสมือนถูกประมาณผ่านตัวอินทิเกรเตอร์ $K_I \int dt$ โดยที่

$$K_I = \frac{1}{\|\hat{\lambda}_r\|^2 T_s} \quad (\text{ข.17})$$



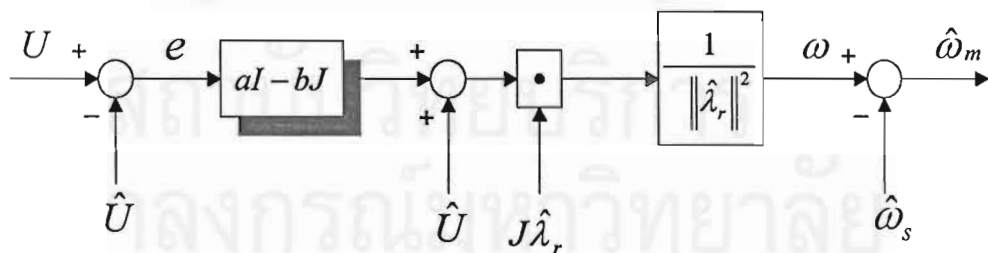
รูปที่ ข.3 การประมาณค่าความเร็วในระบบเวลาต่อเนื่อง

กรณีที่มีการลดอัตราขยาย k โดยใช้ $[aI - bJ]$ แทน $[I - kJ]$

ในการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำแทนที่เราจะใช้เทอม $[I - kJ]$ เราสามารถใช้ $[aI - bJ]$ ได้ ในกรณีนี้เพื่อให้ระบบยังคงมีคุณสมบัติทางด้านเฟสคงเดิม เราต้องเลือกให้อัตราขยาย k มีความสัมพันธ์ดังนี้

$$k = \frac{b}{a} \quad (\text{ข.18})$$

เราสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมการประมาณค่าความเร็วได้ใหม่ดังนี้คือ



รูปที่ ข.4 บล็อกไดอะแกรมการประมาณค่าความเร็ว กรณีที่ใช้เทอม $[aI - bJ]$

และสามารถคำนวณค่าความถี่โรเตอร์ฟลักซ์ได้ใหม่ดังนี้คือ

$$\omega = \frac{1}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} \{(aI - bJ)(U - \hat{U}) + \hat{U}\}^T J \hat{\lambda}_r \quad (\text{ข.19})$$

$$= \frac{1}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} \{U + (a-1)(U - \hat{U}) - bJ(U - \hat{U})\}^T J \hat{\lambda}_r \quad (\text{ข.20})$$

$$= \frac{1}{\|\hat{\lambda}_r\|^2} \{U_q + (a-1)(U_q - \hat{U}_q) - b(U_d - \hat{U}_d)\} \quad (\text{ข.21})$$

ในทางปฏิบัติเราสามารถคำนวณค่าความถี่เรเตอร์ฟลักซ์บนแกนหมุนได้ดังในสมการที่ (ข.21)



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก

ระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนหมุน

จากสมการแบบจำลองอ้างอิงและแบบจำลองปรับตัวในสมการที่ (3.6) และ (3.7)

แบบจำลองอ้างอิง:
$$U = \frac{d\lambda_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r}(Mi_s - \lambda_r) + J\omega_m \lambda_r \quad (ก.1)$$

แบบจำลองปรับตัว:
$$\hat{U} = \frac{d\hat{\lambda}_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r}(Mi_s - \hat{\lambda}_r) + J\hat{\omega}_m \hat{\lambda}_r \quad (ก.2)$$

เราสามารถหาสมการของค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำได้ดังนี้คือ

$$e = U - \hat{U} = -\frac{R_r}{L_r}(\lambda_r - \hat{\lambda}_r) + J\omega_m(\lambda_r - \hat{\lambda}_r) + J\hat{\lambda}_r(\omega_m - \hat{\omega}_m) \quad (ก.3)$$

แต่เนื่องจาก $U = s\lambda_r, \hat{U} = s\hat{\lambda}_r$ โดยที่ s แทนตัวปฏิบัติการอนุพันธ์ $\left(\frac{d}{dt}\right)$ ดังนั้น

$$e = U - \hat{U} = s(\lambda_r - \hat{\lambda}_r) \quad (ก.4)$$

$$se = \left(-\frac{R_r}{L_r}I + \omega_m J\right)e + sJ\hat{\lambda}_r(\omega_m - \hat{\omega}_m) \quad (ก.5)$$

$$e = s\left[\left(s + \frac{R_r}{L_r}\right)I - \omega_m J\right]^{-1} J\hat{\lambda}_r(\omega_m - \hat{\omega}_m) \quad (ก.6)$$

$$= G(s)\{J\hat{\lambda}_r(\omega_m - \hat{\omega}_m)\} \quad (ก.7)$$

โดยที่ $G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = s[(s + \alpha)I - \beta J]^{-1} \quad (ก.8)$

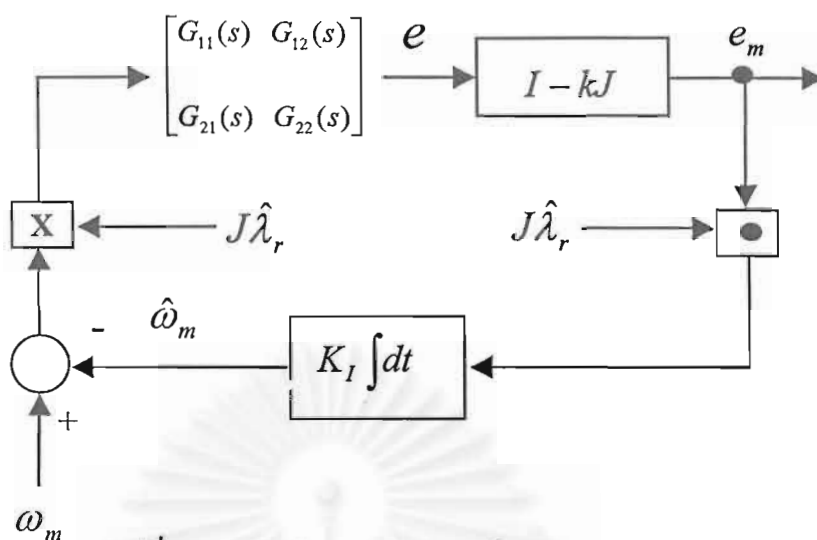
$$; \alpha = \frac{R_r}{L_r}, \beta = \omega_m$$

และในกรณีที่มีการป้อนกลับค่าผิดพลาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำจะได้ว่า

$$e_m = [I - kJ]e \quad (ก.9)$$

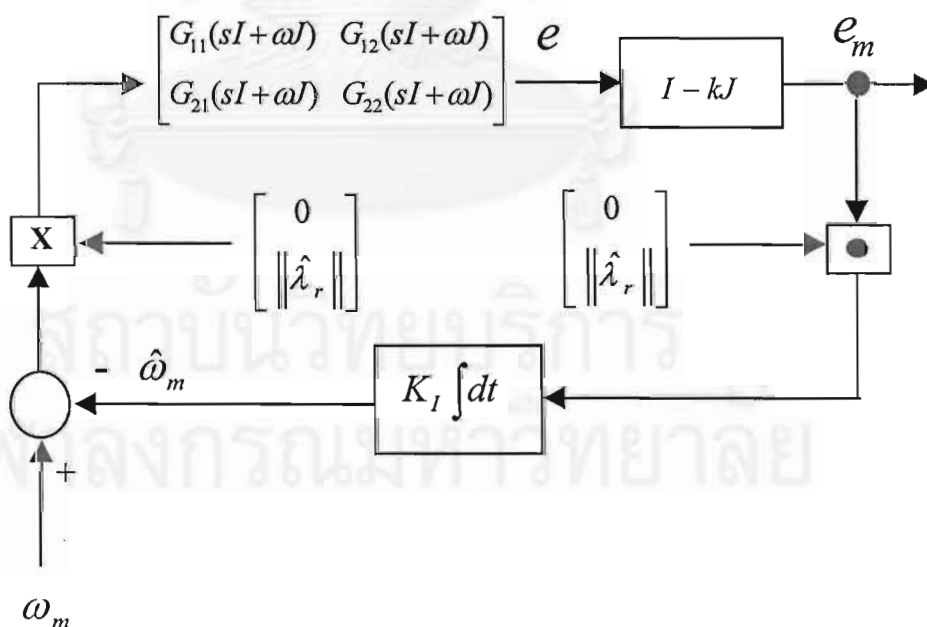
และ

$$\omega_m = K_f \int ([I - KJ]e)^T J\hat{\lambda}_r dt \quad (ก.10)$$



รูปที่ ค.1 ระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนสเตเตอร์

จากบล็อกไดอะแกรมระบบประมาณค่าความเร็วในรูปที่ ค.1 เราสามารถแปลงระบบประมาณค่าความเร็วไปอ้างอิงบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์ได้ดังรูปที่ ค.2 โดยเมื่อย้ายระบบไปอยู่บนแกนหมุนของโรเตอร์ฟลักซ์ ฟังก์ชันโอนย้าย $G(s)$ จะถูกแปลงเป็น $G(sI + \omega J)$



รูปที่ ค.2 ระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์

เนื่องจากสัญญาณเข้าของ $G(sI + \omega J)$ มีองค์ประกอบในแกน q เท่านั้น $\begin{pmatrix} 0 \\ \|\hat{\lambda}_r\| \end{pmatrix}$ ดังนั้น ฟังก์ชันโอนย้ายที่ตอบสนองต่อสัญญาณเข้านี้คือ $G_{12}(sI + \omega J)$ และ $G_{22}(sI + \omega J)$ และองค์ประกอบในแกน q ของค่าผิดพลาด e_m เท่านั้นที่ถูกใช้สำหรับการประมาณค่าความเร็ว

$$e_m = \begin{bmatrix} e_{md} \\ e_{mq} \end{bmatrix} = [I - kJ]G(sI + \omega J) \begin{bmatrix} 0 \\ \|\hat{\lambda}_r\| \end{bmatrix} (\omega_m - \hat{\omega}_m) \quad (ค.12)$$

$$\text{และ } G'(s) = \begin{bmatrix} 1 & k \\ -k & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_{11}(sI + \omega J) & G_{12}(sI + \omega J) \\ G_{21}(sI + \omega J) & G_{22}(sI + \omega J) \end{bmatrix} \quad (ค.13)$$

$$= \begin{bmatrix} G_{11}(sI + \omega J) + kG_{21}(sI + \omega J) & G_{12}(sI + \omega J) + kG_{22}(sI + \omega J) \\ -kG_{11}(sI + \omega J) + G_{21}(sI + \omega J) & -kG_{12}(sI + \omega J) + G_{22}(sI + \omega J) \end{bmatrix} \quad (ค.14)$$

$$= \begin{bmatrix} G'_{11}(s) & G'_{12}(s) \\ G'_{21}(s) & G'_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (ค.15)$$

นั่นคือฟังก์ชันโอนย้าย $G'_{22}(s)$ เท่านั้นที่ตอบสนองต่อสัญญาณขาเข้าสำหรับการประมาณค่าความเร็วโดยที่

$$G'_{22}(s) = -kG_{12}(sI + \omega J) + G_{22}(sI + \omega J) \quad (ค.16)$$

เราสามารถคำนวณ $G_{12}(sI + \omega J)$ และ $G_{22}(sI + \omega J)$ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{จาก } G(sI + \omega J) &= [(s + \alpha)I - (\omega - \beta)J]^{-1}[sI + \omega J] \\ &= \begin{bmatrix} s + \alpha & -(\omega - \beta) \\ \omega - \beta & s + \alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} s & -\omega \\ \omega & s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (ค.17)$$

แต่เนื่องจาก $\omega - \beta = \omega_s$ ดังนั้น

$$= \begin{bmatrix} s + \alpha & -\omega_s \\ \omega_s & s + \alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} s & -\omega \\ \omega & s \end{bmatrix} \quad (ค.18)$$

$$= \frac{1}{(s+\alpha)^2 + \omega_s^2} \begin{bmatrix} s+\alpha & -\omega_s \\ \omega_s & s+\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s & -\omega \\ \omega & s \end{bmatrix} \quad (\text{ค.19})$$

$$= \frac{1}{(s+\alpha)^2 + \omega_s^2} \begin{bmatrix} (s+\alpha)s + \omega\omega_s & -(s+\alpha)\omega + \omega_s s \\ -\omega_s s + (s+\alpha)\omega & (s+\alpha)s + \omega\omega_s \end{bmatrix} \quad (\text{ค.20})$$

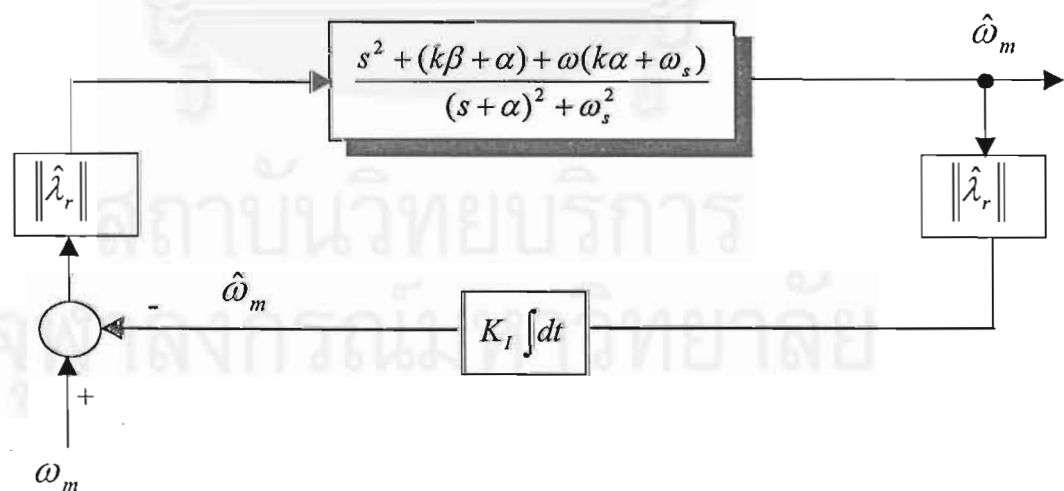
$$G_{22}(sI + \omega J) = \frac{\omega_s s - (s+\alpha)\omega}{(s+\alpha)^2 + \omega_s^2} \quad (\text{ค.21})$$

$$G_{22}(sI + \omega J) = \frac{(s+\alpha)s + \omega_s \omega}{(s+\alpha)^2 + \omega_s^2} \quad (\text{ค.22})$$

ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$\begin{aligned} G'_{22}(s) &= -kG_{12}(sI + \omega J) + G_{22}(sI + \omega J) \\ &= \frac{s^2 + s(\alpha + k\beta) + \omega(k\alpha + \omega_s)}{(s+\alpha)^2 + \omega_s^2} \end{aligned} \quad (\text{ค.23})$$

เราสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมของระบบประมาณค่าความเร็วได้ดังนี้



รูปที่ ค.3 ระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนโรเตอร์ฟลักซ์
ในลักษณะสัญญาณเข้าออกเดี่ยว(SISO)



ประวัติผู้เขียน

นาย อุเทน นิตยธารีกุล เกิดเมื่อวันที่ 19 มีนาคม พ.ศ. 2518 ที่จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (ไฟฟ้ากำลัง) จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ปีการศึกษา 2539 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในภาคปลายปีการศึกษา 2540



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย