

# การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีแบบสไลด์ดิ้ง

SPEED CONTROL OF 3-PHASE INDUCTION MOTOR WITH  
SLIDING MODE METHOD

ประจักษ์ จันดำ  
PRAJAK JUNDUM

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

KMITL-2007-EN-M-080-016

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีแบบสไลด์ดิ้ง

SPEED CONTROL OF 3-PHASE INDUCTION MOTOR WITH  
SLIDING MODE METHOD

ประจักษ์ จันดำ

PRAJAK JUNDUM

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2550

KMITL-2007-EN-M-080-016

**SPEED CONTROL OF 3-PHASE INDUCTION MOTOR WITH  
SLIDING MODE METHOD**

**PRAJAK JUNDUM**

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL SYSTEM ENGINEERING  
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

**2007**

**KMITL-2007-EN-M-080-016**

**COPYRIGHT 2007**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธี แบบสไลด์คิง
นักศึกษา	นายประจักษ์ จันคำ
รหัสนักศึกษา	45060303
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบ และจำลองระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส โดยนำวิธีการควบคุมแบบสไลด์คิง (Sliding Mode Control) มาประยุกต์ใช้งาน เนื่องจากเป็นระบบควบคุมที่คงทน สามารถควบคุมอัตราเร่งของความเร็วได้ รวมทั้งยังไม่เกิด Overshoot หรือ Oscillations สำหรับการออกแบบเน้นตัวควบคุมในลูปลควบคุมความเร็วรอบเพียงอย่างเดียว ส่วนโครงสร้างการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสนั้น ใช้ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ โดยควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์ด้วยแยกการควบคุมกระแสไฟฟ้ากระตุ้นที่สร้างฟลักซ์ และกระแสไฟฟ้าที่ทำให้เกิดแรงบิด ให้มีอิสระต่อกัน ส่วนการจำลองระบบควบคุมแบ่งการจำลองออกเป็นสามส่วนคือ ตัวควบคุม โครงสร้างการควบคุมแบบเวกเตอร์ และมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้โปรแกรม MATLAB SIMULINK ในการทดสอบกำหนดความเร็วรอบของมอเตอร์เป็นแบบคงที่ และเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด รวมทั้งปรับพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ( $J, x_m, x_{ls}, r_s, r_r, x_{lr}$ ) เปลี่ยนแปลง ผลการจำลองระบบยังคงสามารถรักษาความเร็วรอบให้คงที่ได้ แสดงถึงคุณสมบัติที่ดีของวิธีการควบคุมแบบสไลด์คิง

<b>Thesis</b>	SPEED CONTROL OF 3-PHASE INDUCTION MOTOR WITH SLIDING MODE METHOD
<b>Student</b>	Mr.Prajak Jundum
<b>Student ID.</b>	45060303
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Control Engineering
<b>Year</b>	2007
<b>Thesis Advisor</b>	Asst.Prof.Dr.Nontawat Chuladaycha

## ABSTRACT

This thesis presents the design and simulation of speed control of 3-phase induction motor with sliding mode method. That is robustness, controllable acceleration of speed and non overshoot or oscillations. Controller's design focused on speed control loop. The structure of system use vector control with voltage souse control from independent control of orthogonal field and torque currents. Simulation consist of 3 parts are controller, structure vector control and 3-phase induction motor by program MATLAB SIMULINK. The effects of sudden load change on the motor speed are to experiment for two different values of the parameter ( $J, x_m, x_{ls}, r_s, r_r, x_{lr}$ ). It is shown that the designed controller is able to maintain the motor speed.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ดี ด้วยความรู้ คำแนะนำ และคำปรึกษาในการแก้ไขปัญหาดังกล่าว อย่างดียิ่งจาก ผศ.ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยขอกราบขอบคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์ ที่ได้ให้คำแนะนำเป็นอย่างดีในการวิจัยที่ผ่านมา

ขอขอบคุณน้องๆ นักศึกษาทุกคนของห้องปฏิบัติการ Power Conversion Control Group ที่ช่วยเหลือและให้คำแนะนำต่างๆ

ขอขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ และคุณญาติาวินน์ ที่เป็นกำลังใจและช่วยเหลือแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้ทุนสนับสนุนในการจัดทำวิทยานิพนธ์

ประจักษ์ จันดำ

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	1
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 พื้นฐานวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิง.....	3
2.1 กล่าวนำ.....	3
2.2 หลักการควบคุมแบบ โครงสร้างผันแปร.....	3
2.3 วิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิง.....	5
2.4 เงื่อนไขของวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิง.....	10
2.5 สรุป.....	13
บทที่ 3 แบบจำลองและการจำลองมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส.....	14
3.1 กล่าวนำ.....	14
3.2 แบบจำลองทางพลศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส.....	15
3.3 การจำลองมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสด้วย MATLAB SIMULINK.....	19
3.4 สรุป.....	30
บทที่ 4 การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิง.....	31
4.1 กล่าวนำ.....	31

# สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.2 โครงสร้างการควบคุมแบบเวกเตอร์.....	31
4.3 การออกแบบประยุกต์นำวิธีการควบคุมแบบสไลด์คิงมาใช้งาน.....	35
4.4 การจำลองการควบคุมด้วย MATLAB SIMULINK.....	40
4.5 สรุป.....	42
บทที่ 5 ผลการทดลองและวิเคราะห์ผลการทดลอง.....	43
5.1 กล่าวนำ.....	43
5.2 การทดสอบการควบคุมความเร็วรอบด้วยวิธีการควบคุมแบบสไลด์คิง.....	43
5.3 การกำหนดวงจรควบคุมเพิ่มเติม.....	50
5.4 คุณสมบัติที่ดีของการควบคุมแบบสไลด์คิง.....	62
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์.....	78
6.1 สรุปและวิจารณ์.....	78
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ.....	78
เอกสารอ้างอิง.....	69
ภาคผนวก .....	71
ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบควบคุม.....	72
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	85
ประวัติผู้เขียน.....	91

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ระบบควบคุมแบบ โครงสร้างผันแปรของระบบอันดับสอง.....	3
2.2 (ก) ผลตอบสนองบน Phase-Plane ของระบบควบคุมตามสมการที่ (2.1) เมื่อ $u = 5$ (ข) ผลตอบสนองบน Phase-Plane ของระบบควบคุมตามสมการที่ (2.1) เมื่อ $u = 1/5$ (ค) ผลตอบสนองบน Phase-Plane ของระบบควบคุมตามสมการที่ (2.1) เมื่อ $u = 1/5$ ถ้า $x_1x_2 < 0$ และ $u = 5$ ถ้า $x_2x_2 > 0$ .....	4
2.3 วิธีการควบคุมแบบสไลด์คิงของระบบอันดับสอง.....	5
2.4 ผลตอบสนองของระบบควบคุมตามรูปที่ 2.3 ด้วยสัญญาณควบคุมตามสมการที่ (2.4).....	6
2.5 ทางเดินของตัวแปรสถานะที่กำหนดตามสมการที่ (2.5).....	7
2.6 ผลตอบสนองของระบบตามรูปที่ 2.3 โดยใช้เงื่อนไขตัวควบคุมตามสมการที่ (2.6).....	8
2.7 การสั่น (Chattering) ของระบบควบคุมตามรูปที่ 2.3.....	8
2.8 ผลตอบสนองของระบบตามรูปที่ 2.3 ตามสมการที่ (2.6) และกำหนดค่า $c$ เป็นลบ.....	9
2.9 เงื่อนไขการมีอยู่จริงของสไลด์คิง.....	11
3.1 ลูปควบคุมของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ.....	14
3.2 ระบบอ้างอิง สองเฟส ( $d^s-q^s$ ) และสามเฟส ( $a b c$ ).....	15
3.3 วงจรเสมือนบนระบบอ้างอิงสองเฟสที่หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส.....	18
3.4 โครงสร้างการจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส.....	21
3.5 โครงสร้างของกล่อง abc_qds จากรูปที่ 3.4.....	22
3.6 โครงสร้างของกล่อง Qaxis จากรูปที่ 3.4.....	23
3.7 โครงสร้างของกล่อง Daxis จากรูปที่ 3.4.....	23
3.8 โครงสร้างของกล่อง Rotor model จากรูปที่ 3.4.....	23
3.9 โครงสร้างของกล่อง qds_abc จากรูปที่ 3.4.....	23
3.10 สัญญาณคุณสมบัติของมอเตอร์.....	24
3.11 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าสามเฟสที่ขดลวดสเตเตอร์.....	25
3.12 สัญญาณกระแสไฟฟ้าสามเฟสที่ขดลวดสเตเตอร์ขณะเริ่มทำงาน.....	25
3.13 สัญญาณกระแสไฟฟ้าสามเฟสที่ขดลวดสเตเตอร์ขณะอยู่ตัว.....	26
3.14 สัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์.....	26
3.15 สัญญาณแรงบิดของมอเตอร์.....	27

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.16 สัญญาณแรงบิด-ความเร็วรอบของมอเตอร์.....	27
3.17 สัญญาณ $v_{qs}^s, v_{ds}^s, i_{qs}^s, i_{ds}^s$ ของมอเตอร์.....	28
3.18 สัญญาณ $v_{qs}^e, v_{ds}^e$ ของมอเตอร์.....	28
3.19 สัญญาณ $i_{qs}^e, i_{ds}^e$ ของมอเตอร์.....	29
4.1 โครงสร้างของการควบคุมแรงบิดและความเร็วซิงโครนัส ( $\omega_e$ ).....	33
4.2 โครงสร้างควบคุมแบบเวกเตอร์ชนิดทางอ้อม โดยใช้ V-type decoupling control.....	33
4.3 Block diagram ของการควบคุมแบบเวกเตอร์.....	35
4.4 โครงสร้างของการควบคุมแบบสไลด์คิง.....	36
4.5 ทางเดินของตัวแปรสถานะบนเส้นสไลด์คิง.....	37
4.6 โครงสร้างพารามิเตอร์ของสัญญาณควบคุม.....	38
4.7 การจำลองวงจรควบคุมแบบสไลด์คิงด้วย MATLAB SIMULINK.....	40
4.8 โครงสร้างการควบคุมแบบเวกเตอร์.....	41
4.9 วงจรการควบคุมแบบเวกเตอร์ด้วย MATLAB SIMULINK.....	41
5.1 Block diagram ของการควบคุม.....	43
5.2 ทางเดินของตัวแปรสถานะของการควบคุม ( $c = 4$ ).....	44
5.3 เส้นสไลด์คิงที่กำหนดไว้ ( $c = 4$ ).....	45
5.4 ผลตอบสนองของความเร็วรอบ.....	46
5.5 ผลตอบสนองของแรงบิด ( $T_e$ ) เมื่อ $T_L = 0$ .....	46
5.6 ค่ากระแสไฟฟ้าต่อเฟส ที่ขดลวดสเตเตอร์ $i_{cs}$ .....	47
5.7 ค่าแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสที่ขดลวดสเตเตอร์ $v_{as}$ .....	47
5.8 โหลดคิงที่ $T_L = 2 N-m$ เกิดขึ้นที่เวลา $t = 2.5s$ .....	48
5.9 ผลตอบสนองของความเร็วรอบ.....	48
5.10 ผลตอบสนองของแรงบิด ( $T_e$ ).....	49
5.11 ผลตอบสนองของความเร็วรอบ ( $c = 2$ ).....	49
5.12 ทางเดินของตัวแปรสถานะ ( $c = 2$ ).....	50

## สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.13	ทางเดินของตัวแปรสถานะที่กำหนดให้การทำงานเข้าหาอัตราเร่งที่กำหนด.....51
5.14	วงจรถวลุมซึ่งมีทางเดินที่กำหนดไว้ สามทางเดิน.....53
5.15	ทางเดินของตัวแปรสถานะ.....56
5.16	ผลตอบสนองของความเร็วรอบ.....57
5.17	ผลตอบสนองของแรงบิด.....57
5.18	ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่ขดลวดสเตเตอร์.....58
5.19	ผลตอบสนองของกระแสไฟฟ้า.....58
5.20	โพลดคงที่ $T_L = 3 \text{ N-m}$ เกิดขึ้นที่เวลา $t = 2 \text{ s}$ .....59
5.21	ทางเดินของตัวแปรสถานะ.....59
5.22	ผลตอบสนองของความเร็วรอบ.....60
5.23	ผลตอบสนองของแรงบิด.....60
5.24	ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้า.....61
5.25	ผลตอบสนองของกระแสไฟฟ้า.....61
5.26	บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมความเร็วรอบ.....62
5.27	ผลตอบสนองของความเร็วรอบเมื่อใช้ตัวควบคุม PI.....64
5.28	ผลตอบสนองของความเร็วรอบ.....64
5.29	แรงบิดที่มอเตอร์สร้างขึ้น.....65
5.30	กระแสไฟฟ้าที่ขดลวดสเตเตอร์.....65
5.31	ผลตอบสนองของความเร็วรอบ.....66
5.32	ทางเดินของตัวแปรสถานะ แบบสไลด์คิง.....67
ก.1	Block diagram ของการควบคุมแบบสไลด์คิง.....73
ก.2	Block diagram ของตัวควบคุม SMC.....73
ก.3	Block diagram ของกล่อง Vector Control.....74
ก.4	Block diagram ของกล่อง Implementation (V-type decoupling control).....74
ก.5	Block diagram ของกล่อง Induction motor ตามรายละเอียดในบทที่ 3.....75
ก.6	Block diagram ของตัวควบคุม SMC.....80
ก.7	Block diagram ของการควบคุม PI.....82

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 กล่าวนำ

จากการพัฒนาด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง(Power electronic) และ ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ทำให้มีการนำมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (Induction motor) มาใช้ควบคุมความเร็วรอบแทนที่มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC Motor) ในอุตสาหกรรมอย่างกว้างขวาง และปัจจุบันมีการวิจัยอย่างต่อเนื่องมากมาย เพื่อให้เกิดประสิทธิภาพสูงขึ้นขณะที่ค่าใช้จ่ายลดลง และการเพิ่มประสิทธิภาพของการควบคุมความเร็วรอบในอุตสาหกรรมคือปัญหาที่ได้ศึกษาในงานวิจัยนี้

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ สามารถแบ่งเป็นสองส่วน[1] คือ ควบคุมภายใน (Inner Loop Control ) และ ควบคุมภายนอก (Outer Loop Control) ซึ่งงานวิจัยนี้จะเป็นการออกแบบควบคุมภายนอก ด้วยวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง (Sliding Mode Control) เนื่องจากในอุตสาหกรรมมีความต้องการควบคุมความเร็วรอบที่แตกต่างกันออกไป แต่มีสิ่งสำคัญที่ต้องมีคือ Steady state accuracy , Trajectory tracking [2] และในอุตสาหกรรมบางประเภทต้องควบคุมอัตราเร่ง อัตราลด รวมทั้งยังไม่ต้องการ Overshoot หรือ Oscillations และมีความต้องการระบบที่คงทน รวดเร็ว แม่นยำ และแสดงสถานะของการทำงานหรือติดตามการทำงานได้ ซึ่งวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งมีข้อดีในเรื่องนี้

### 1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

งานวิจัยนี้ มีวัตถุประสงค์เพื่อแสดงการนำวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งมาประยุกต์ใช้งานกับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส แล้วสามารถควบคุมความเร็วรอบได้ และเป็นระบบที่มีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ (Parameter) รวมทั้งสามารถกำหนดทางเดินของตัวแปรสถานะได้ตามคุณสมบัติของการควบคุมดังกล่าว

### 1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

ในอดีตการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ส่วนใหญ่เป็นการควบคุมแบบพีไอ (PI Controller) ซึ่งการควบคุมแบบนี้ต้องการความแม่นยำของแบบจำลองและไม่สามารถควบคุมได้เมื่อพารามิเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง หรือมีความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear) ซึ่งเป็นระบบ

ควบคุมที่ไม่คงทน ทำให้เกิดแนวความคิดที่นำหลักการควบคุมแบบใหม่ คือวิธีการควบคุมแบบสไลด์คิงมาประยุกต์ใช้ โดยวิธีการควบคุมแบบสไลด์คิงเป็นระบบควบคุมที่คงทน เพราะมีหลักการควบคุมแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear) มีลักษณะเป็นสวิทช์เพื่อสับเปลี่ยน โครงสร้างควบคุมของระบบบน Phase-Plane ให้มีทิศทางเป็นไปตามที่กำหนด คำนึงถึงแม้ว่าผลตอบสนองของระบบบน Phase-Plane มีการเปลี่ยนแปลงไปบ้าง จากการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ของระบบ แต่ยังสามารถควบคุมให้เป็นไปตามทิศทางที่ต้องการได้

#### 1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท และภาคผนวกอีก 2 ภาค โดยในแต่ละบทมีรายละเอียดดังนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำ เป็นการกล่าวถึงวัตถุประสงค์และหลักการใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์พร้อมทั้งรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึง หลักการ ทฤษฎี และขั้นตอนการทำงานของวิธีการควบคุมแบบสไลด์คิง

บทที่ 3 กล่าวถึงแบบจำลองทางพลศาสตร์ (Dynamic Model) ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส และการจำลองด้วย โปรแกรม MATLAB SIMULINK

บทที่ 4 กล่าวถึง หลักการและขั้นตอนในการนำวิธีการควบคุมแบบสไลด์คิงมาประยุกต์ใช้งานกับการควบคุมความเร็วรอบ ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส และได้แสดงวิธีการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB SIMULINK โดยใช้โครงสร้างการควบคุมแบบเวกเตอร์

บทที่ 5 กล่าวถึง ผลการจำลองเพื่อพิสูจน์ว่าวิธีการควบคุมแบบสไลด์คิงสามารถนำมาประยุกต์ใช้งาน ในการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสได้ และเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมแบบพีไอ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ เพื่อให้เห็นคุณสมบัติที่ดีของวิธีการควบคุมแบบสไลด์คิง

บทที่ 6 เป็นการสรุปผลงานที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งได้นำเสนอแนวทางในการวิจัยและพัฒนาต่อไป

เอกสารอ้างอิง

ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบควบคุม

ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

## บทที่ 2

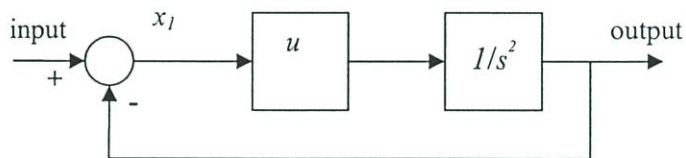
# พื้นฐานวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง

### 2.1 กล่าวนำ

วิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง (Sliding Mode Control : SMC) เป็นรูปแบบพิเศษชนิดหนึ่งของการควบคุมแบบโครงสร้างผันแปร (Variable Structure Control :VSC ) และมีลักษณะของการควบคุมแบบไม่เป็นเชิงเส้น โดยสามารถควบคุมระบบที่มีความไม่แน่นอนของพารามิเตอร์ได้ดี โดยในบทนี้จะแสดงให้เห็นถึงหลักการและขั้นตอนการทำงานของการควบคุมดังกล่าว

### 2.2 หลักการควบคุมแบบโครงสร้างผันแปร

คือการควบคุมการเปลี่ยนโครงสร้างของสัญญาณควบคุมหรือระบบควบคุม แล้วส่งผลให้สถานะของระบบเปลี่ยนแปลงตามความต้องการ เพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพ สามารถอธิบายเป็นตัวอย่างเพิ่มเติมได้จากระบบควบคุมลูบปิดตามรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ระบบควบคุมแบบโครงสร้างผันแปรของระบบอันดับสอง

จากรูปที่ 2.1 สามารถเขียนระบบสมการสถานะ (State equation system) ตามสมการที่ (2.1) [3]

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad , \quad \dot{x}_2 = -ux_1 \quad (2.1)$$

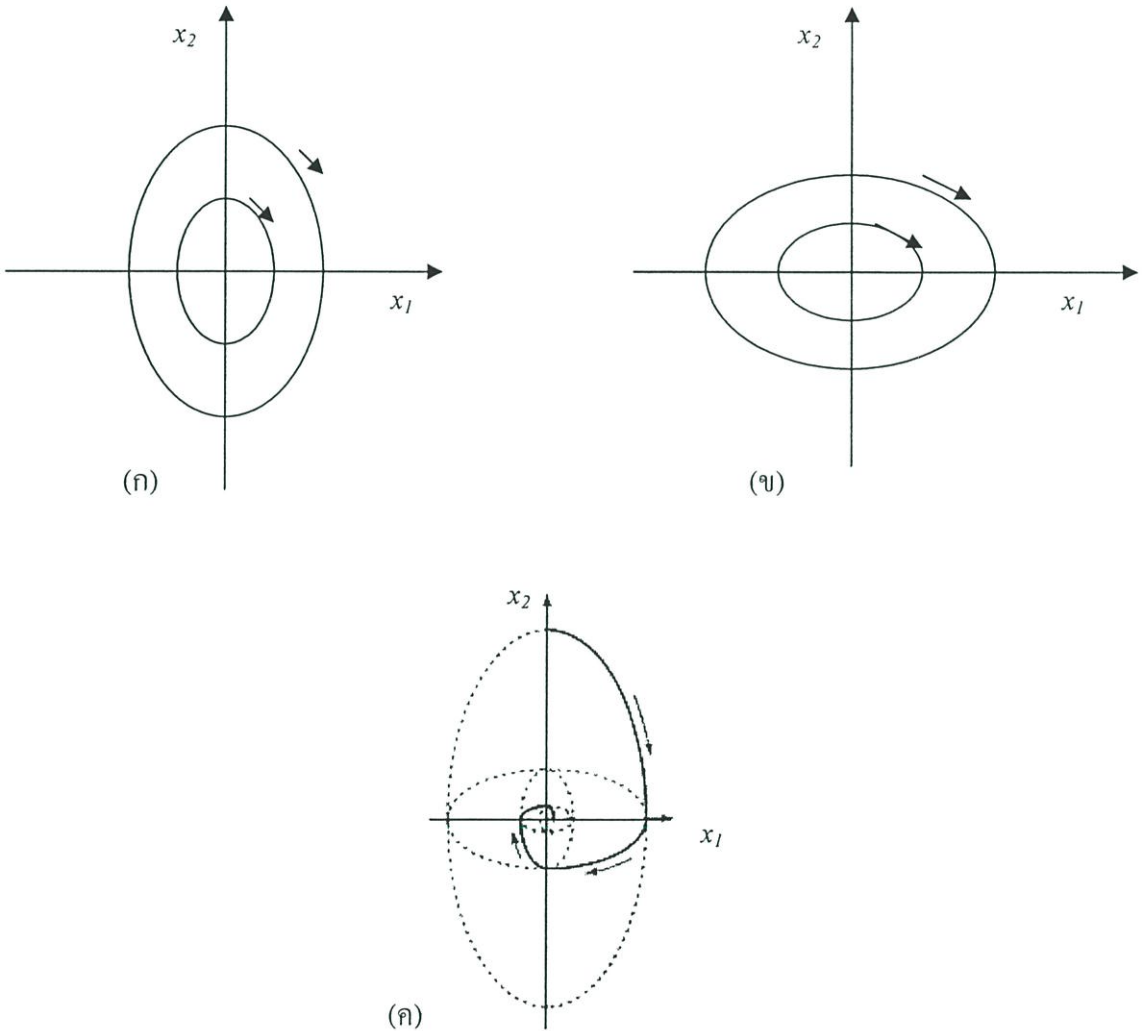
$x_1$  คือ ค่าผิดพลาด

$u$  คือ สัญญาณควบคุม

$x_2$  คือ อนุพันธ์ของค่าผิดพลาด

เมื่อพิจารณาระบบสมการตามสมการที่ (2.1) แล้ว กำหนดสัญญาณควบคุม  $u$  เป็นสองโครงสร้างตามเงื่อนไขในสมการที่ (2.2) เพื่อให้ระบบควบคุมลูปปิดตามรูปที่ 2.1 มีเสถียรภาพที่จุดกำเนิดบน Phase-Plane จากการสับเปลี่ยนโครงสร้างดังกล่าว สามารถอธิบายได้โดยรูปที่ 2.2

$$u = 1/5 \quad \text{ถ้า } x_1 x_2 < 0 \quad \text{และ} \quad u = 5 \quad \text{ถ้า } x_1 x_2 > 0 \quad (2.2)$$



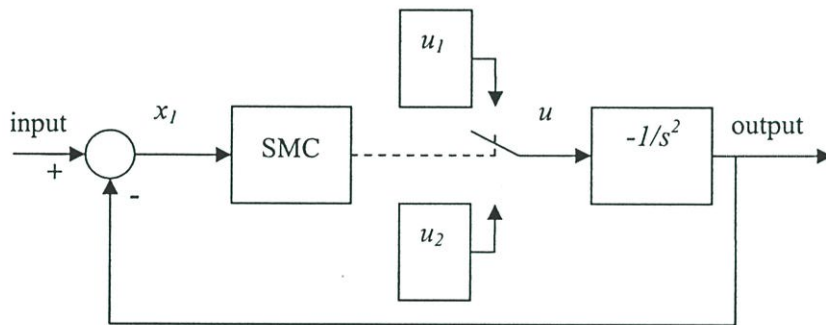
รูปที่ 2.2 (ก) ผลตอบสนองบน Phase-Plane ของระบบควบคุมตามสมการที่ (2.1) เมื่อ  $u = 5$   
 (ข) ผลตอบสนองบน Phase-Plane ของระบบควบคุมตามสมการที่ (2.1) เมื่อ  $u = 1/5$   
 (ค) ผลตอบสนองบน Phase-Plane ของระบบควบคุมตามสมการที่ (2.1) เมื่อ  $u = 1/5$   
 ถ้า  $x_1 x_2 < 0$  และ  $u = 5$  ถ้า  $x_1 x_2 > 0$

จากรูปที่ 2.2 (ค) แสดงผลตอบสนองของการควบคุมจากการสับเปลี่ยนโครงสร้างตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้ ทำให้ทางเดินของตัวแปรสถานะของระบบเข้าหาจุดกำเนิดตามทางเดินของสองโครงสร้างที่สลับไปมา ทำให้ระบบมีเสถียรภาพได้ แต่ถ้าระบบไม่มีการสับเปลี่ยนโครงสร้างระบบมีการ Oscillation ไม่มีเสถียรภาพที่จุดกำเนิดตามรูปที่ 2.2 (ก) และ (ข)

ที่กล่าวมาข้างต้นเป็นการแสดงถึงหลักการควบคุมแบบโครงสร้างผันแปร ซึ่งจะนำไปสู่ลักษณะพิเศษของการควบคุมแบบนี้ที่เรียกว่า วิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งต่อไป

### 2.3 วิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง

วิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง มีลักษณะเหมือนกับการควบคุมแบบโครงสร้างผันแปร เพียงแต่เพิ่มการกำหนดทางเดินของตัวแปรสถานะ (เรียกว่า เส้นสไลด์ดิ้ง หรือ พื้นผิวสไลด์ดิ้ง : Sliding Line or Sliding Surface :  $S(x)$  ) ดังนั้นการสับเปลี่ยนโครงสร้างของระบบควบคุมจึงมีวัตถุประสงค์เพื่อให้ผลตอบสนองของระบบบน Phase-Plane มีการสไลด์ไปตามทางเดินที่กำหนดไว้ จึงเรียกว่า วิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง สามารถอธิบายเป็นตัวอย่างเพิ่มเติมได้จากระบบควบคุมตามรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งของระบบอันดับสอง

จากรูปที่ 2.3 สามารถเขียนเป็นระบบสมการสถานะได้ตามสมการที่ (2.3) [3]

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad , \quad \dot{x}_2 = u \quad (2.3)$$

$x_1$  คือ ค่าผิดพลาด

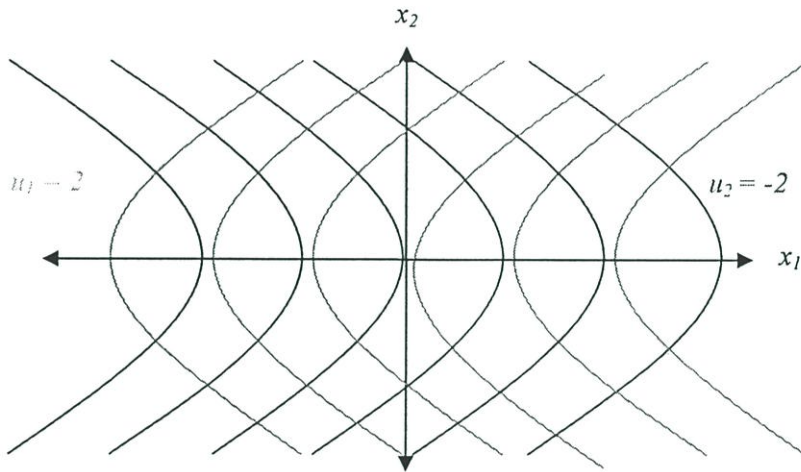
$u$  คือ สัญญาณควบคุม มีค่าเท่ากับ  $u_1$  หรือ  $u_2$  ตามการทำงานของสวิตช์

$x_2$  คือ อนุพันธ์ของค่าผิดพลาด

แล้วกำหนดตัวควบคุม  $u$  เป็นสองโครงสร้างตามสมการที่ (2.4) โดยมีผลตอบสนองของระบบบน Phase-Plane ตามรูปที่ 2.4 และกำหนดทางเดินของตัวแปรสถานะเป็นสมการเส้นตรงเรียกว่าเส้นสไลด์คิง (Sliding line) แทนด้วย  $S(x)$  ซึ่งเป็นฟังก์ชันของตัวแปรสถานะตามสมการที่ (2.5) เมื่อกำหนดให้ค่า  $c = 1$  ตามรูปที่ 2.5

$$u = u_1, u_2 \text{ โดย } u_1 = +2, \text{ และ } u_2 = -2 \quad (2.4)$$

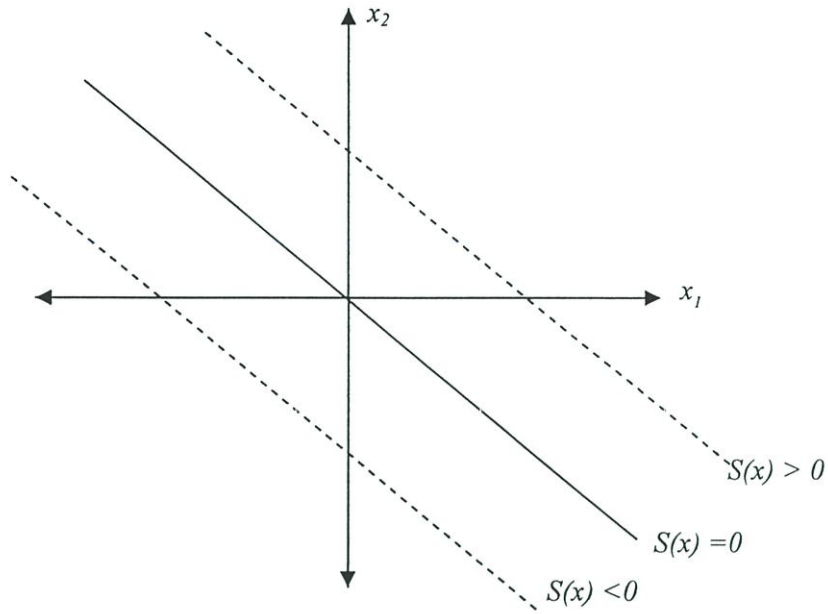
$$S(x) = x_1 + cx_2 = x_1 + x_2 = 0 \quad (2.5)$$



รูปที่ 2.4 ผลตอบสนองของระบบควบคุมตามรูปที่ 2.3 ด้วยสัญญาณควบคุมตามสมการที่ (2.4)

จากรูปที่ 2.4 ระบบไม่มีเสถียรภาพไม่ว่าค่าตัวควบคุม  $u$  เท่ากับ  $+2$  หรือ  $-2$  แต่ถ้าสามารถควบคุมทางเดินของตัวแปรสถานะของระบบ ให้เคลื่อนที่ไปตามทางเดินที่กำหนด ในสมการที่ (2.5) หรือตามรูปที่ 2.5 ได้แล้ว ระบบมีเสถียรภาพที่จุดกำเนิดตามทางเดินที่กำหนดไว้ ดังนั้นจึงกำหนดนิยามที่ทำให้การควบคุมเป็นไปตามทางเดินที่กำหนดดังนี้ [3]

1. ทุกทางเดินที่มีจุดเริ่มต้นบนเส้นสไลด์คิงต้องคงอยู่บนเส้นสไลด์คิง
2. ทุกทางเดินที่มีจุดเริ่มต้นนอกเส้นสไลด์คิงต้องมีทิศทางเข้าหาเส้นสไลด์คิง



รูปที่ 2.5 ทางเดินของตัวแปรสถานะที่กำหนดตามสมการที่ (2.5)

จากนิยามที่กล่าวมาแล้วเมื่อกลับไปพิจารณาระบบควบคุมตามรูปที่ 2.3 ซึ่งได้กำหนดตัวควบคุมไว้แล้วคือ  $\pm 2$  สามารถกำหนดเงื่อนไขของสัญญาณควบคุมที่ทำให้นิยามเป็นจริงคือ

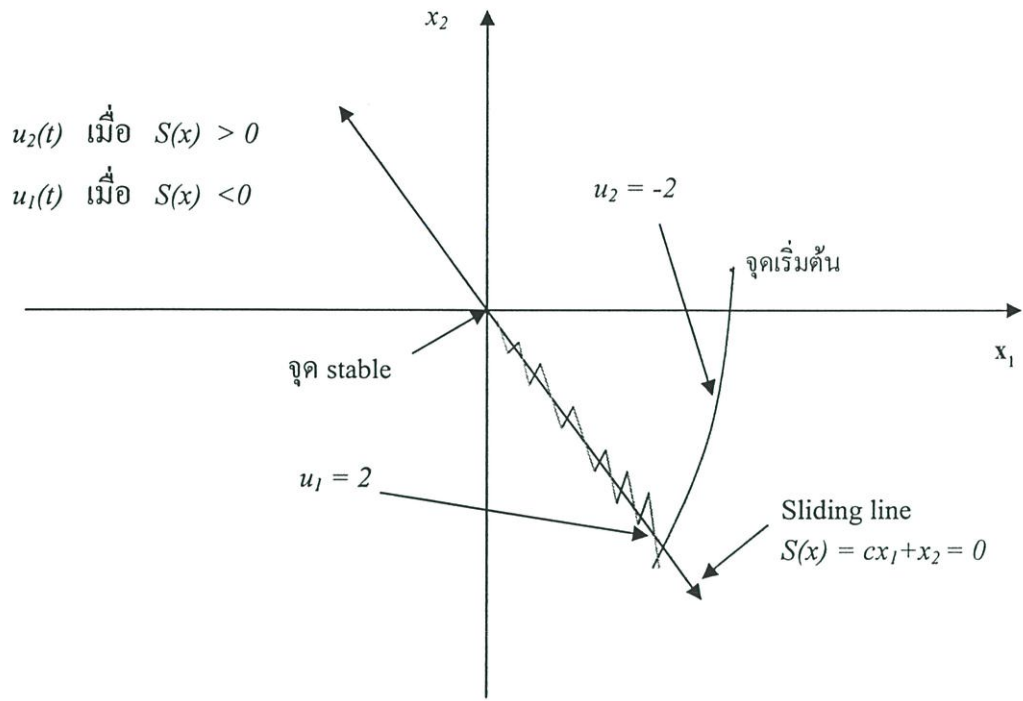
$$u = u_1 = 2 \text{ เมื่อ } S(x) < 0 \text{ และ } u = u_2 = -2 \text{ เมื่อ } S(x) > 0 \quad (2.6)$$

หรือ

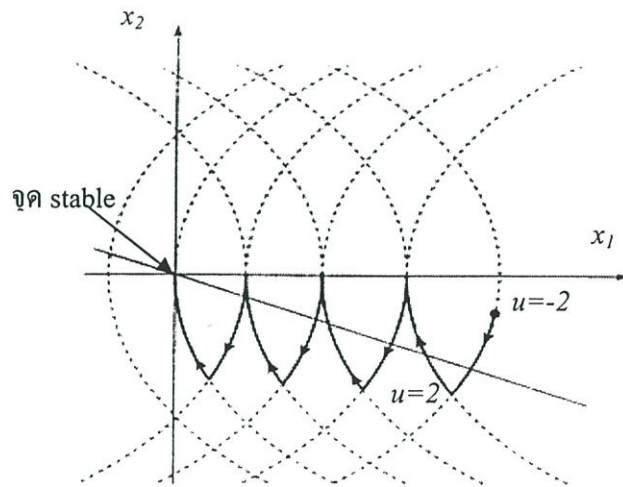
$$u = -2\text{sign}[x_1 + x_2] = -2\text{sign}[S(x)] \quad (2.7)$$

จากเงื่อนไขของสัญญาณควบคุมตามสมการที่ (2.6) ทำให้มีเสถียรภาพที่จุดกำเนิดได้ดังรูปที่ 2.6

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นว่าการเคลื่อนที่เข้าหาจุดกำเนิดของตัวแปรสถานะเป็นไปตามทางเดินที่กำหนดไว้ และมีลักษณะสไลด์ไปมาระหว่างด้านบวกและลบของเส้นสไลด์จึงเรียกว่าการสั่น (Chattering) ของทางเดิน ซึ่งเป็นสิ่งที่ต้องกำจัดให้น้อยที่สุด ดังแสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.6 ผลตอบสนองของระบบตามรูปที่ 2.3 โดยใช้เงื่อนไขตัวควบคุมตามสมการที่ (2.6)

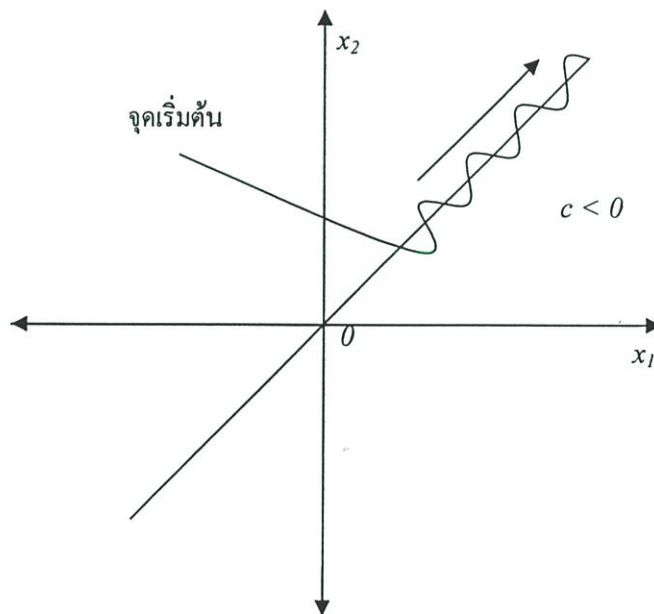


รูปที่ 2.7 การสั่น (Chattering) ของระบบควบคุมตามรูปที่ 2.3

ที่กล่าวมาในหัวข้อ 2.3 แสดงถึงวิธีการควบคุมแบบสไลด์คิงที่ไม่ซับซ้อนเพื่อให้สามารถเข้าใจนิยามของการควบคุม ซึ่งนิยามดังกล่าวสามารถกำหนดเป็นเงื่อนไขที่จำเป็นสำหรับวิธีการควบคุมแบบสไลด์คิง เพื่อเป็นการยืนยันว่าการกำหนดทางเดินและเงื่อนไขการสวิตช์ของสัญญาณควบคุมสามารถทำให้ผลตอบสนองของระบบเป็นไปตามที่ต้องการได้โดยมีเงื่อนไขดังนี้ [4]

1. เงื่อนไขการมีอยู่จริง คือ ทางเดินของทั้งสองโครงสร้างควบคุม  $u_1$  และ  $u_2$  ตามสมการที่ (2.6) มีทิศทางเข้าหาเส้นสไลด์คิงจริงเมื่อถูกนำมาใช้
2. เงื่อนไขการไปถึงจริง คือ เงื่อนไขที่ทุกจุดเริ่มต้นของทางเดินในระบบต้องอยู่ภายใต้ระยะที่สามารถไปถึงเส้นสไลด์คิงได้จริง
3. เงื่อนไขการมีเสถียรภาพจริง คือ การที่ผลตอบสนองของระบบภายใต้เงื่อนไขของวิธีการควบคุมแบบสไลด์คิงนั้นสามารถนำไปสู่เสถียรภาพได้จริง ดังที่ได้แสดงมาแล้วในตัวอย่างข้างต้น

มีข้อสังเกตคือกรณีที่กำหนดค่า  $c$  ในสมการที่ (2.5) เป็นค่าลบ และใช้เงื่อนไขของสัญญาณควบคุมตามสมการที่ (2.6) ทางเดินของระบบ จะเป็นไปตามเส้นสไลด์คิงจริง แต่มีทิศทางเข้าหา Infinity โดยมีทิศทางเคลื่อนที่ออกจากจุด stable ทำให้ระบบควบคุมไม่มีเสถียรภาพแสดงในรูปที่ 2.8 ดังนั้นจึงต้องพิจารณาระบบควบคุมให้เป็นไปตามเงื่อนไขทั้งสามข้อจึงเชื่อถือได้ว่าระบบมีเสถียรภาพจริง โดยได้อธิบายในหัวข้อ 2.4 ต่อไป



รูปที่ 2.8 ผลตอบสนองของระบบตามรูปที่ 2.3 ตามสมการที่ (2.6) และกำหนดค่า  $c$  เป็นลบ

## 2.4 เงื่อนไขของวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง

พิจารณาจากระบบสมการทั่วไป ตามสมการที่ (2.8)

$$\dot{x} = f(x, t, u) = f(x, t) + B(x, t)u \tag{2.8}$$

- เมื่อ  $x$  คือ สเตต เวกเตอร์ (State vector) มีขนาด  $n$
- $f$  คือ ฟังก์ชัน เวกเตอร์ (Function vector) มีขนาด  $n$
- $B$  คือ ฟังก์ชัน เมทริกซ์ (Function matrix) มีขนาด  $n \times m$
- $u$  คือ เวกเตอร์ควบคุม (Control vector) หรือ เวกเตอร์ของสัญญาณควบคุม มีขนาด  $m$

สามารถกำหนดพื้นผิวสไลด์ดิ้งของระบบสมการทั่วไปเป็นฟังก์ชันของตัวแปรสถานะได้ตามสมการที่ (2.9) ถึง (2.11)

$$S(x) = [S_1(x) \dots \dots \dots S_m(x)]^T = 0 \tag{2.9}$$

$$S_1(x) = [G_1 \dots \dots \dots G_n]X = 0 \tag{2.10}$$

$$S(x) = GX = 0 \tag{2.11}$$

เมื่อ  $S(x) = GX = 0$  คือพื้นผิวสไลด์ดิ้งซึ่งเขียนในรูปของเวกเตอร์ และถูกออกแบบมาเพื่อเป็นตัวกำหนดทางเดินของผลตอบสนองของระบบบน Phase-Plane โดยระบบจะตอบสนองตามพื้นผิวสไลด์ดิ้งจนกระทั่งถึงจุดกำเนิดตามต้องการ โดยเมทริกซ์  $G$  เป็นสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันตัวแปรสถานะ และต้องหาค่าเมทริกซ์  $G$  ที่เหมาะสมดังจะได้อธิบายต่อไป

### 2.4.1 เงื่อนไขการมีอยู่จริง (Existence Condition)

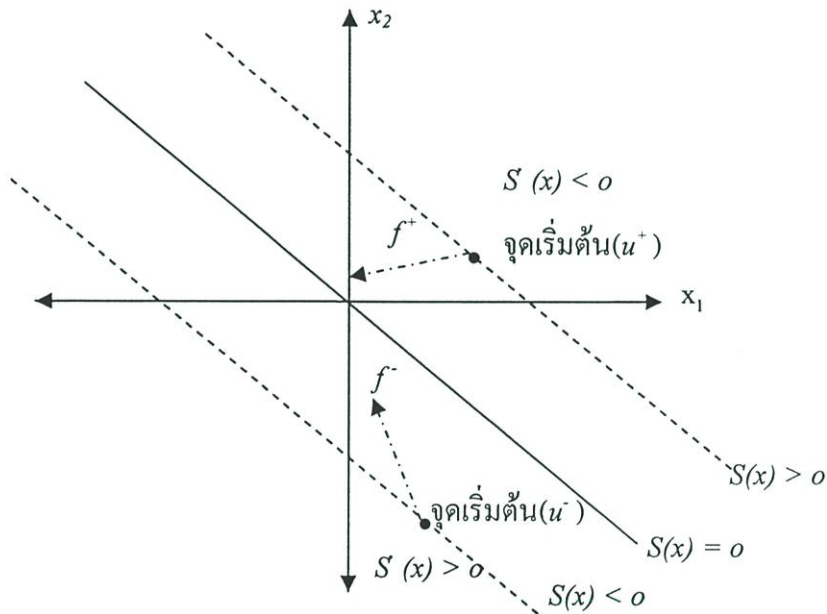
จากระบบสมการทั่วไปตามสมการที่ (2.8) เมื่อกำหนดให้ ฟังก์ชัน เวกเตอร์ ( $f$ ) มีลักษณะที่ไม่ต่อเนื่องบนพื้นผิวสไลด์ดิ้ง ซึ่งเกิดจาก เวกเตอร์ควบคุม ( $u$ ) ตามสมการที่ (2.12) [4]

$$\begin{aligned} f(x, t, u) &= f^+(x, t, u^+) \quad \text{เมื่อ } S(x) \rightarrow 0^+ \\ &= f^-(x, t, u^-) \quad \text{เมื่อ } S(x) \rightarrow 0^- \end{aligned} \tag{2.12}$$

และเวกเตอร์ควบคุมตามสมการที่ (2.12) เกิดจากสัญญาณควบคุมที่ไม่ต่อเนื่องตามสมการที่ (2.13)

$$\begin{aligned} u &= u^+ && \text{เมื่อ } S(x) > 0 \\ &= u^- && \text{เมื่อ } S(x) < 0 \end{aligned} \quad (2.13)$$

ดังนั้นเงื่อนไขการมีอยู่จริงของสไลด์คิง คือผลตอบสนองของระบบบน Phase-Plane มีลักษณะสลับไปตามสมการที่ (2.12) และ (2.13) เนื่องจากผลตอบสนองของระบบจากทั้งสองโครงสร้าง  $f^+$  และ  $f^-$  ที่เกิดจาก  $u^+$  และ  $u^-$  ทำให้  $S(x)$  เข้าหาศูนย์ทั้งสองด้าน ซึ่งสอดคล้องกับนิยามที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 2.3 โดยแสดงได้ตามรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 เงื่อนไขการมีอยู่จริงของสไลด์คิง

จากรูปที่ 2.9 เป็นตัวแทนของเงื่อนไขการมีอยู่จริง ดังนั้นถ้าสามารถหาสมการมาพิสูจน์ให้เป็นไปตามรูปที่ 2.9 ได้ ก็สามารถนำสมการนั้นไปใช้เป็นเงื่อนไขได้ โดยจะเห็นว่าเมื่อจุดเริ่มต้นอยู่ด้านที่  $S(x) > 0$  ค่า  $S'(x) < 0$  และเมื่อจุดเริ่มต้นอยู่ด้านที่  $S(x) < 0$  ค่า  $S'(x) > 0$  เสมอ ตามสมการที่ 2.14

ดังนั้นถ้านำค่า  $S'(x)$  คูณกับค่า  $S(x)$  ก็จะเห็นว่ามีความเป็นลบเสมอตามสมการที่ 2.15 จึงสามารถกำหนดสมการเงื่อนไขการมีอยู่จริงได้ตามสมการที่ 2.16

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \frac{dS(x)}{dt} < 0, \quad \lim_{s \rightarrow 0^-} \frac{dS(x)}{dt} > 0 \quad (2.14)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} S(x) \frac{dS(x)}{dt} < 0 \quad (2.15)$$

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (2.16)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองของระบบควบคุมเป็นไปตามทางเดินที่กำหนดไว้อย่างแน่นอนเมื่อพิสูจน์ได้ว่าสมการที่ (2.16) เป็นจริง

#### 2.4.2 เงื่อนไขการไปถึงจริง (Hitting Condition)

จากระบบสมการทั่วไปตามสมการที่ (2.8) เมื่อพิจารณาให้  $X^+$  และ  $X^-$  เป็นสภาวะอยู่ตัวของระบบควบคุมที่เกิดจาก ตัวควบคุม  $u^+$ ,  $u^-$  ตามสมการที่ (2.13) แล้วนั้นส่งผลให้สมการที่ (2.17) เป็นจริงได้จึงแสดงได้ว่า จุดสภาวะอยู่ตัวได้เคลื่อนที่ตัดผ่านพื้นผิวสไลด์คิงนั้นเป็นจริง

$$X^+ \in S(x) < 0, \quad X^- \in S(x) > 0 \quad (2.17)$$

#### 2.4.3 เงื่อนไขการมีเสถียรภาพจริง (Stability Condition)

ระบบจะมีเสถียรภาพหรือไม่มีเสถียรภาพ ขึ้นอยู่กับการออกแบบพื้นผิวสไลด์คิง ทำได้โดยพิจารณาระบบควบคุมในสภาวะที่ผลตอบสนองของระบบ ถูกควบคุมให้อยู่บนพื้นผิวสไลด์คิงด้วยสัญญาณควบคุมเสมือน (Equivalent control,  $u_{eq}$ ) ซึ่งเกิดขึ้นได้เมื่อ  $S(x) = 0$  และ  $S'(x) = 0$

ดังนั้นจากสมการที่ (2.8) เมื่อพิจารณาที่ระบบถูกควบคุมให้อยู่บนพื้นผิวสไลด์คิงแล้วสามารถหาค่าสัญญาณควบคุมเสมือนได้ตามสมการที่ (2.18) ถึง (2.19)

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S(x)}{\partial x} \dot{x}(t) = \left[ \frac{\partial S(x)}{\partial x} \right] [f(x,t) + B(x,t)u_{eq}] = 0 \quad (2.18)$$

$$u_{eq} = - \left( \frac{\partial S(x)}{\partial x} B(x,t) \right)^{-1} \frac{\partial S(x)}{\partial x} f(x,t) \quad (2.19)$$

เมื่อนำ  $u_{eq}$  จากสมการที่ (2.19) แทนลงในระบบสมการทั่วไปตามสมการที่ (2.8) จึงแสดงถึงระบบสมการสถานะในสภาวะที่ผลตอบสนองของระบบถูกควบคุมให้อยู่บนพื้นผิวสไลด์คิงได้ตามสมการที่ (2.20)

$$\dot{x}(t) = [I - B(x,t) \left( \frac{\partial S(x)}{\partial x} B(x,t) \right)^{-1} \frac{\partial S(x)}{\partial x}] f(x,t) \quad (2.20)$$

จากสมการที่ (2.11) กำหนดให้  $[\partial S(x)/\partial x] = G$  ดังนั้นเมื่อแทนลงในสมการที่ (2.20) จึงแสดงได้ตามสมการที่ (2.21)

$$\dot{x}(t) = [I - B(x,t)(GB(x,t))^{-1} G] f(x,t) \quad (2.21)$$

สมการที่ (2.21) แสดงถึงแบบจำลองของระบบควบคุมในสถานะที่ผลตอบสนองของระบบถูกควบคุมให้อยู่บนพื้นผิวสไลด์คิง โดยเมทริกซ์  $G$  เป็นตัวแทนของการกำหนดพื้นผิวสไลด์คิง ซึ่งจะเห็นว่าสามารถวิเคราะห์หาค่าเมทริกซ์  $G$  ที่ทำให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพได้จริง

## 2.5 สรุป

วิธีการควบคุมแบบสไลด์คิงนั้นจำเป็นต้องแสดงให้เห็นว่า การกำหนดเงื่อนไขของสัญญาณควบคุมต่างๆ เป็นไปตามเงื่อนไขที่กล่าวมาแล้วทั้งสามข้อ จึงเชื่อได้ว่าระบบควบคุมนั้นมีผลตอบสนองและมีเสถียรภาพตามที่กำหนดไว้จริง

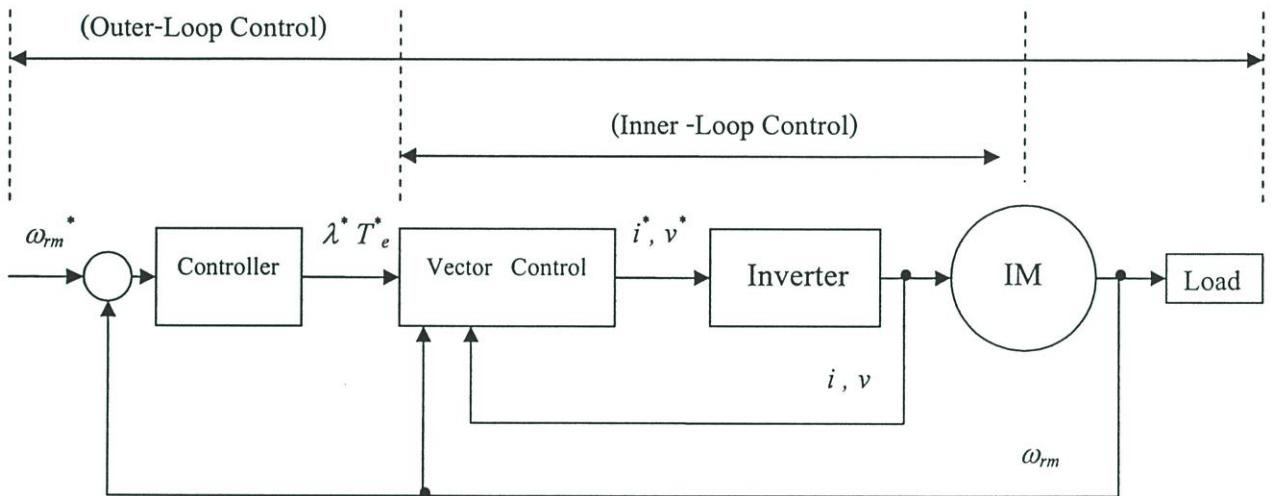
ในบทที่ 2 ได้แสดงพื้นฐานของการควบคุมแบบสไลด์คิง เพื่อนำไปใช้ในการออกแบบประยุกต์ใช้งานต่อไป ส่วนในหัวข้อต่อไปเป็นการแสดงให้เห็นถึงพื้นฐานของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส และทำการจำลองด้วย MATLAB SIMULINK เพื่อพิสูจน์ให้เห็นว่าการจำลองนี้มีคุณสมบัติตามการทำงานของมอเตอร์จริงทุกประการ

### บทที่ 3

## แบบจำลองและการจำลองมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส

### 3.1 กล่าวนำ

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 1 ว่า การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสนั้นสามารถแบ่งออกเป็นสองส่วนควบคุมหลักคือ ควบคุมภายใน และควบคุมภายนอก ดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ควบคุมของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

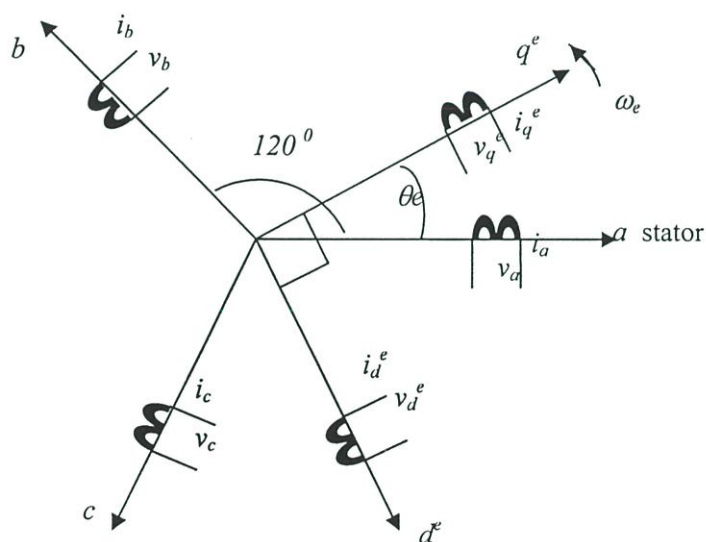
โดยควบคุมภายในเป็นการพิจารณาถึงการควบคุม สนามแม่เหล็ก (Flux :  $\lambda$ ) และ แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic torque :  $T_e$ ) จาก ขนาด ความถี่ และ เฟส ของกระแสไฟฟ้า และแรงดันไฟฟ้า ตัวอย่างเช่น การควบคุมแบบเวกเตอร์ (Vector control) การควบคุมแบบมุม แรงบิด (Torque angle control) การควบคุมแบบเวกเตอร์สนามแม่เหล็ก (Flux-vector control) การควบคุมแบบวีส่วนเอฟ (V/F control) การควบคุมแบบความถี่สลลิป (Slip-frequency control) เป็นต้น ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ใช้ การควบคุมแบบเวกเตอร์ เนื่องจากการควบคุมแรงบิดโดยตรง ทำให้ได้ผลตอบสนองที่ดี เป็นที่นิยมใช้ และมีการวิจัยกันอย่างกว้างขวางในปัจจุบัน โดยเป้าหมายของการวิจัยนี้ไม่ได้มุ่งเน้นไปที่ควบคุมภายใน แต่จะมุ่งเน้นไปที่ควบคุมภายนอก อย่างไรก็ตามจะต้องทำความเข้าใจเรื่อง การควบคุมแบบเวกเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส ที่ได้

นำแบบจำลองทางพลศาสตร์ (Dynamic Model) มาใช้ในการวิเคราะห์ตามหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ ซึ่งได้แสดงในบทที่ 4 ต่อไป

ส่วนลูปควบคุมภายนอก คือ สัญญาณควบคุมที่เป็นตัวกำหนดให้ระบบมีผลตอบสนองในสถานะชั่วขณะและสถานะอยู่ตัวตามต้องการ ในที่นี้คือ ความเร็ว ตัวอย่างเช่น P, PI, PID เป็นต้น ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำวิธีการควบคุมแบบสไลด์คิงมาประยุกต์ใช้งาน

### 3.2 แบบจำลองทางพลศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส

การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสแบบเวกเตอร์ เป็นเทคนิคการควบคุมแบบแยกความสัมพันธ์ของกระแสไฟฟ้าที่ขดลวดสเตเตอร์ ออกเป็นสองส่วน คือ ส่วนที่ส่งผลโดยตรงกับแรงบิด ( $T_e$ ) และส่วนที่ส่งผลโดยตรงกับสนามแม่เหล็ก (Flux : $\lambda$ ) ทำให้การควบคุม แรงบิด และ สนามแม่เหล็กเป็นอิสระต่อกัน ส่วนแบบจำลองที่ใช้ในการแยกความสัมพันธ์ดังกล่าว คือ แบบจำลองที่แปลงองค์ประกอบต่างๆ จากระบบอ้างอิงสามเฟส [ $abc$ ] ไปอยู่บนระบบอ้างอิงสองเฟสที่ทำมุม 90 องศา ( $d^e$ - $q^e$ ) และหมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส ( $\omega_e$ ) (Synchronously rotating reference frame model) ดังแสดงในรูปที่ (3.2)



รูปที่ 3.2 ระบบอ้างอิง สองเฟส ( $d^e$ - $q^e$ ) และสามเฟส ( $a b c$ )

ดังนั้นการนำคุณสมบัติของระบบอ้างอิงสองเฟสที่หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส มาใช้ในการควบคุมนั้น จะต้องหาแบบจำลองบนระบบดังกล่าว เพื่อมาวิเคราะห์ผลตอบสนอง และศึกษาการทำงานของมอเตอร์ในสถานะชั่วขณะ หรือเรียกว่าแบบจำลองทางพลศาสตร์ (Dynamic model)

โดยยังรักษากำลังไฟฟ้าให้มีค่าเท่ากับของทั้งสองระบบ จากการใช้ตัวแปลง  $[T_{abc}^e]$  ตามสมการที่ (3.1) (แนวคิดในการแปลงจากระบบสามเฟสเป็นระบบสองเฟสเรียกว่า Park's Transformation)

$$[f_{qd0}^e] = [T_{abc}^e] [f_{abc}] \quad (3.1)$$

เมื่อ  $[f_{qd0}^e]$  คือ องค์ประกอบต่างๆ บนระบบอ้างอิงสองเฟสที่หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส โดยนำองค์ประกอบลำดับศูนย์มาใช้เพื่อให้ระบบสมการสามารถผกผัน (Invert) ได้ ดังแสดงในสมการที่ 3.3

$$[T_{abc}^e] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta_e & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$[T_{abc}^e]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e & 1 \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

ดังนั้นสามารถหาระบบสมการแบบจำลองทางพลศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสบนระบบอ้างอิงสองเฟสที่หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส โดยอธิบายได้ดังต่อไปนี้ จากระบบสมการแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสตามสมการที่ (3.4)

$$[v_{abc}] = p[\lambda_{abc}] + [r_{abc}][i_{abc}] \quad (3.4)$$

เมื่อใช้ตัวแปลง  $[T_{abc}^e]$  ตามสมการที่ (3.1) แปลงเป็นระบบสมการแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส บนระบบอ้างอิงสองเฟสที่หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัสได้ดังนี้

$$[v_{qd0}^e] = [T_{abc}^e]p[T_{abc}^e]^{-1}[\lambda_{qd0}^e] + [T_{abc}^e][r_{abc}][T_{abc}^e]^{-1}[i_{qd0}^e] \quad (3.5)$$

เมื่อระบบสมมูลทำให้อंकประกอบลำดับศูนย์มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นได้ระบบสมการแบบจำลองในรูปของแรงดันไฟฟ้าบนระบบอ้างอิงสองเฟสที่หมุนด้วยความเร็วเชิงโคจรนี้

$$v_{qs}^e = \frac{d}{dt} \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e + r_s i_{qs}^e \quad (3.6)$$

$$v_{ds}^e = \frac{d}{dt} \lambda_{ds}^e + \omega_e \lambda_{qs}^e + r_s i_{ds}^e \quad (3.7)$$

$$v_{qr}^e = \frac{d}{dt} \lambda_{qr}^e - \omega_{sl} \lambda_{dr}^e + r_r i_{qr}^e \quad (3.8)$$

$$v_{dr}^e = \frac{d}{dt} \lambda_{dr}^e - \omega_{sl} \lambda_{qr}^e + r_r i_{dr}^e \quad (3.9)$$

เขียนเป็นระบบสมการแบบจำลองในรูปของ Flux linkage ได้ดังนี้

$$\lambda_{qs}^e = l_s i_{qs}^e + l_m (i_{qs}^e + i_{qr}^e) = l_s i_{qs}^e + l_m i_{qr}^e \quad (3.10)$$

$$\lambda_{ds}^e = l_s i_{ds}^e + l_m (i_{ds}^e + i_{dr}^e) = l_s i_{ds}^e + l_m i_{dr}^e \quad (3.11)$$

$$\vec{\lambda}_s^e = \sqrt{(\lambda_{qs}^e)^2 + (\lambda_{ds}^e)^2} \quad (3.12)$$

$$\lambda_{qr}^e = l_r i_{qr}^e + l_m (i_{qs}^e + i_{qr}^e) = l_r i_{qr}^e + l_m i_{qs}^e \quad (3.13)$$

$$\lambda_{dr}^e = l_r i_{dr}^e + l_m (i_{ds}^e + i_{dr}^e) = l_r i_{dr}^e + l_m i_{ds}^e \quad (3.14)$$

$$\vec{\lambda}_r^e = \sqrt{(\lambda_{qr}^e)^2 + (\lambda_{dr}^e)^2} \quad (3.15)$$

$$\lambda_{mq}^e = l_m (i_{qs}^e + i_{qr}^e) \quad (3.16)$$

$$\lambda_{md}^e = l_m (i_{ds}^e + i_{dr}^e) \quad (3.17)$$

$$\vec{\lambda}_m^e = \sqrt{(\lambda_{mq}^e)^2 + (\lambda_{md}^e)^2} \quad (3.18)$$

เขียนเป็นสมการแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส บนระบบอ้างอิงสองเฟสได้

ดังนี้

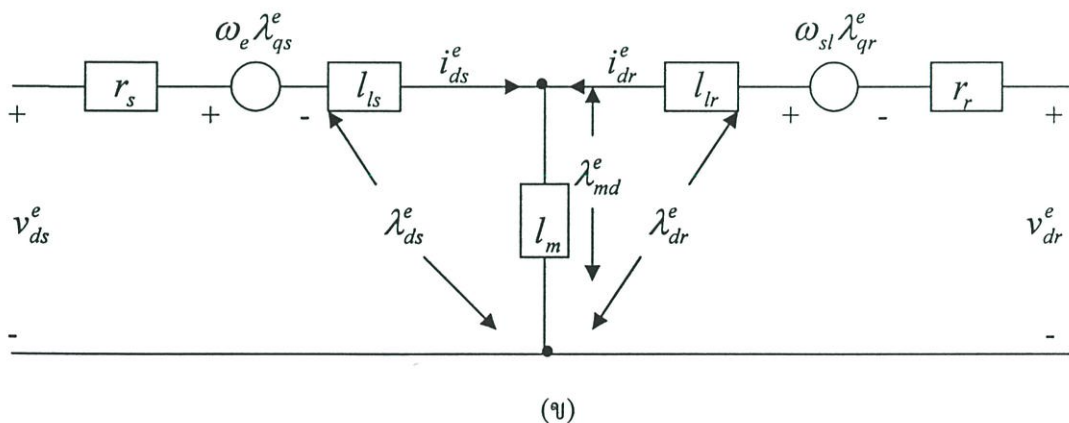
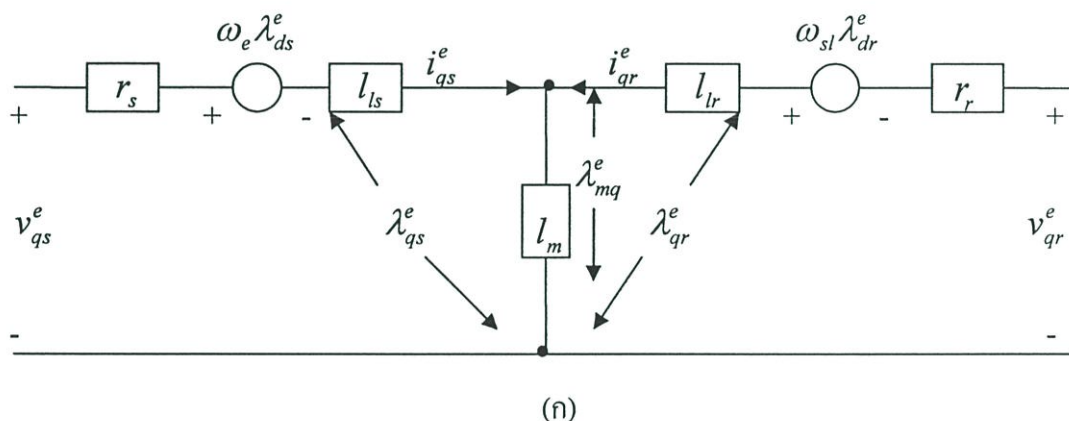
$$T_e = \frac{3P}{4} (\lambda_{qr}^e i_{dr}^e - \lambda_{dr}^e i_{qr}^e) \quad (3.19)$$

$$= \frac{3P}{4} (\lambda_{ds}^e i_{qs}^e - \lambda_{qs}^e i_{ds}^e) \quad (3.20)$$

$$= \frac{3P}{4} l_m (i_{dr}^e i_{qs}^e - i_{qr}^e i_{ds}^e) \quad (3.21)$$

เมื่อ  $v_{qs}^e, v_{ds}^e, v_{qr}^e, v_{dr}^e, i_{qs}^e, i_{ds}^e, i_{qr}^e, i_{dr}^e$  คือ แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ขดลวดสเตเตอร์และขดลวดโรเตอร์บนระบบอ้างอิง ( $d^e-q^e$ )  $r_s, r_r, l_m, l_s, l_r, l_{ls}, l_{lr}$  คือ Resistance, Mutual Inductance, Self Inductance และ Leakage Inductance ที่ขดลวดสเตเตอร์และขดลวดโรเตอร์  $\omega_e, \omega_r, \omega_{sl}$  คือ Synchronous Speed, Rotor Electrical Speed และ Slip Speed  $\lambda_{qs}^e, \lambda_{ds}^e, \lambda_{qr}^e, \lambda_{dr}^e, \lambda_{mq}^e, \lambda_{md}^e$  คือ Flux Linkage ที่ขดลวดสเตเตอร์ ขดลวดโรเตอร์ และ Air-Gap บนระบบอ้างอิง ( $d^e-q^e$ )  $P$  คือ จำนวนขั้วแม่เหล็ก และ  $p$  คือ  $d/dt$

จากสมการที่ 3.6 ถึง สมการที่ 3.18 ได้แสดงถึงสมการแบบจำลอง โดยสามารถนำมาเขียนเป็นวงจรเสมือนของแบบจำลองทางพลศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส บนระบบอ้างอิงสองเฟสที่หมุนด้วยความเร็วเชิง โครนัส แสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรเสมือนบนระบบอ้างอิงสองเฟสที่หมุนด้วยความเร็วเชิง โครนัส

(ก) วงจรสมมูลบนแกน  $q$

(ข) วงจรสมมูลบนแกน  $d$

ในความเป็นจริง  $v_{qr}^e$  และ  $v_{dr}^e$  มีค่าเท่ากับศูนย์ เนื่องจากขดลวดวงปิดบนโรเตอร์ ดังนั้น จาก สมการที่ 3.8 , 3.9 , 3.13 และ 3.14 สามารถเขียนสมการอนุพันธ์ของ Flux linkage ที่โรเตอร์ใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{d}{dt} \lambda_{qr}^e + \frac{l_r}{r_r} \lambda_{qr}^e - \frac{l_m}{l_r} r_r i_{qs}^e + \omega_{sl} \lambda_{dr}^e = 0 \quad (3.22)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{dr}^e + \frac{l_r}{r_r} \lambda_{dr}^e - \frac{l_m}{l_r} r_r i_{ds}^e + \omega_{sl} \lambda_{qr}^e = 0 \quad (3.23)$$

จากแบบจำลองทางพลศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสที่แสดงมาในหัวข้อนี้ นั้น ได้ถูกนำไปใช้ในการควบคุมแบบเวกเตอร์ในบทที่ 4 ต่อไป

### 3.3 การจำลองมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสด้วย MATLAB SIMULINK

การจำลองมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำนั้น งานวิจัยนี้ได้ใช้แบบจำลองทางพลศาสตร์บนระบบอ้างอิงสองเฟส ที่อยู่กับที่ ( $q^s-d^s$ ) ( Stator reference frames model ) จากการใช้ตัวแปลง  $[T_{abc}^s]$  ตามสมการที่ (3.24) โดยสัญญาณขององค์ประกอบต่างๆ บนระบบอ้างอิงสองเฟส ที่อยู่กับที่ ยังมี ความถี่เป็นสัญญาณ AC อยู่ และมีความแตกต่างจากระบบอ้างอิงสองเฟส ที่หมุนด้วยความเร็ว ซิงโครนัส ที่ใช้ในการควบคุม ซึ่งมีลักษณะเป็นสัญญาณ DC ทำให้ง่ายในการควบคุม

$$[f_{qd0}^s] = [T_{abc}^s] [f_{abc}] \quad (3.24)$$

เมื่อ  $[f_{qd0}^s]$  คือ องค์ประกอบต่างๆ บนระบบอ้างอิงสองเฟสที่อยู่กับที่ โดยนำ องค์ประกอบ ลำดับศูนย์มาใช้เพื่อให้ระบบสมการสามารถผกผัน (Invert) ได้ ดังแสดงในสมการที่ (3.26)

$$[T_{abc}^s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$[T_{abc}^s]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

การนำแบบจำลองทางพลศาสตร์ บนระบบอ้างอิงสองเฟสที่อยู่กับที่มาจำลองการทำงานของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในสถานะชั่วขณะ เพื่อใช้แทนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในการศึกษาการออกแบบตัวควบคุม ดังนั้น การจำลองจะต้องแสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติในตอบสนองต่อสัญญาณด้านเข้าเหมือนกับคุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำจริง โดยใช้ MATLAB SIMULINK ในการจำลอง และใช้สมการแบบจำลองดังนี้ [5]

$$\lambda_{qs}^s = \int \left\{ v_{qs}^s + \frac{r_s}{l_{ls}} (\lambda_{mq}^s + \lambda_{qs}^s) \right\} dt \quad (3.27)$$

$$\lambda_{ds}^s = \int \left\{ v_{ds}^s + \frac{r_s}{l_{ls}} (\lambda_{md}^s + \lambda_{ds}^s) \right\} dt \quad (3.28)$$

$$\lambda_{qr}^s = \int \left\{ v_{qr}^s + \omega_r \lambda_{dr}^s + \frac{r_r}{l_{lr}} (\lambda_{mq}^s + \lambda_{qr}^s) \right\} dt \quad (3.29)$$

$$\lambda_{dr}^s = \int \left\{ v_{dr}^s + \omega_r \lambda_{qr}^s + \frac{r_r}{l_{lr}} (\lambda_{md}^s + \lambda_{dr}^s) \right\} dt \quad (3.30)$$

$$\lambda_{mq}^s = l_m (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (3.31)$$

$$\lambda_{md}^s = l_m (i_{ds}^s + i_{dr}^s) \quad (3.32)$$

$$\lambda_{qs}^s = l_{ls} i_{qs}^s + l_m (i_{qs}^s + i_{qr}^s) = l_{ls} i_{qs}^s + \lambda_{mq}^s \quad (3.33)$$

$$\lambda_{ds}^s = l_{ls} i_{ds}^s + l_m (i_{ds}^s + i_{dr}^s) = l_{ls} i_{ds}^s + \lambda_{md}^s \quad (3.34)$$

$$\lambda_{qr}^s = l_{lr} i_{qr}^s + l_m (i_{qs}^s + i_{qr}^s) = l_{lr} i_{qr}^s + \lambda_{mq}^s \quad (3.35)$$

$$\lambda_{dr}^s = l_{lr} i_{dr}^s + l_m (i_{ds}^s + i_{dr}^s) = l_{lr} i_{dr}^s + \lambda_{md}^s \quad (3.36)$$

$$\lambda_{mq}^s = l_M \left( \frac{\lambda_{qs}^s}{l_{ls}} + \frac{\lambda_{qr}^s}{l_{lr}} \right) \quad (3.37)$$

$$\lambda_{md}^s = l_M \left( \frac{\lambda_{ds}^s}{l_{ls}} + \frac{\lambda_{dr}^s}{l_{lr}} \right) \quad (3.38)$$

$$\frac{1}{l_M} = \frac{1}{l_m} + \frac{1}{l_{ls}} + \frac{1}{l_{lr}} \quad (3.39)$$

$$T_e = \frac{3P}{4} (\lambda_{qr}^s i_{dr}^s - \lambda_{dr}^s i_{qr}^s) \quad (3.40)$$

$$= \frac{3P}{4} (\lambda_{ds}^s i_{qs}^s - \lambda_{qs}^s i_{ds}^s) \quad (3.41)$$

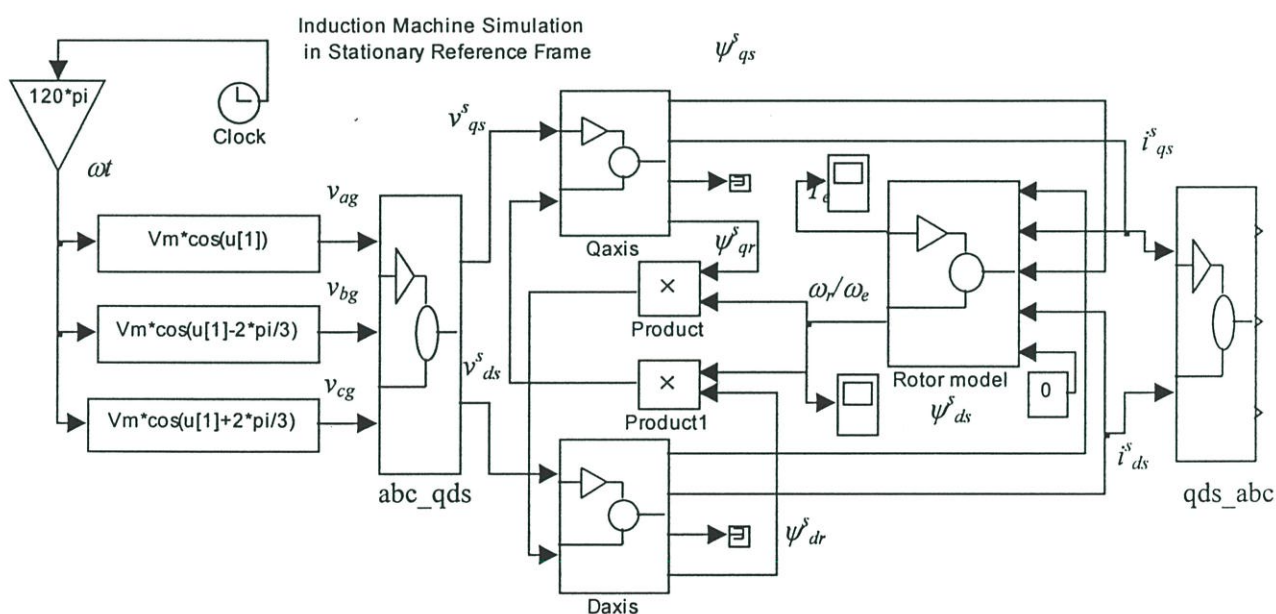
$$= \frac{3P}{4} l_m (i_{dr}^s i_{qs}^s - i_{qr}^s i_{ds}^s) \quad (3.42)$$

$$J \frac{d\omega_{rm}}{dt} = T_e - T_{load} \quad (3.43)$$

$$\frac{2J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_{load} \quad (3.44)$$

เมื่อ  $J$  คือ Inertia ,  $\omega_{rm}$  คือ ความเร็วของโรเตอร์ทางกล (Mechanical Rotor Speed)

สามารถเขียนโครงสร้างของสมการแบบจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส  
ได้ดังนี้

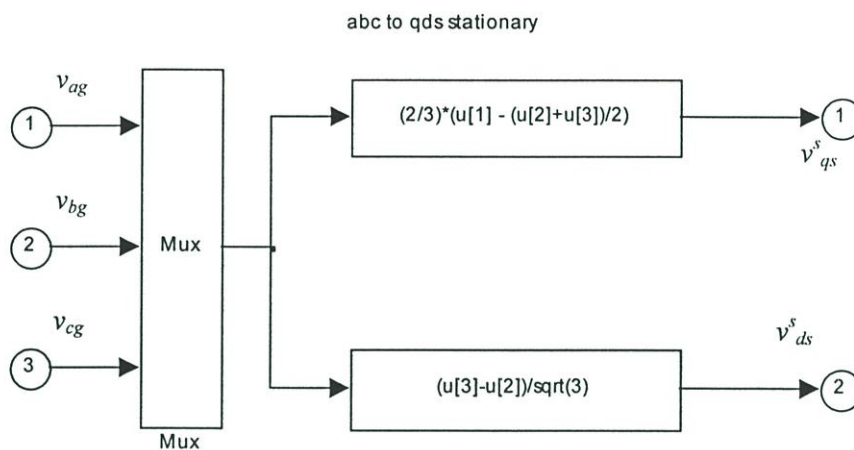


รูปที่ 3.4 โครงสร้างการจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส

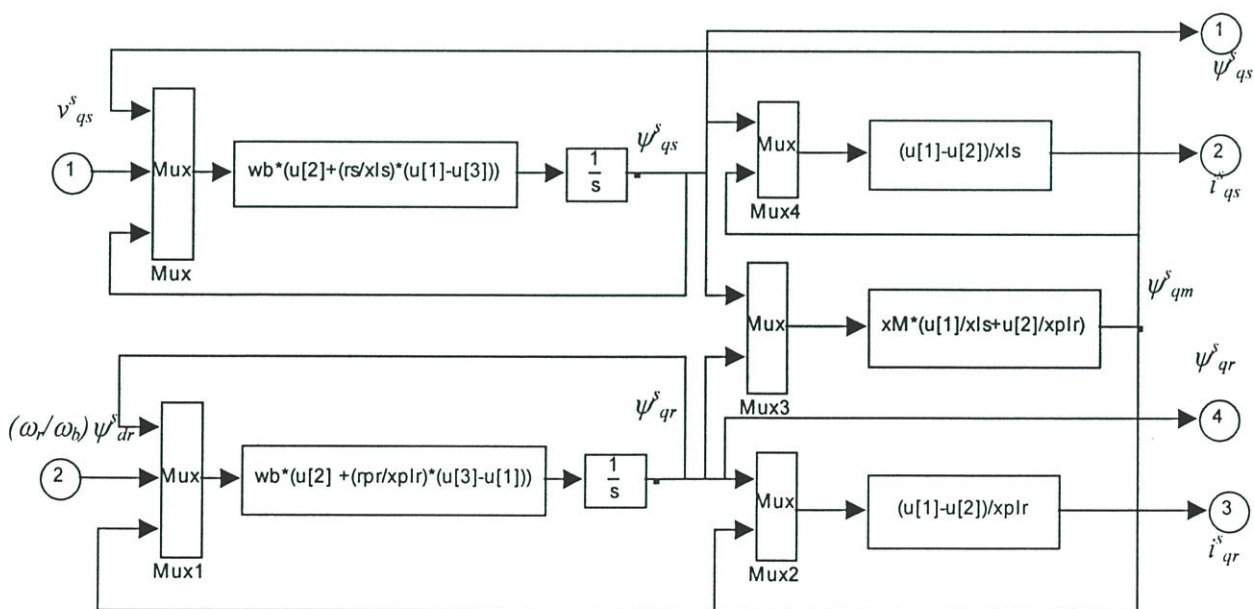
จากรูปที่ 3.4 แสดงโครงสร้างโดยรวมของการจำลองมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส ด้วย MATLAB SIMULINK ซึ่งประกอบด้วยส่วนต่างๆ เริ่มจาก ส่วนที่สร้างสัญญาณด้านเข้า  $v_{ag}$ ,  $v_{bg}$  และ  $v_{cg}$  แล้วแปลงเป็น  $v_{qs}^s$  และ  $v_{ds}^s$  ด้วยกล่อง  $abc\_qds$  ตามรูปที่ 3.5 หลังจากนั้นก็เข้าสู่ส่วนที่เป็นแบบจำลองบนระบบอ้างอิง ( $q^s-d^s$ ) ประกอบด้วย กล่อง Qaxis ตามรูปที่ 3.6 เพื่อสร้างสัญญาณกระแสไฟฟ้าและ Flux บนแกน  $q$  , กล่อง Daxis ตามรูปที่ 3.7 เพื่อสร้างสัญญาณกระแสไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กบนแกน  $d$  , ( $\psi = \lambda \omega_e$ ) กล่อง Rotor model ตามรูปที่ 3.8 เพื่อ

สร้างสัญญาณด้านออก  $T_e$  และ  $\omega_{rm}$  และกล่อง  $qds\_abc$  ตามรูปที่ 3.9 เพื่อแปลงกระแสไฟฟ้าเป็นระบบสามเฟส  $i_a, i_b, i_c$

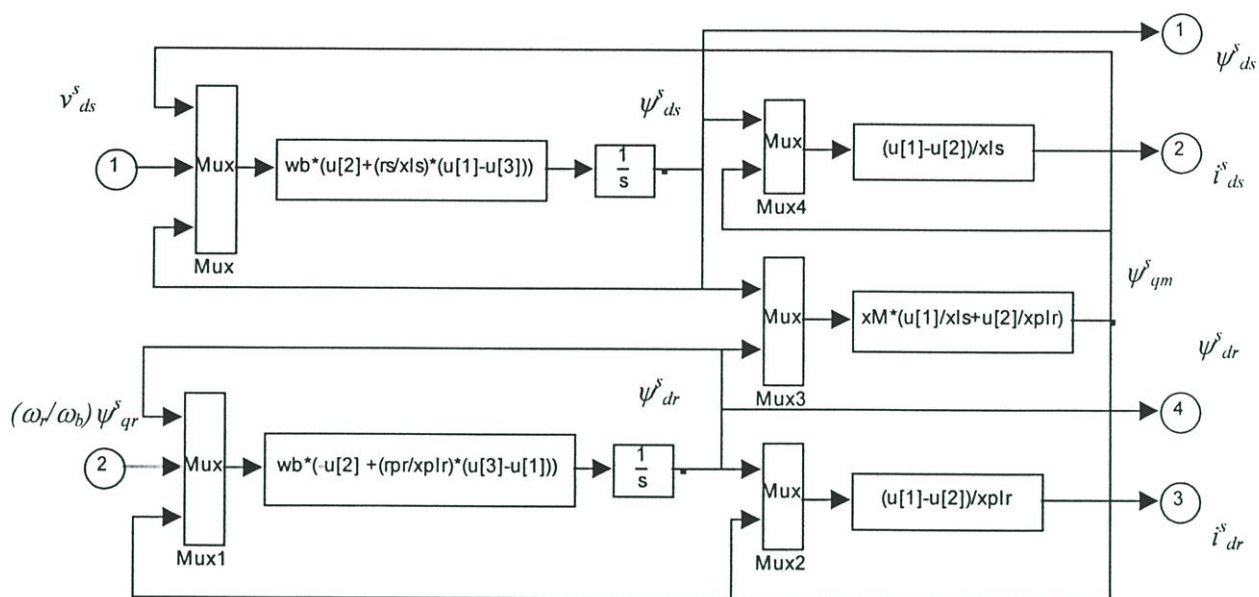
โดยโครงสร้างส่วนต่างๆ แสดงดังรูปที่ 3.5 ถึง 3.9



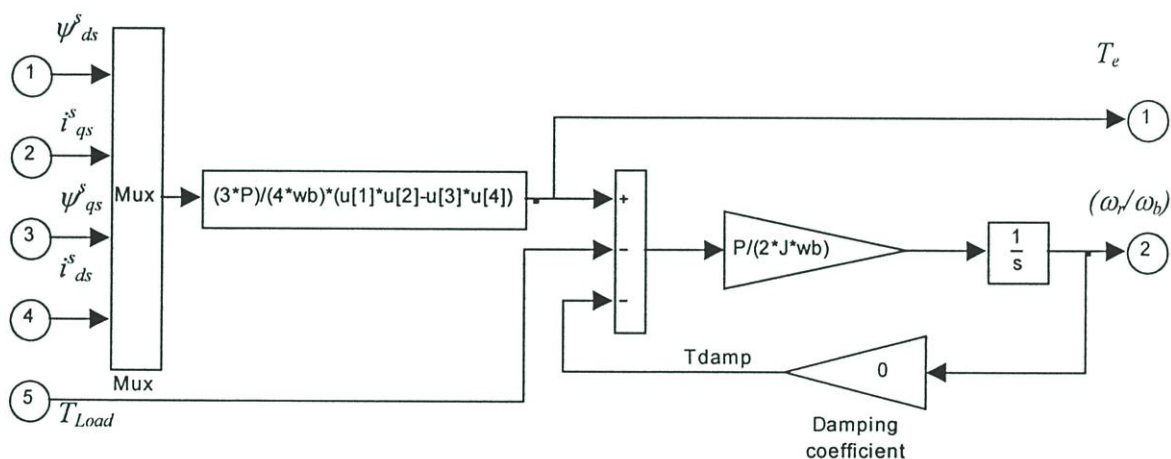
รูปที่ 3.5 โครงสร้างของกล่อง abc\_qds จากรูปที่ 3.4



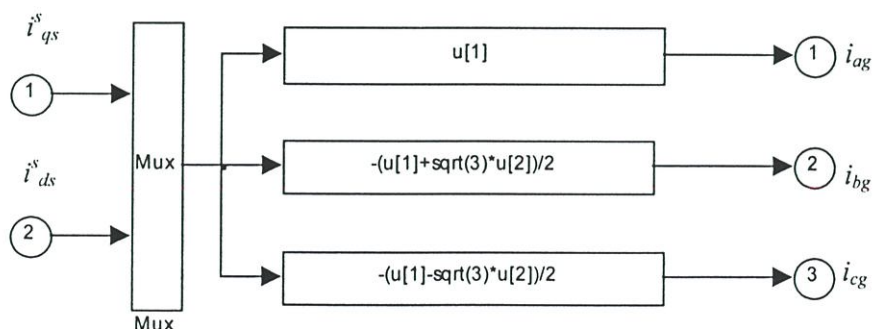
รูปที่ 3.6 โครงสร้างของกล่อง Qaxis จากรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.7 โครงสร้างของกล่อง Daxis จากรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.8 โครงสร้างของกล่อง Rotor model จากรูปที่ 3.4

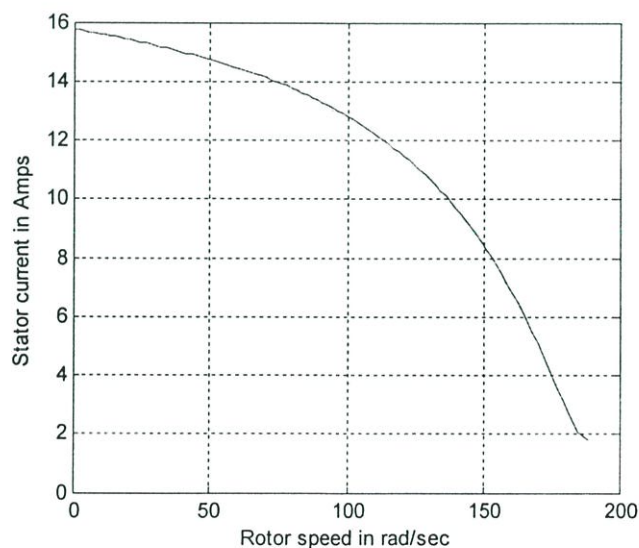
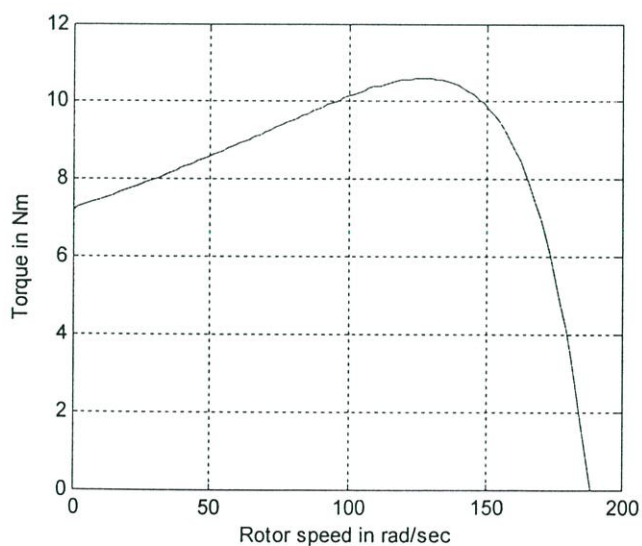


รูปที่ 3.9 โครงสร้างของกล่อง qds\_abc จากรูปที่ 3.4

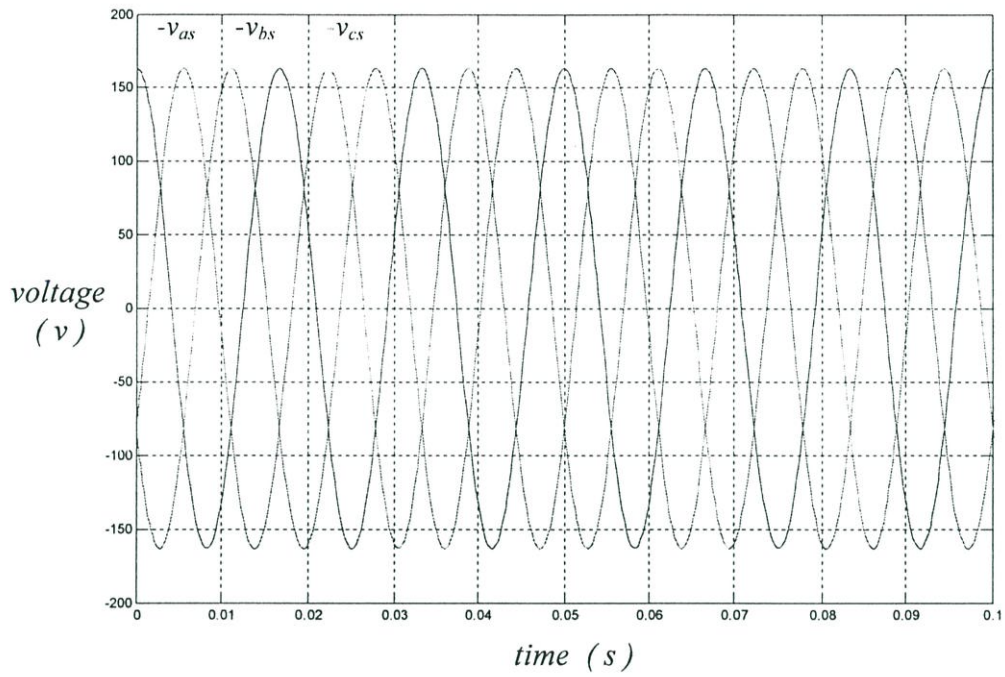
ซึ่งการจำลองนี้แสดงให้เห็นคุณสมบัติที่สามารถใช้แทนการทำงานในสถานะชั่วขณะ และสถานะอยู่ตัวของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสได้ โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสในการจำลอง ดังนี้[5]

พิกัด	=	1	hp
$pf$	=	0.8	
$v$	=	200	$V_{L-L}$
$f_{rated}$	=	60	Hz
$r_s$	=	3.35	ohms
$x_{ls}$	=	2.616	ohms
$x_m$	=	61.725	ohms,
$x_{lr}$	=	2.616	ohms
$r_r$	=	1.99	ohms
$J$	=	0.1	$kg \cdot m^2$
$P$	=	4	poles

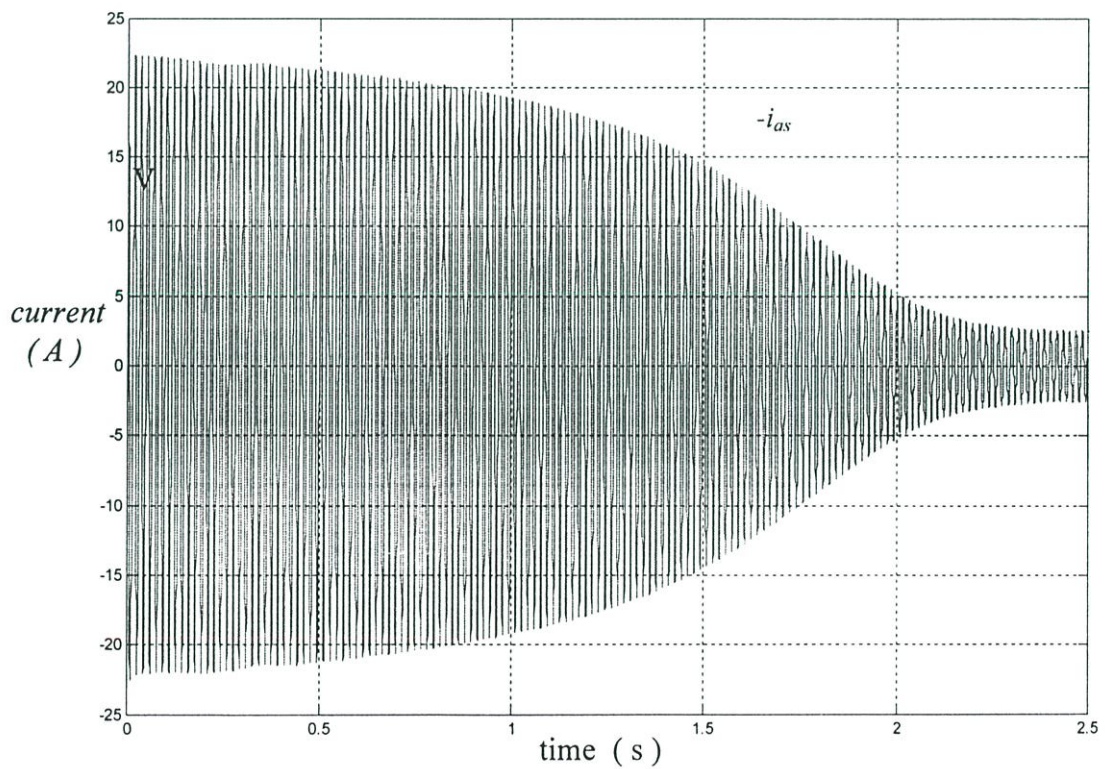
โดยอธิบายได้จากผลการทดลองดังต่อไปนี้



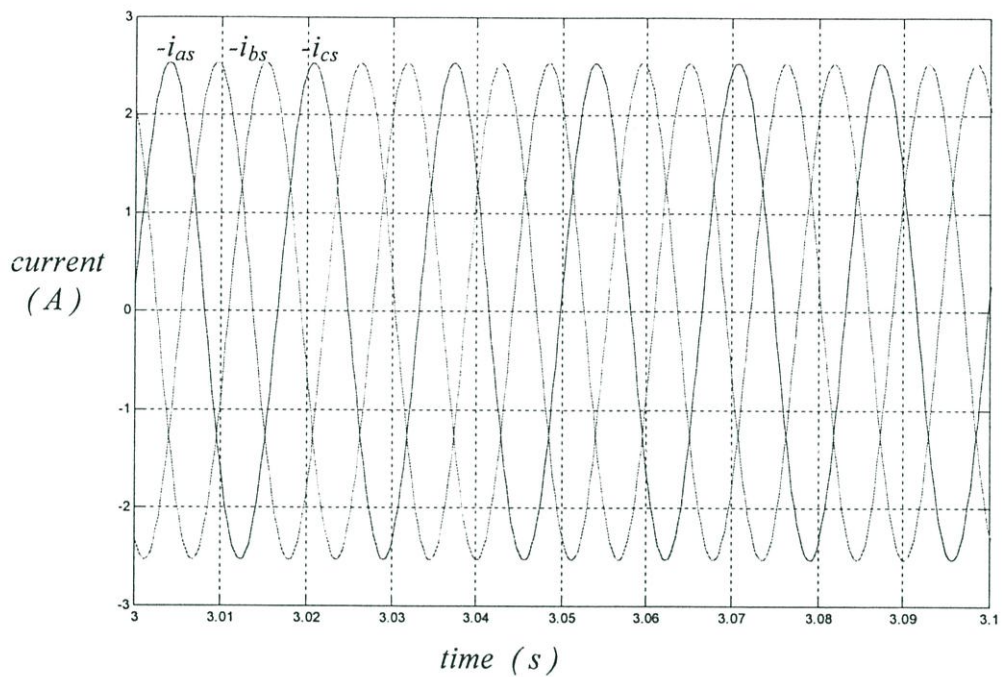
รูปที่ 3.10 สัญญาณคุณสมบัติของมอเตอร์



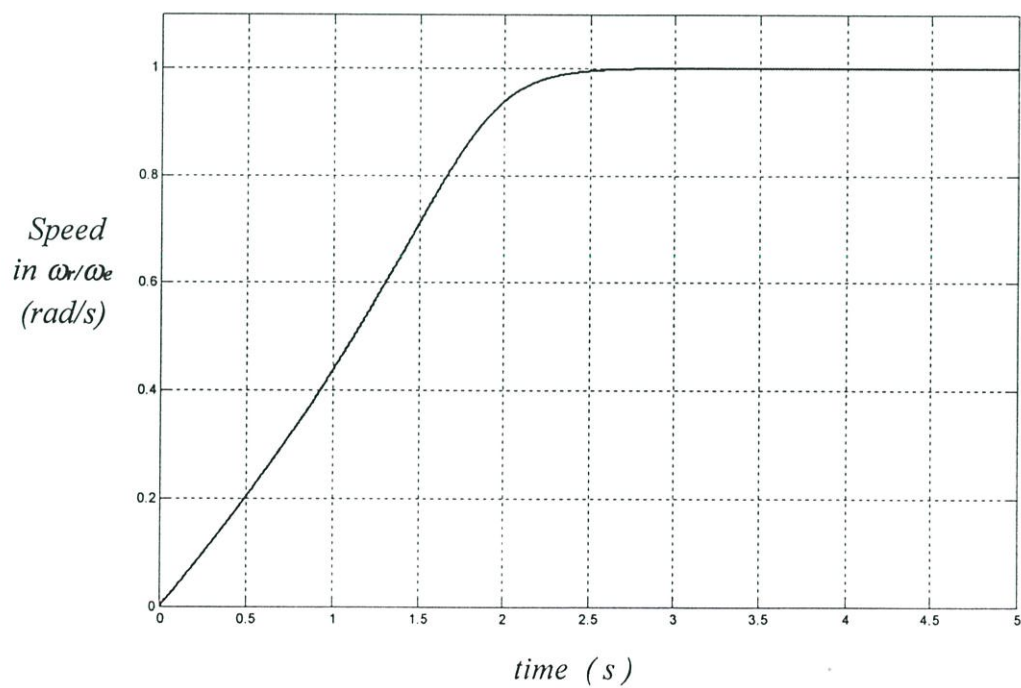
รูปที่ 3.11 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าสามเฟสที่ขดลวดสเตเตอร์



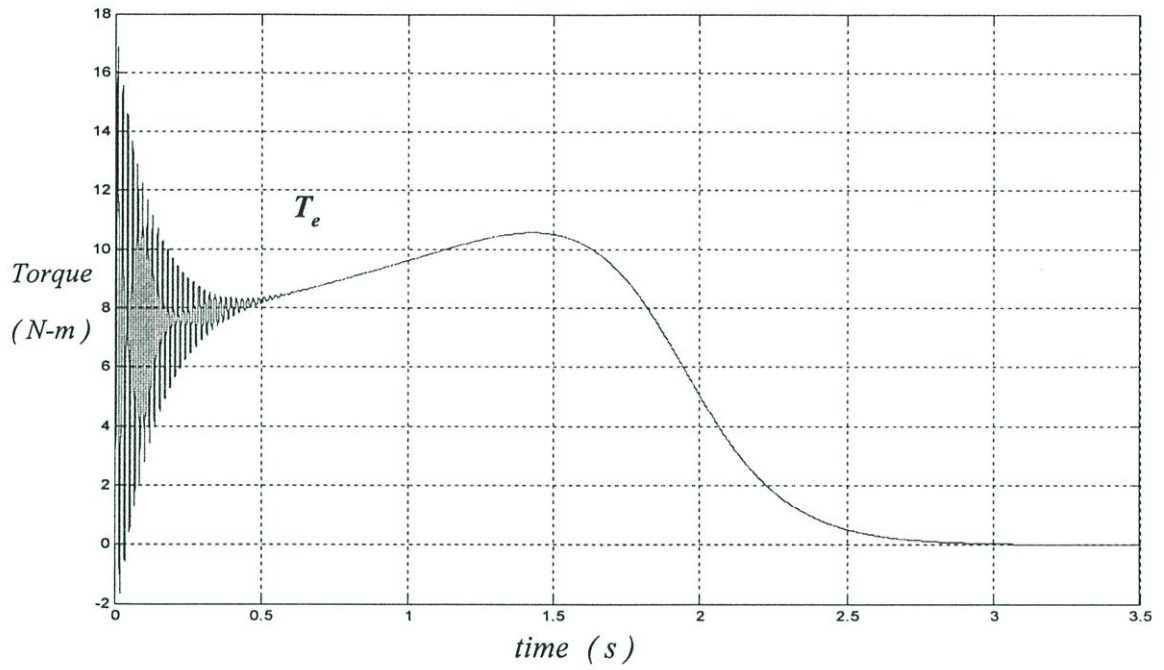
รูปที่ 3.12 สัญญาณกระแสไฟฟ้าสามเฟสที่ขดลวดสเตเตอร์ขณะเริ่มทำงาน



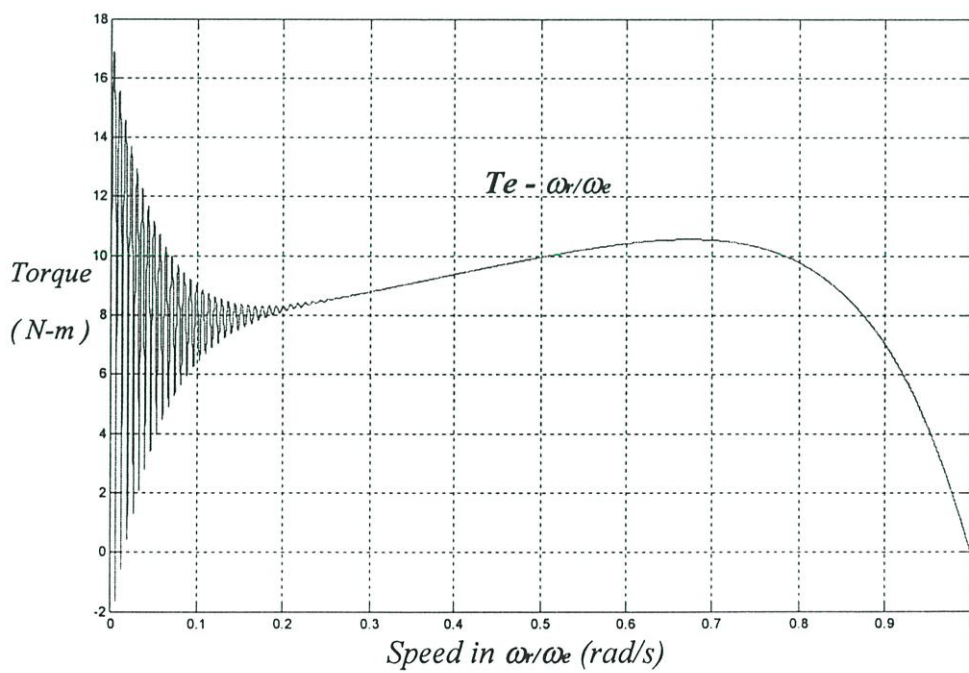
รูปที่ 3.13 สัญญาณกระแสไฟฟ้าสามเฟสที่ขดลวดสเตเตอร์ขณะอยู่ตัว



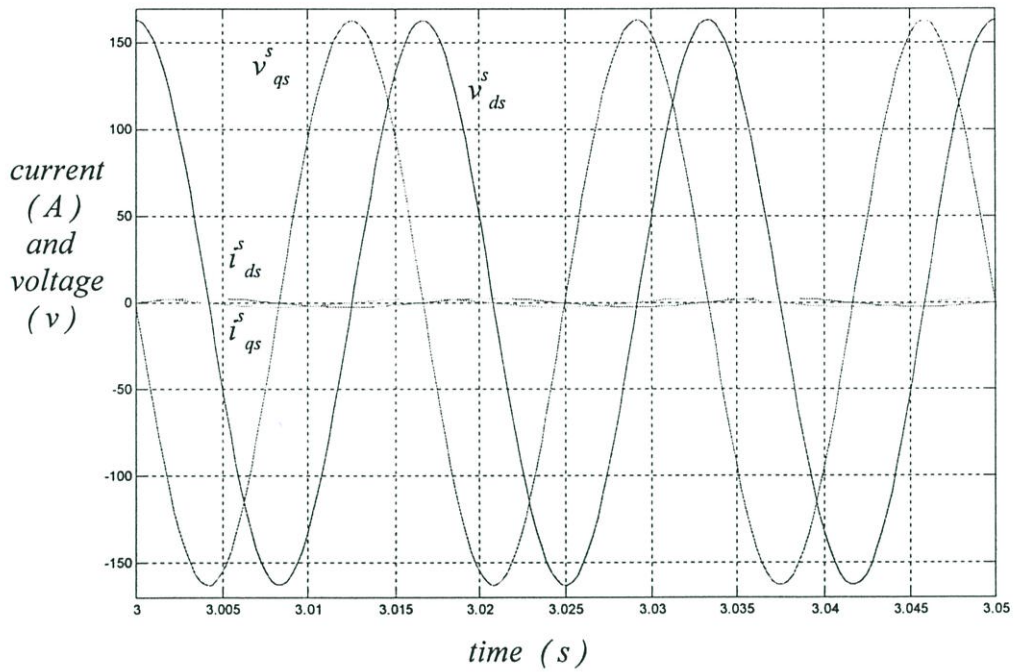
รูปที่ 3.14 สัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์  $c = 4$



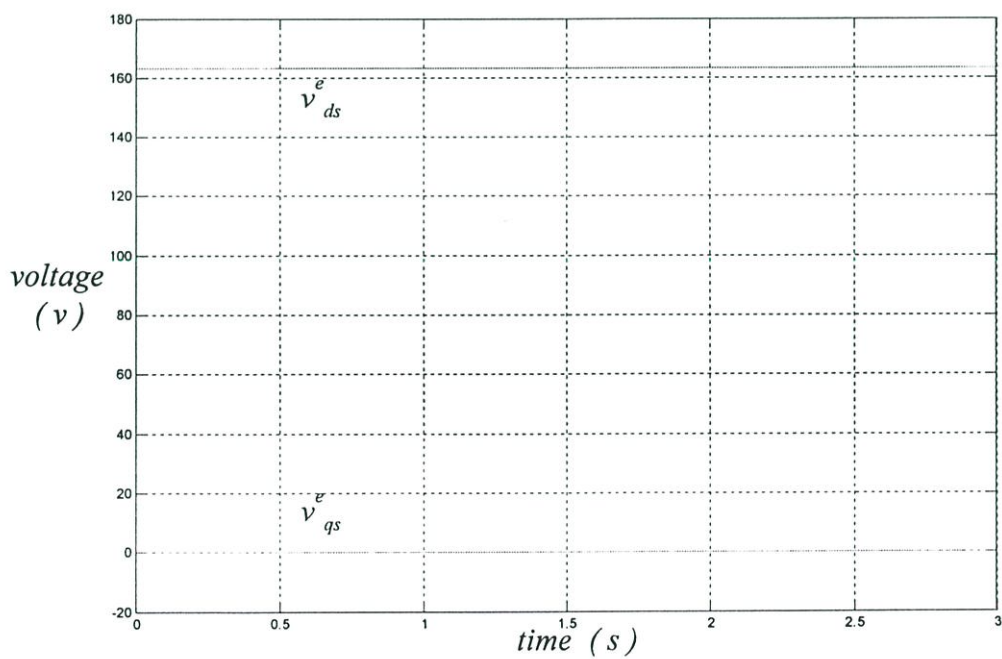
รูปที่ 3.15 สัญญาณแรงบิดของมอเตอร์



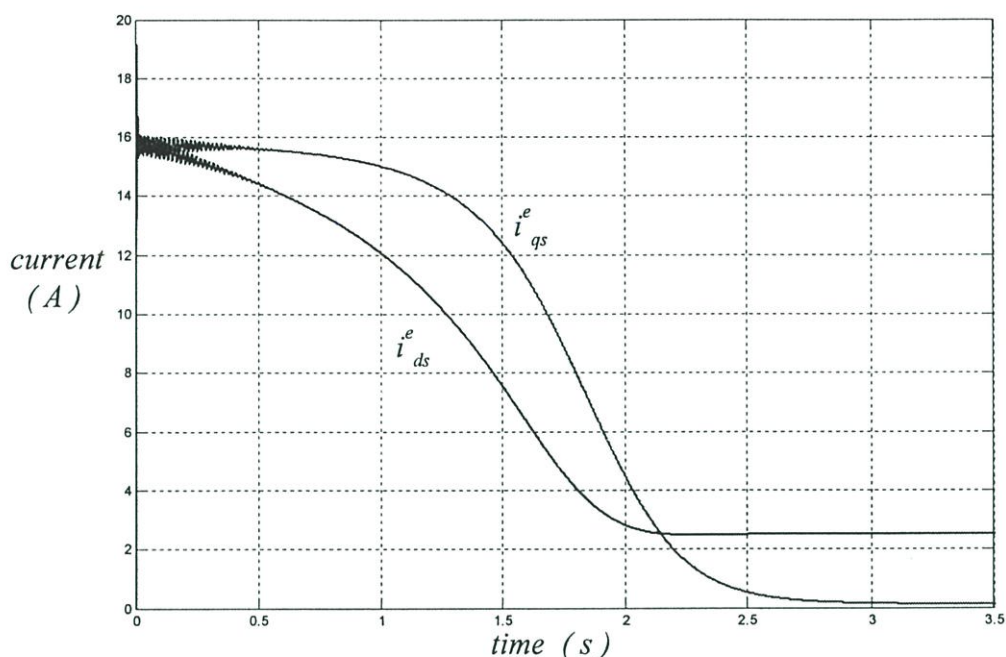
รูปที่ 3.16 สัญญาณแรงบิด-ความเร็วรอบของมอเตอร์



รูปที่ 3.17 สัญญาณ  $v_{qs}^s$ ,  $v_{ds}^s$ ,  $i_{qs}^s$ ,  $i_{ds}^s$  ของมอเตอร์



รูปที่ 3.18 สัญญาณ  $v_{qs}^e$ ,  $v_{ds}^e$  ของมอเตอร์



รูปที่ 3.19 สัญญาณ  $i_{qs}^e$ ,  $i_{ds}^e$  ของมอเตอร์

จากรูปที่ 3.10 เป็นคุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ได้จากการคำนวณโดยใช้พารามิเตอร์ตามที่ได้แสดงไว้ข้างต้น ซึ่งจะเห็นว่ามีความสัมพันธ์ตามลักษณะการทำงานของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ส่วนการจำลองด้วย MATLAB SIMULINK เริ่มจากการจ่ายแรงดันไฟฟ้าโดยตรงให้มอเตอร์ มีขนาด  $163\cos(\omega t)$  ตามรูปที่ 3.11 สามารถวัดสัญญาณจากแบบจำลองของมอเตอร์ใน MATLAB SIMULINK โดยมีสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่สเตเตอร์ขณะเริ่มทำงานตามรูปที่ 3.12 จะเห็นว่ามีความถี่สูงประมาณ 10 เท่าซึ่งเป็นไปตามการคำนวณในรูปที่ 3.10 ส่วนรูปที่ 3.13 เป็นค่ากระแสไฟฟ้าที่สเตเตอร์ในสภาวะอยู่ตัวและไม่มีโหลด

จากผลการจำลองที่ได้แสดงสัญญาณต่างๆ ไว้ข้างต้นนั้น แสดงให้เห็นว่าการจำลองดังกล่าวเป็นไปตามคุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส เนื่องจากสัญญาณที่วัดได้จากการจำลองเป็นไปตามการคำนวณ ดังนั้นจึงสามารถนำแบบจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสในระบบอ้างอิงที่อยู่กับที่จากการจำลองด้วย MATLAB SIMULINK มาใช้งานในการจำลองการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามวัตถุประสงค์ในการวิจัยต่อไป

### 3.4 สรุป

ในบทนี้ได้อธิบายถึงที่มาของแบบจำลองทั้งที่ใช้ในการควบคุมและใช้ในการจำลองด้วย MATLAB SIMULINK รวมทั้งแสดงสัญญาณด้านออกต่างๆ ทำให้เห็นคุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำโดยในบทที่ 4 จะเป็นการอธิบายถึงเทคนิคการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบ vector โดยจะนำแบบจำลองที่ได้กล่าวไปแล้วนั้นมาประยุกต์ใช้งานต่อไป

## บทที่ 4

# การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส ด้วยวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง

### 4.1 กล่าวนำ

วิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งนั้น สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานได้กับทุกโครงสร้างการควบคุมและทุกประเภทควบคุมของแต่ละโครงสร้าง เช่นการควบคุมแบบเวกเตอร์ (Vector control) หรือการควบคุมแบบวีส่วนเอฟ (V/F control) เป็นต้น ส่วนในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้โครงสร้างควบคุมแบบเวกเตอร์ชนิดทางอ้อม (Indirect Vector Control) โดยใช้เฉพาะรูปควบคุมความเร็ว เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นถึงคุณสมบัติที่ดีของวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง

บทนี้จะแสดงขั้นตอนและหลักการในการนำวิธีการควบคุมดังกล่าวมาประยุกต์ใช้งาน

### 4.2 โครงสร้างการควบคุมแบบเวกเตอร์

หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสนั้น มีหลักการทำงานคล้ายคลึงกับการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก โดยมีขดลวดอาเมเจอร์ (Armature) และขดลวดสนามแม่เหล็ก (Field) แยกเป็นอิสระต่อกัน (Orthogonal) ซึ่งมีความสัมพันธ์แบบเชิงเส้นระหว่างกระแสไฟฟ้าที่ขดลวดอาเมเจอร์ ( $I_a$ ) และกระแสไฟฟ้าที่ขดลวดสนามแม่เหล็ก ( $I_f$ ) กับแรงบิด ( $T_e$ ) ดังสมการที่ (4.1)

$$T_e = k_T I_a I_f \quad (4.1)$$

สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสนั้น สามารถควบคุมแรงบิดโดยตรงเช่นเดียวกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงได้ โดยการนำแบบจำลองบนระบบอ้างอิงสองเฟส ( $d^e-q^e$ ) ที่ทำมุม 90° และหมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส ( $\omega_c$ ) วิเคราะห์แยกความสัมพันธ์ของกระแสไฟฟ้าที่ขดลวดสเตเตอร์ออกเป็นสองส่วน โดยเป็นอิสระต่อกัน บนแกนตรง ( $i_{ds}^e$ ) และแกนตั้งฉาก ( $i_{qs}^e$ ) ทำให้มีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับแรงบิด ( $T_e$ ) ดังสมการที่ (4.2)

$$T_e = k_t i_{ds}^e i_{qs}^e \quad (4.2)$$

การที่จะเป็นเช่นนั้นได้ก็คือการสมมติในมุมมองที่กำหนดให้เฟสเซอร์ของ  $\lambda_r$  (Rotor Flux) ทำมุม  $\theta_e$  กับส่วนอ้างอิงที่อยู่กับที่ โดยอ้างอิงที่เฟส a ของสเตอร์ และเฟสเซอร์ของ  $\lambda_r$  นี้ ต้องหมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส ( $\omega_e$ ) บนระบบอ้างอิงที่กำหนด จึงเป็นผลให้ส่วนประกอบบนแกน  $q$  ของเฟสเซอร์ของ  $\lambda_r$  (Rotor Flux) มีค่าเป็นศูนย์ ( $\lambda_{qr}^e = 0$ ) ดังนั้นจึงสามารถแสดงให้เห็นได้ว่าสมการที่ (4.2) เป็นจริง ดังนี้

โดยเริ่มจาก พิจารณาสมการที่ (3.13) เมื่อให้  $\lambda_{qr}^e = 0$  เขียนใหม่ได้เป็น

$$\lambda_{qr}^e = l_r i_{qr}^e + l_m i_{qs}^e = 0 \quad (4.3)$$

$$i_{qr}^e = -\frac{l_m i_{qs}^e}{l_r} \quad (4.4)$$

และสมการที่ (3.19) เมื่อให้  $\lambda_{qr}^e = 0$  เขียนใหม่ได้เป็น

$$T_e = -\frac{3P}{4} \lambda_{dr}^e i_{qr}^e \quad (4.5)$$

ดังนั้น เมื่อนำ  $i_{qr}^e$  ในสมการที่ 4.4 แทนลงในสมการที่ 4.5 เขียนใหม่ได้เป็น

$$T_e = \frac{3Pl_m}{4l_r} \lambda_{dr}^e i_{qs}^e \quad (4.6)$$

และถ้าพิจารณาในสภาวะคงที่ทำให้  $\lambda_{dr}^e$  คงที่ ดังนั้น  $d(\lambda_{qr}^e)/dt$  จึงมีค่าเป็นศูนย์ ทำให้เขียนสมการที่ (3.23) ใหม่ได้เป็น

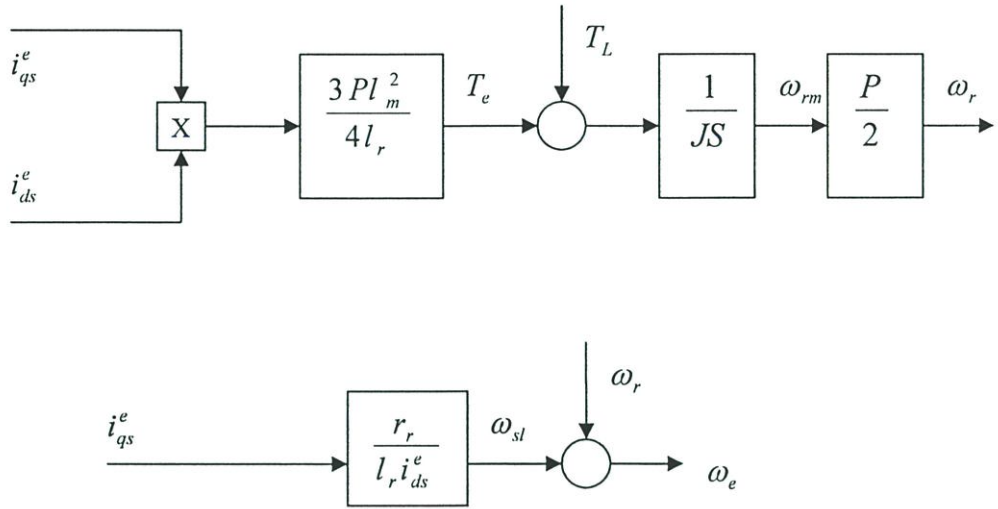
$$\lambda_{dr}^e = l_m i_{ds}^e \quad (4.7)$$

แทนสมการที่ (4.7) ในสมการที่ (4.6) เขียนใหม่ได้เป็น

$$T_e = \frac{3Pl_m^2}{4l_r} i_{ds}^e i_{qs}^e = k_t i_{ds}^e i_{qs}^e \quad (4.8)$$

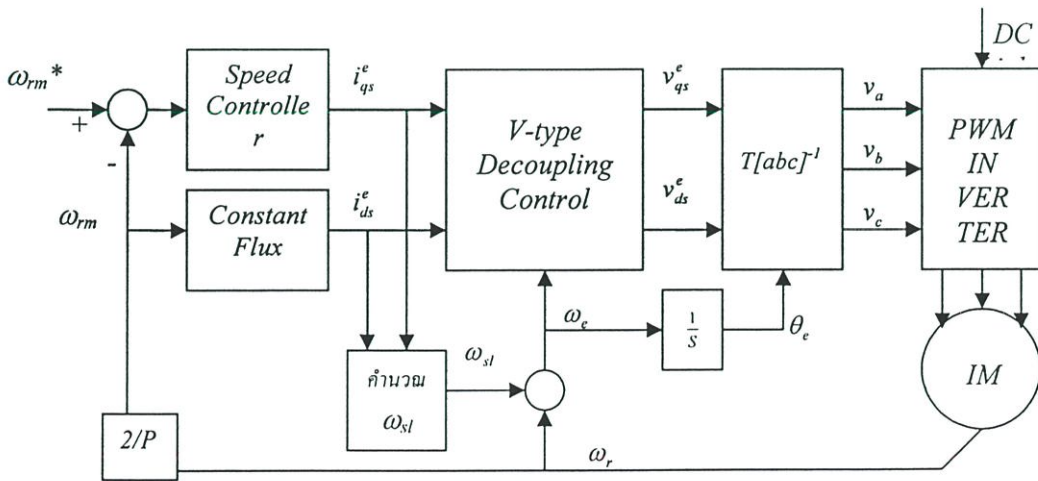
แทนสมการที่ (4.7) ในสมการที่ (3.22) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r = \frac{l_m r_r}{\lambda_{dr}^e l_r} i_{qs}^e = \frac{r_r i_{qs}^e}{l_r i_{ds}^e} \tag{4.9}$$



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของการควบคุมแรงบิดและความเร็วซิงโครนัส ( $\omega_e$ )

จากสมการที่ (4.8) จะเห็นว่าสามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรงจาก  $i_{qs}^e$  เมื่อให้ flux คงที่ ( $i_{ds}^e$  คงที่) เพื่อรักษาแรงบิดสูงสุด ดังนั้นสามารถเขียนโครงสร้างควบคุมของการควบคุมแบบเวกเตอร์ ซึ่งจะนำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ ได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 โครงสร้างควบคุมแบบเวกเตอร์ชนิดทางอ้อม โดยใช้ V-type decoupling control

จากรูปที่ 4.2 จะเห็นว่าใช้สัญญาณควบคุม  $i_{qs}^e$  โดยให้  $i_{ds}^e$  คงที่ ผ่านชุดโครงสร้างการควบคุมแบบเวกเตอร์ชนิดทางอ้อม เพื่อสร้างแรงดันอ้างอิง  $v_{qs}^e$  และ  $v_{ds}^e$  จากสัญญาณกระแสไฟฟ้าควบคุม  $i_{qs}^e$  และ  $i_{ds}^e$  เรียกว่า V-type decoupling control [6] หรือ Voltage-source induction motor [7] ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

จากสมการที่ (3.6) และ (3.7) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{d}{dt} \lambda_{qs}^e = v_{qs}^e - r_s i_{qs}^e - \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (4.10)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{ds}^e = v_{ds}^e - r_s i_{ds}^e + \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (4.11)$$

นำสมการที่ (3.10) และ (3.11) แทนในสมการที่ (4.10) และ (4.11) เขียนใหม่ ได้เป็น

$$\frac{d}{dt} \lambda_{qs}^e = v_{qs}^e - r_s i_{qs}^e - \omega_e (l_s i_{ds}^e + l_m i_{dr}^e) \quad (4.12)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{ds}^e = v_{ds}^e - r_s i_{ds}^e + \omega_e (l_s i_{qs}^e + l_m i_{qr}^e) \quad (4.13)$$

และนำสมการที่ (4.4) และ (3.14) แทนในสมการที่ (4.12) และ (4.13) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{d}{dt} \lambda_{qs}^e = v_{qs}^e - r_s i_{qs}^e - \omega_e \left( l_s - \frac{l_m^2}{l_r} \right) i_{ds}^e - \omega_e \frac{l_m}{l_r} \lambda_{dr}^e \quad (4.14)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{ds}^e = v_{ds}^e - r_s i_{ds}^e + \omega_e \left( l_s + \frac{l_m^2}{l_r} \right) i_{qs}^e \quad (4.15)$$

และเมื่อให้  $\lambda_{dr}^e = l_m i_{ds}^e$  แทนในสมการที่ (4.14) และพิจารณาในสถานะคงที่ที่ทำให้  $\lambda_{ds}^e$  มีค่าคงที่ เขียนสมการแรงดันไฟฟ้าที่ขดลวดสเตเตอร์ใหม่ได้ดังนี้

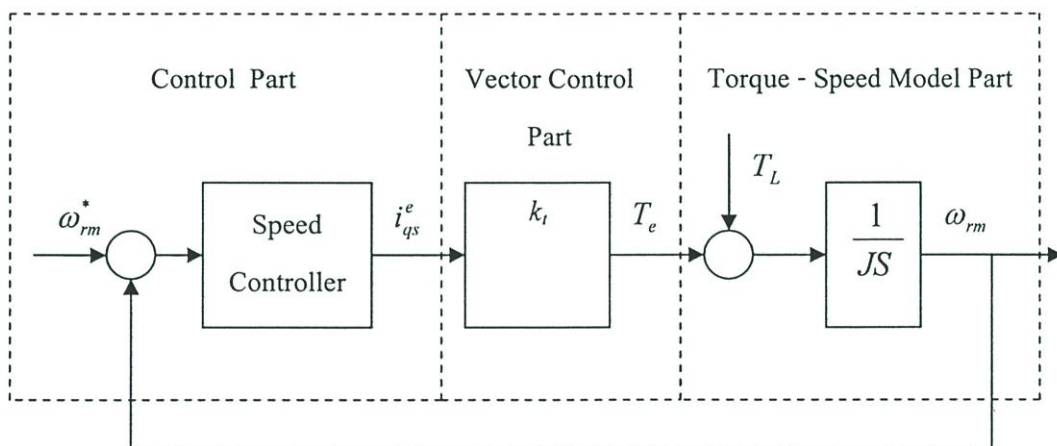
$$v_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + \omega_e l_s i_{ds}^e \quad (4.16)$$

$$v_{ds}^e = r_s i_{ds}^e - \omega_e \left( l_s - \frac{l_m^2}{l_r} \right) i_{qs}^e \quad (4.17)$$

จากสมการที่ (4.16) และ (4.17) แสดงให้เห็นว่าสามารถหาค่าสัญญาณควบคุมแรงดันไฟฟ้า  $v_{qs}^e$  และ  $v_{ds}^e$  ได้จากสัญญาณควบคุม  $i_{qs}^e$  และ  $i_{ds}^e$  ตามรูปที่ 4.2

### 4.3 การออกแบบประยุกต์นำวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งมาใช้งาน

จากรูปโครงสร้างการควบคุมแบบเวกเตอร์ตามรูปที่ 4.2 นั้น สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรม (Block diagram) สำหรับการควบคุมได้ดังรูปที่ 4.3 ซึ่งจะเห็นว่าเป็นการประมาณให้ระบบเป็นเชิงเส้นจากสัญญาณควบคุม  $i_{qs}^e$  เพื่อควบคุมแรงบิด ( $T_e$ ) ให้เพียงพอกับความต้องการของโหลด และเพื่อรักษาความเร็วที่ต้องการ

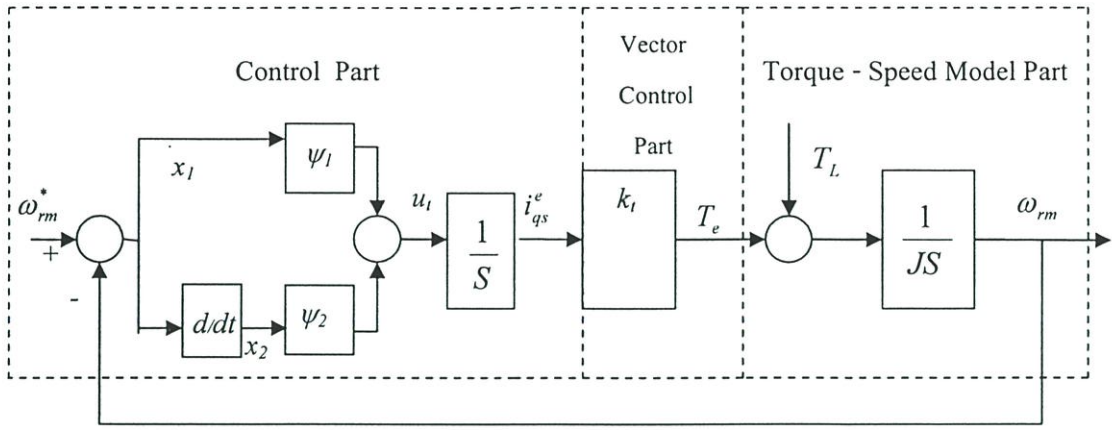


รูปที่ 4.3 Block diagram ของการควบคุมแบบเวกเตอร์

#### 4.3.1 โครงสร้างการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง

การออกแบบโครงสร้างการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งตามที่ได้แสดงมาแล้วในบทที่ 2 นั้น เริ่มจากการออกแบบวงจรถวล แล้วจึงนำวงจรถวลดังกล่าวมาวิเคราะห์หาสมการสถานะเพื่อวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรถวลที่ออกแบบภายใต้เงื่อนไขของวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง ดังนั้นในบทนี้ เริ่มต้นได้ออกแบบโครงสร้างตัวควบคุมแบบสไลด์ดิ้งไว้ ดังรูปที่ 4.4 โดยมีองค์ประกอบของ Integrate ( $I/S$ ) เพื่อลดการแกว่งของแรงบิด (Torque Chattering) จากตัวควบคุมที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดยออกแบบให้ลู่วควบคุมความเร็วมีสองลู่วจากสองตัวแปรสถานะ  $x_1$  และ  $x_2$

จากโครงสร้างของการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งตามรูปที่ 4.4 มีระบบสมการสถานะดังสมการที่ (4.18)



รูปที่ 4.4 โครงสร้างของการควบคุมแบบสไลด์คิง

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -k_t / J \end{bmatrix} u \quad (4.18)$$

เมื่อ

$$\frac{2J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_{load} \quad (4.19)$$

$$x_1 = \omega_{rm}^* - \omega_{rm} \quad (4.20)$$

$$x_2 = \frac{dx_1}{dt} = -\dot{\omega}_{rm} \quad (4.21)$$

#### 4.3.2 การออกแบบเส้นสไลด์คิง ( $S(x)$ )

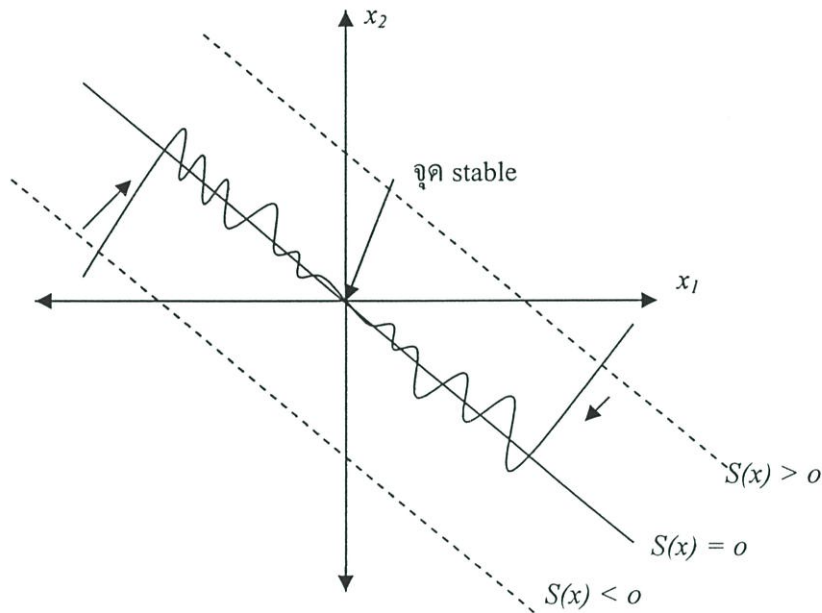
การออกแบบเส้นสไลด์คิง มีส่วนสำคัญมาก เนื่องจากการกำหนดการทำงานของระบบให้มีทิศทางเข้าหาเสถียรภาพที่จุดกำเนิดตามต้องการ โดยทิศทางดังกล่าวจะต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขต่าง ๆ ของวิธีการควบคุมแบบสไลด์คิง เพื่อให้สามารถควบคุมผลตอบสนองของระบบได้

จากที่เส้นสไลด์คิงเป็นฟังก์ชันของตัวแปรสถานะตามสมการที่ (2.9) และสามารถหาเสถียรภาพของระบบได้ ตามสมการที่ (2.21) ดังนั้นจากระบบควบคุมตามสมการที่ (4.18) เมื่อแทนลงในสมการที่ (2.21) แล้ว ได้ดังสมการที่ (4.22)

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{G_{11}}{G_{12}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

สมการที่ (4.22) แสดงให้เห็นว่า ระบบควบคุมตามสมการที่ (4.18) หรือตามรูปที่ 4.4 จะมีเสถียรภาพภายใต้การควบคุมแบบสไลด์คิง และมีทางเดินของตัวแปรสถานะตามเส้นสไลด์คิงที่กำหนดได้ เมื่อค่า  $G_{11}$  และ  $G_{12}$  มีเครื่องหมายเหมือนกัน ดังนั้นผู้วิจัยจึงกำหนดเส้นสไลด์คิงที่เป็นทางเดินของ  $x_1$  และ  $x_2$  บน phase plane เป็นเส้นตรง คือ  $G_{11} = c$ ,  $G_{12} = 1$  ตามเงื่อนไขที่กล่าวมาแล้วข้างต้น โดยค่า  $c$  จึงต้องมีค่าเป็นบวกเท่านั้น ระบบจึงจะมีเสถียรภาพ และได้สมการ  $S(x)$  ตามสมการที่ (4.23) เขียนรูปได้ตามรูปที่ 4.5

$$S(x) = cx_1 + x_2 = 0 \quad (4.23)$$



รูปที่ 4.5 ทางเดินของตัวแปรสถานะบนเส้นสไลด์คิง

จากสมการที่ (4.21) จะเห็นว่า  $x_2$  คืออัตราเร่งของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส ดังนั้นการกำหนดค่า  $c$  ของเส้นสไลด์คิง จึงเป็นการกำหนดความชันของเส้น และหมายถึงการกำหนดให้ผลตอบสนองของระบบมีความเร็วตามไปด้วย

#### 4.3.3 การกำหนดเงื่อนไขวงจรถวล

การกำหนดวงจรถวลคือ การสร้างเงื่อนไขในการสวิตช์ของสัญญาณควบคุม ตามทางเดินของเส้นสไลด์คิงในสถานะชั่วขณะ ตามที่ตัวแปรสถานะ  $x_1$  และ  $x_2$  บน Phase-Plane แสดงอยู่ด้านบนหรือด้านล่างของเส้นสไลด์คิง (คือ  $S(x)$  มีค่ามากกว่าศูนย์ หรือน้อยกว่าศูนย์) ให้เป็นไปตามเงื่อนไขต่างๆ ที่แสดงในบทที่ 2 เพื่อควบคุมให้เป็นไปตามทางเดินที่กำหนด

จากโครงสร้างของตัวควบคุมตามรูปที่ 4.4 ได้กำหนดค่า  $u(t)$  ไว้แล้ว จากลูปของตัวแปรสถานะ  $x_1$  และ  $x_2$  ผ่านอัตราขยาย  $\psi_1$  และ  $\psi_2$  ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

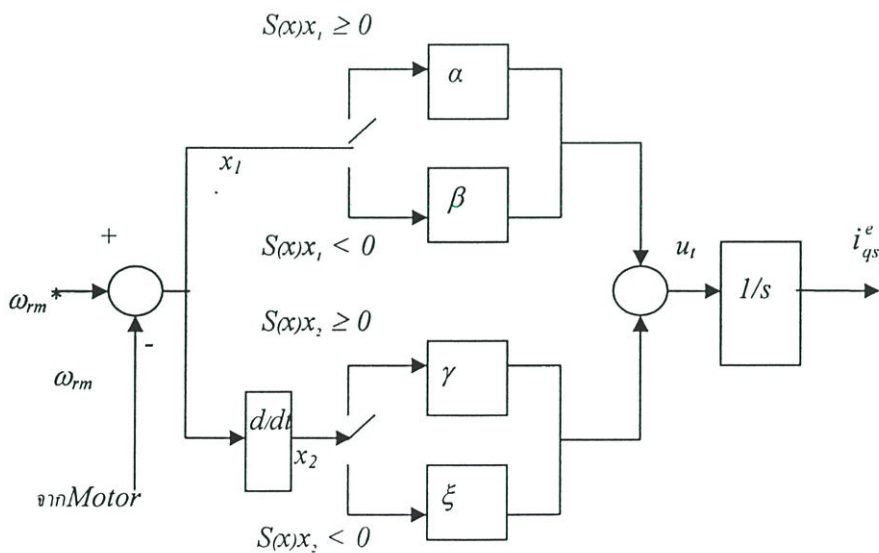
$$u(t) = \psi_1 x_1 + \psi_2 x_2 \quad (4.24)$$

โดยกำหนดให้ค่า  $\psi_1$  และ  $\psi_2$  มีการเปลี่ยนแปลงตามสถานะของ  $S(x)$  ณ ตำแหน่งต่างๆ บน Phase-Plane ด้วยเงื่อนไขการสวิตซ์ดังนี้

$$\begin{aligned} \psi_1 &= \alpha \text{ เมื่อ } S(x)x_1 \geq 0 \\ &\beta \text{ เมื่อ } S(x)x_1 < 0 \end{aligned} \quad (4.25)$$

$$\begin{aligned} \psi_2 &= \gamma \text{ เมื่อ } S(x)x_2 \geq 0 \\ &\xi \text{ เมื่อ } S(x)x_2 < 0 \end{aligned} \quad (4.26)$$

เมื่อ  $\alpha, \beta, \gamma, \xi$  คือ อัตราขยายของวงจรถวลุม และสามารถเขียนรูปโครงสร้างของตัวควบคุมใหม่ได้ดังนี้



รูปที่ 4.6 โครงสร้างพารามิเตอร์ของสัญญาณควบคุม

#### 4.3.4 การหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรถวล

การกำหนดค่าของพารามิเตอร์นั้น ต้องสามารถแสดงได้ว่าเป็นไปตามเงื่อนไขการคงอยู่ของสไลด์ดังตามสมการที่ (2.16) จึงเชื่อได้ว่าพารามิเตอร์หรืออัตราขยายของวงจรถวลมีค่าเพียงพอที่จะควบคุมทางเดินของตัวแปรสถานะได้

เริ่มจากหาค่า  $S(x)$  และ  $\dot{S}(x)$  คือ

$$S(x) = cx_1 + x_2 \quad (4.27)$$

$$\dot{S}(x) = c\dot{x}_1 + \dot{x}_2 \quad (4.28)$$

นำค่า  $x_1^*$  และ  $x_2^*$  จากสมการที่ (4.18) แทนใน (4.28) ได้

$$\dot{S}(x) = cx_2 - \frac{k_t}{J}u(t) \quad (4.29)$$

แทนค่า  $u(t)$  จากสมการที่ (4.24) ในสมการที่ (4.29) ได้

$$\dot{S}(x) = cx_2 - \frac{k_t}{J}\psi_1x_1 - \frac{k_t}{J}\psi_2x_2 \quad (4.30)$$

$$\dot{S}(x) = -\frac{k_t}{J}\psi_1x_1 - \left(\frac{k_t}{J}\psi_2 - c\right)x_2 \quad (4.31)$$

นำสมการที่ (4.31) และ (4.27) แทนลงในสมการที่ (2.16) ได้

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \Leftrightarrow -S(x)\frac{k_t}{J}\psi_1x_1 - S(x)\left(\frac{k_t}{J}\psi_2 - c\right)x_2 < 0 \quad (4.32)$$

ดังนั้นการหาค่า  $\psi_1$  และ  $\psi_2$  จะต้องแสดงให้ได้ว่าสมการที่ (4.32) เป็นจริง โดยแยกพิจารณาตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้ในสมการที่ (4.25) และ (4.26) ได้ดังนี้

พิจารณารูปวงจรถวล  $x_1$  มีเงื่อนไขเพื่อให้  $S(x)\frac{k_t}{J}\psi_1x_1$  มีค่าเป็นบวกเท่านั้น

$$\begin{aligned} \text{ถ้า } S(x)x_1 > 0 \text{ กำหนดให้ } \psi_1 &= \alpha \\ \text{ดังนั้น } k_t\alpha/J > 0 \text{ นั่นคือ } \alpha &> 0 \end{aligned} \quad (4.33)$$

$$\begin{aligned} \text{ถ้า } S(x)x_1 < 0 \text{ กำหนดให้ } \psi_1 &= \beta \\ \text{ดังนั้น } k_r\beta/J < 0 \text{ นั่นคือ } \beta < 0 \end{aligned} \quad (4.34)$$

พิจารณาลูปวงจร  $x_2$  มีเงื่อนไขเพื่อให้  $S(x)(\frac{k_r}{J}\psi_2 - c)x_2$  มีค่าเป็นบวกเท่านั้น

$$\begin{aligned} \text{ถ้า } S(x)x_2 > 0 \text{ กำหนดให้ } \psi_2 &= \gamma \\ \text{ดังนั้น } (k_r\gamma/J - c) > 0 \text{ นั่นคือ } \gamma > cJ/k_r \end{aligned} \quad (4.35)$$

$$\begin{aligned} \text{ถ้า } S(x)x_2 < 0 \text{ กำหนดให้ } \psi_2 &= \xi \\ \text{ดังนั้น } (k_r\xi/J - c) < 0 \text{ นั่นคือ } \xi < cJ/k_r \end{aligned} \quad (4.36)$$

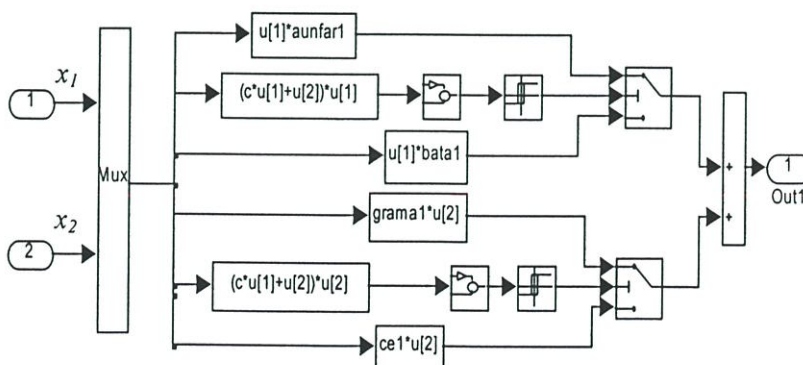
#### 4.4 การจำลองการควบคุมด้วย MATLAB SIMULINK

การจำลองการควบคุม ผู้วิจัยได้ใช้โครงสร้างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าแบบแยกการควบคุมให้มีอิสระต่อกันตามรูปที่ 4.2

ดังนั้นในการจำลองจึงแบ่งออกเป็น 3 ส่วน คือ ส่วนของตัวควบคุมแบบสไลด์คิง ส่วนของโครงสร้างควบคุมแบบเวกเตอร์ และส่วนของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งในส่วนที่สามนั้นได้อธิบายไปแล้วในบทที่ 3

##### 4.4.1 การจำลองโครงสร้างควบคุมแบบสไลด์คิง

การจำลองวงจรควบคุมแบบสไลด์คิงนั้น ทำได้โดยการนำวงจรควบคุมในรูปที่ 4.6 มาเขียนเป็น Block การจำลองใน MATLAB SIMULINK ตามเงื่อนไขการสวิตช์และค่าพารามิเตอร์ที่ได้กำหนดไว้ ได้ดังนี้



รูปที่ 4.7 การจำลองวงจรควบคุมแบบสไลด์คิงด้วย MATLAB SIMULINK



## 4.5 สรุป

ในบทที่ 3 และบทที่ 4 ได้แสดงการออกแบบและจำลองรูปควบคุมความเร็วรอบทั้งสามส่วนคือ มอเตอร์ไฟฟ้าในบทที่ 3 ส่วนของตัวควบคุมในหัวข้อ 4.3 และส่วน โครงสร้างการควบคุมแบบเวกเตอร์ตามหัวข้อ 4.2

ในการออกแบบและพิสูจน์เงื่อนไขต่างๆ ตามหลักการที่ได้กล่าวมาเพื่อให้สามารถหาค่าพารามิเตอร์หรืออัตราขยายของวงจรสัญญาณควบคุมได้ และเชื่อได้ว่าสามารถควบคุมได้จริงตามหัวข้อ 4.3.4 โดยได้แสดงผลการทดลองในบทที่ 5 ส่วนการออกแบบเส้นสไลด์คิงนั้น ในบทนี้ได้ออกแบบเพียงเส้นเดียวเพื่อให้เข้าใจได้ง่าย แต่ในความเป็นจริงนั้นสามารถออกแบบได้หลายเส้นเพื่อควบคุมทางเดินของระบบตามต้องการซึ่งได้แสดงในบทที่ 5 ต่อไป

## บทที่ 5

# ผลการทดลองและวิเคราะห์ผลการทดลอง

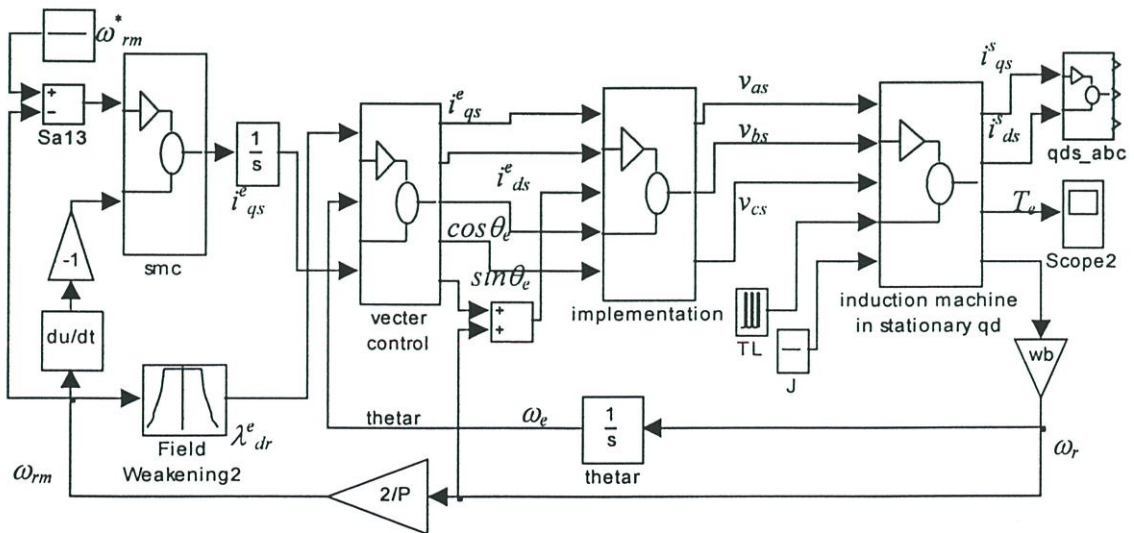
### 5.1 กล่าวนำ

จากบทที่ 4 ได้แสดงถึงการออกแบบวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง สำหรับควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส และได้แสดงวิธีการจำลองด้วย MATLAB SIMULINK โดยใช้โครงสร้างการควบคุมแบบเวกเตอร์แล้วนั้น ดังนั้นในบทนี้จึงเป็นการแสดงผลการจำลองเพื่อพิสูจน์ให้เห็นว่า วิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสได้ และยังแสดงให้เห็นการเปรียบเทียบกับตัวควบคุมแบบ PI ซึ่งมีใช้โดยทั่วไป โดยการเปรียบเทียบผลตอบสนองเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ เพื่อให้เห็นคุณสมบัติที่ดีของวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง

### 5.2 การทดสอบการควบคุมความเร็วรอบด้วยวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง

ในหัวข้อนี้ได้แสดงถึงการทำงานของวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งในทุกขั้นตอน เพื่อเป็นการอธิบายให้เข้าใจถึงวิธีการควบคุมที่นำมาประยุกต์ใช้งาน และแสดงถึงข้อดีของวิธีการควบคุมดังกล่าว

จากรูปที่ 5.1 แสดงโครงสร้าง Block diagram ของการควบคุมความเร็วรอบตามที่ได้แสดงมาแล้วในบทที่ 3 และ 4 โดยได้แสดงรายละเอียดในภาคผนวก ข.



รูปที่ 5.1 Block diagram ของการควบคุม

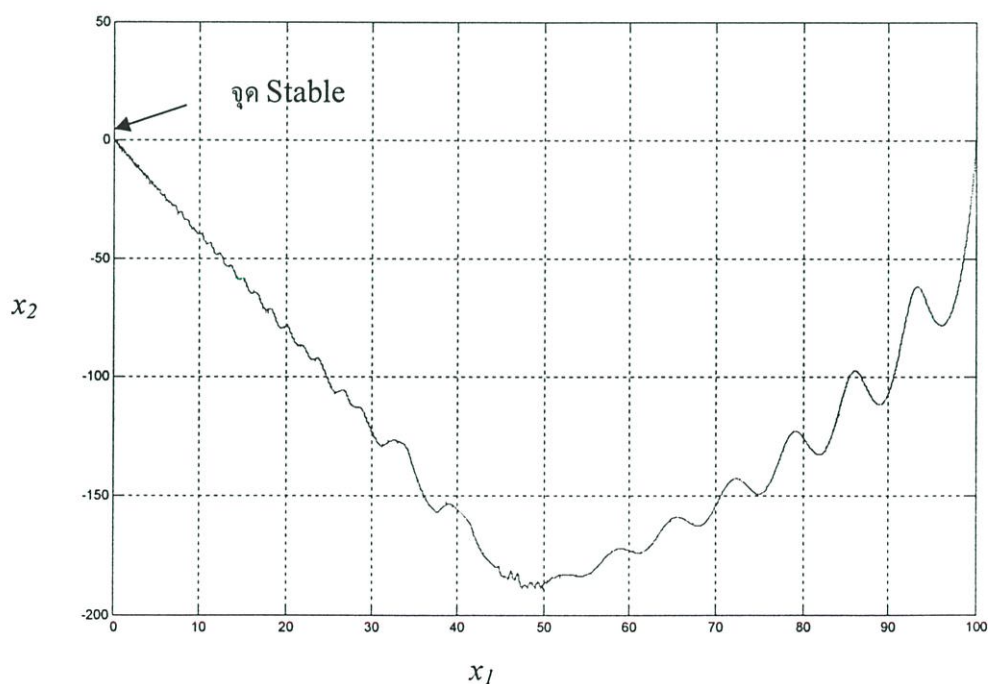
โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสในการจำลอง ดังนี้[5]

$$\begin{aligned}
 \text{พิกัด} &= 1 \text{ hp} , & v &= 200 \text{ V}_{L-L} \\
 pf &= 0.8 , & f_{rated} &= 60 \text{ Hz} \\
 r_s &= 3.35 \text{ ohms} , & r_r &= 1.99 \text{ ohms} \\
 x_{ls} &= 2.616 \text{ ohms} , & x_{lr} &= 2.616 \text{ ohms} \\
 x_m &= 61.725 \text{ ohms} , & P &= 4 \text{ poles} \\
 J &= 0.1 \text{ kg-m}^2 \\
 K_t &= 0.8434
 \end{aligned}$$

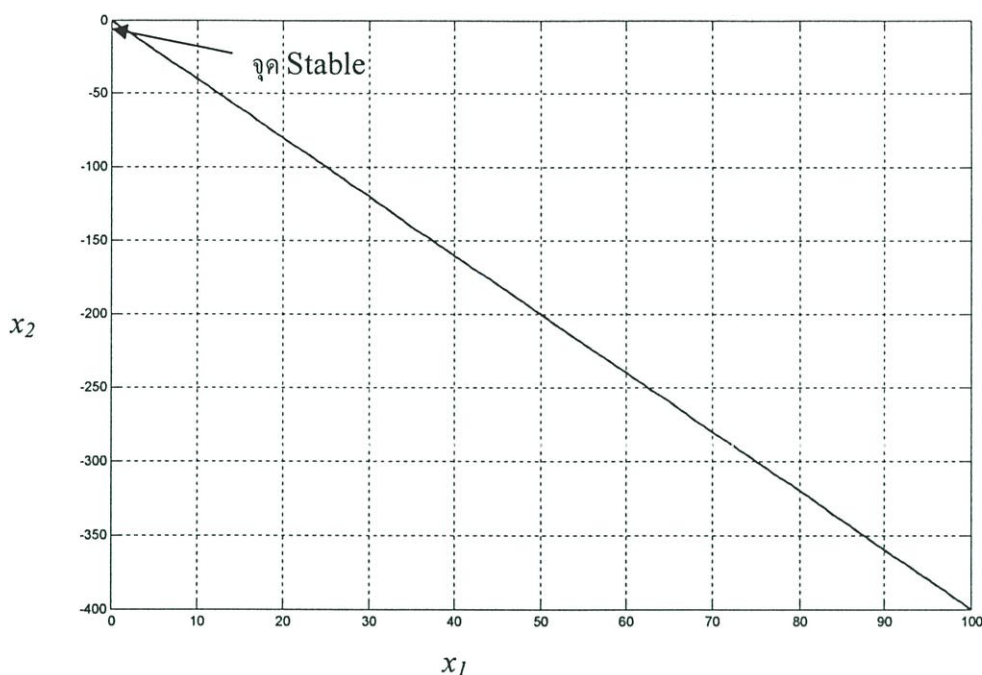
นำค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมาหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมตามหัวข้อ 4.3.4 ได้ดังนี้

$$c = 4, \alpha = 0.5, \beta = -0.5, \gamma = cJ/k_t + 0.5 = 0.97, \xi = cJ/k_t - 0.5 = 0.03$$

นำค่าพารามิเตอร์ทั้งหมดมาใช้ในโปรแกรม MATLAB SIMULINK ตามรูปที่ 5.1 โดยตั้งค่า  $\omega_{rm}^*$  ให้อิงที่ 100 rad/sec ได้ผลการทดลองดังต่อไปนี้



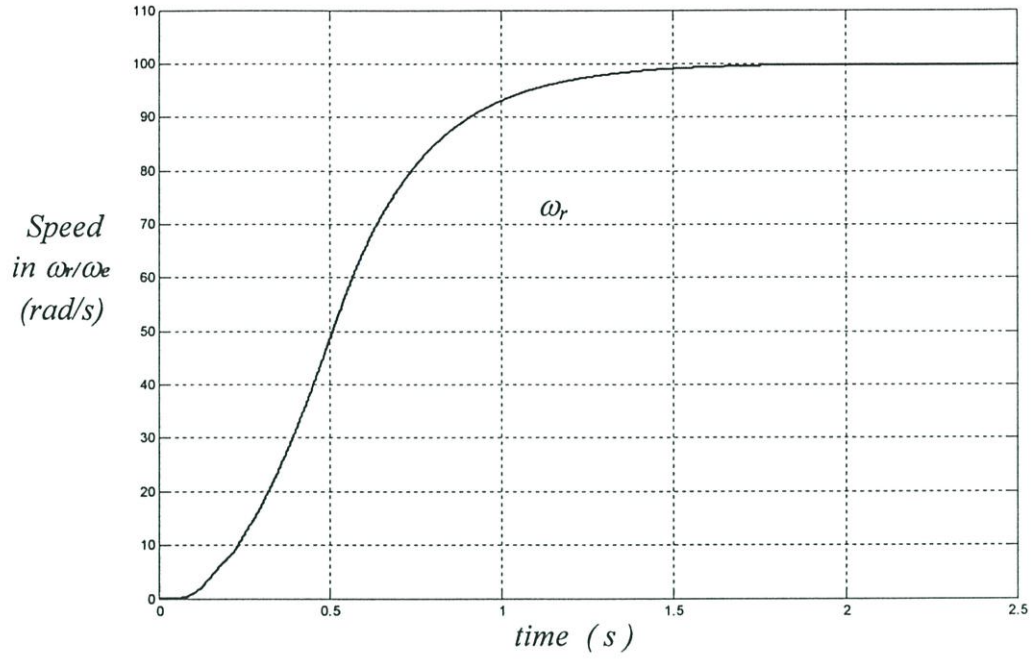
รูปที่ 5.2 ทางเดินของตัวแปรสถานะของการควบคุม ( $c = 4$ )



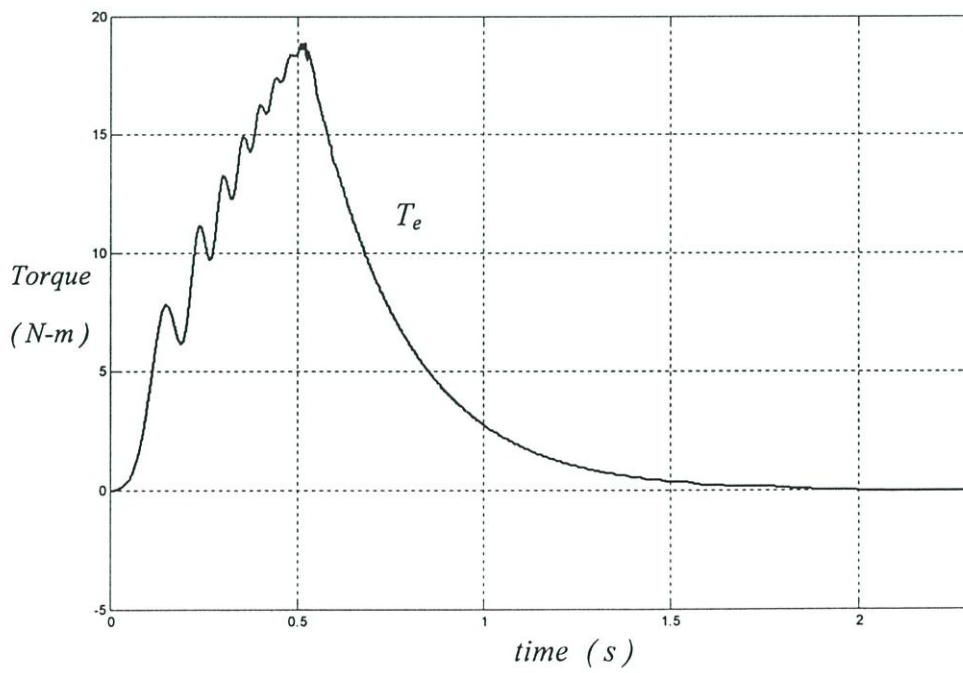
รูปที่ 5.3 เส้นสไลด์คิงที่กำหนดไว้ ( $c = 4$ )

จากรูปที่ 5.2 แสดงให้เห็นถึงการทำงานของสไลด์คิงอย่างชัดเจน โดยจะเห็นได้ว่า เมื่อมอเตอร์เริ่มทำงานที่ค่า  $x_1 = 100$  ( $error = \omega_{rm}^* - \omega_{rm} = 100$ ) และ  $x_2 = 0$  ( $d\omega_{rm}/dt = 0/t=0$ ) ต่อมาการทำงานของสวิตช์ในวงจรถูกควบคุมตามเงื่อนไขที่ได้กำหนดไว้ตามบทที่ 4 เพื่อควบคุมให้ทางเดินของตัวแปรสถานะเข้าหาเส้นสไลด์คิง ทำให้เริ่มมีค่าอัตราเร่งมากขึ้นและมอเตอร์เริ่มหมุนเร็วขึ้น ส่งผลให้ค่า  $x_1$  ลดลงตามไป จนกระทั่งค่า  $S(x) < 0$  (หรือทางเดินตัดข้ามเส้นสไลด์คิง) ทำให้มีการสวิตช์ของวงจรถูกควบคุมเป็นไปตามเงื่อนไข ทำให้ทางเดินกลับเข้าหาเส้นสไลด์คิงอีกครั้ง ซึ่งจากรูปที่ 5.2 จะเห็นได้ว่ามีทางเดินเป็นลักษณะสลับไปมาเหมือนฟันเลื่อยตามเส้นสไลด์คิงที่กำหนดไว้ตามรูปที่ 5.3 และเข้าหาเสถียรภาพที่จุดกำเนิด เป็นไปตามหลักการควบคุมแบบสไลด์คิงอย่างแน่นอน

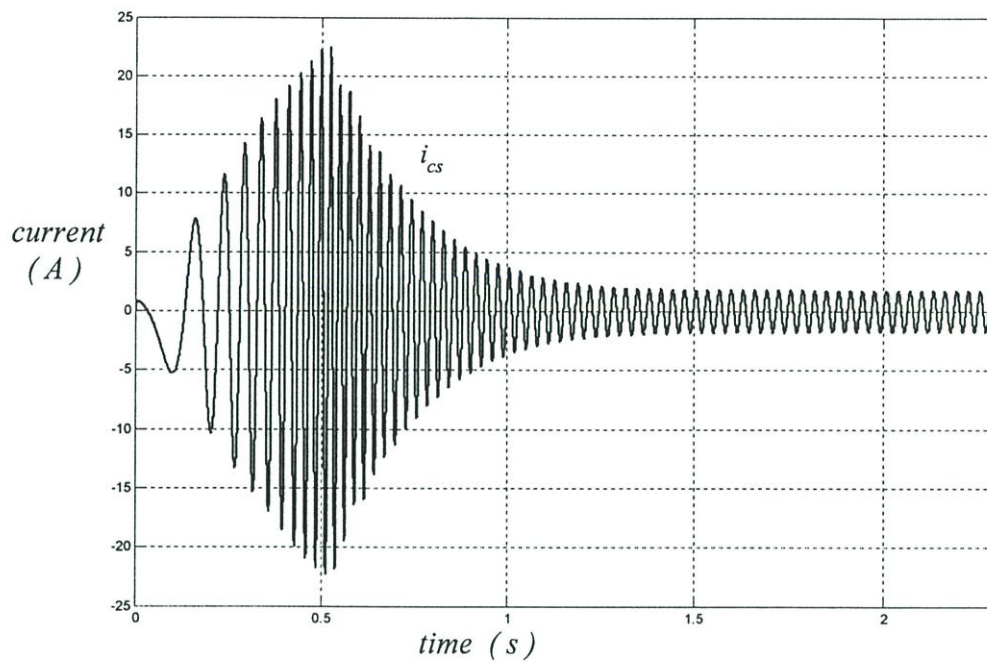
ส่วนรูปที่ 5.4 แสดงผลตอบสนองของความเร็วรอบจากการควบคุมแบบสไลด์คิงที่มีทางเดินของตัวแปรสถานะตามรูปที่ 5.2 ซึ่งจะเห็นว่า การเข้าหาค่าความเร็วอ้างอิงนั้น ไม่เกิด overshoot ตามหลักการควบคุม เนื่องจากทางเดินที่กำหนดไว้ ค่า  $x_1$  อยู่ทางด้านบวกตลอดจนถึงจุด stable และค่าอัตราเร่งถูกบังคับให้ลดลงตามทางเดินที่เข้าหาเสถียรภาพตามรูปที่ 5.3



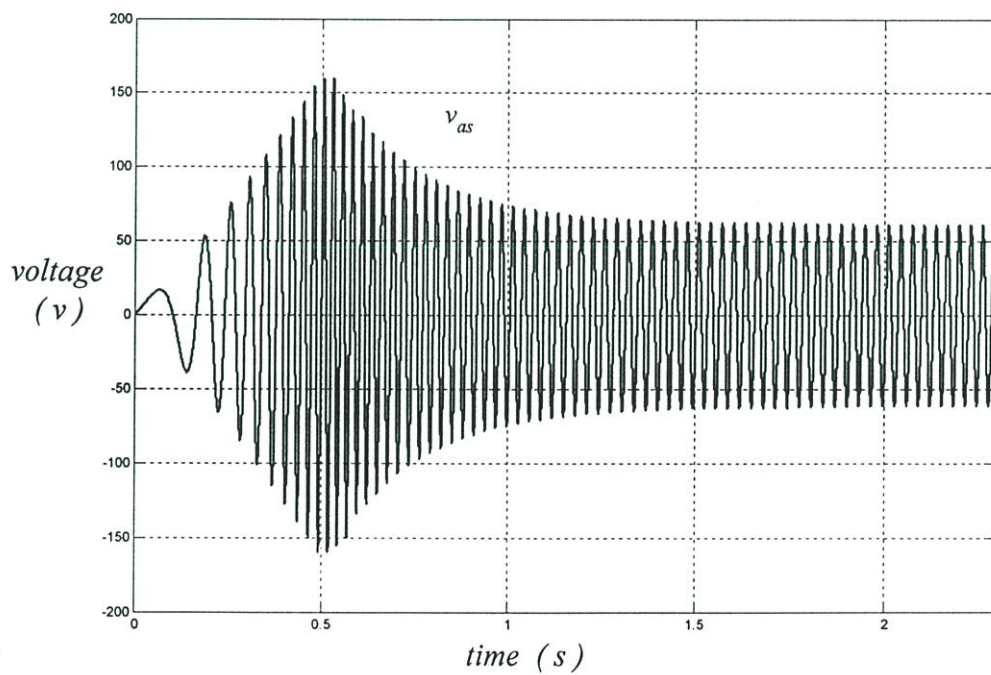
รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองของความเร็รรอบ



รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองของแรงบิด ( $T_e$ ) เมื่อ  $T_L = 0$

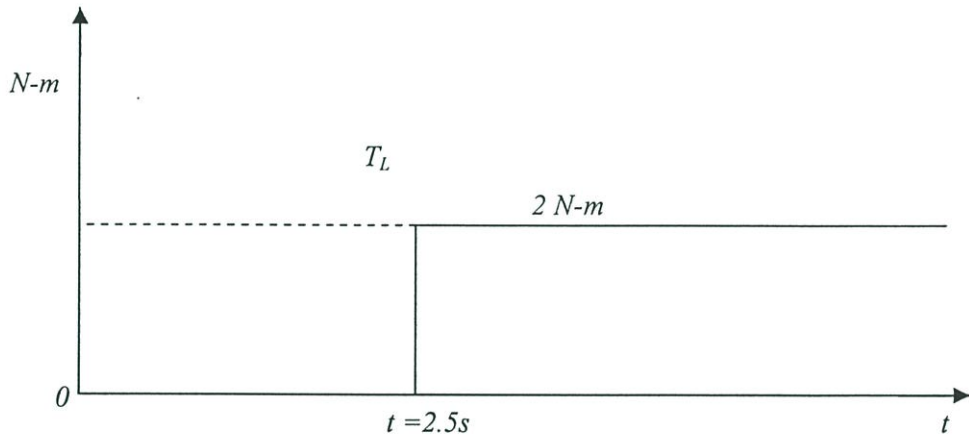


รูปที่ 5.6 ค่ากระแสไฟฟ้าต่อเฟส ที่ขดลวดสเตเตอร์  $i_{cs}$

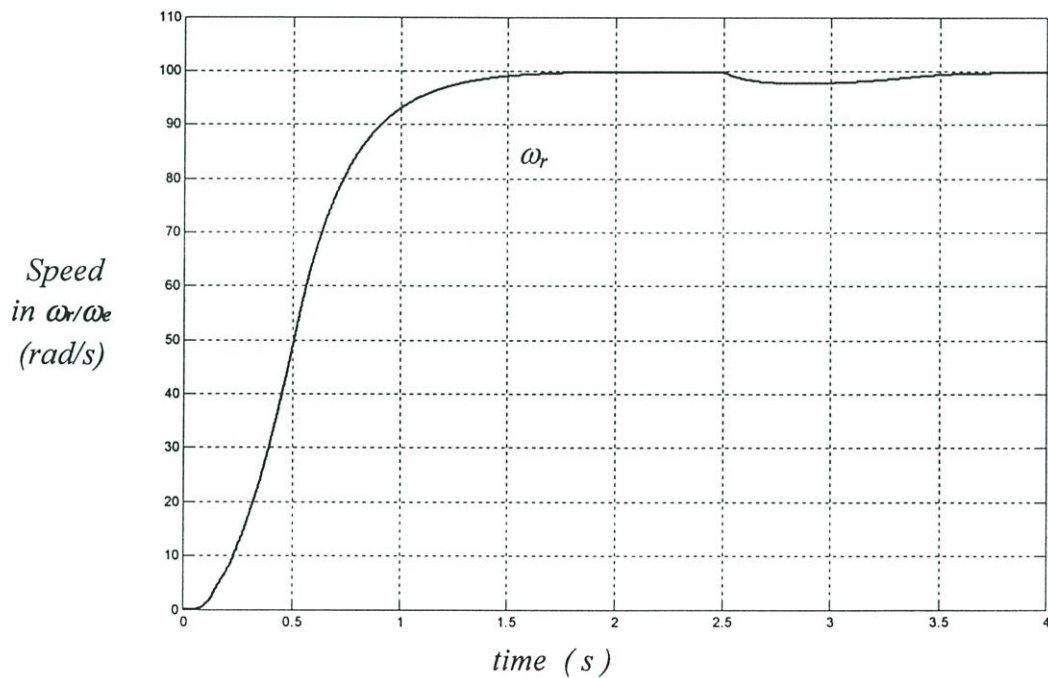


รูปที่ 5.7 ค่าแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสที่ขดลวดสเตเตอร์  $v_{as}$

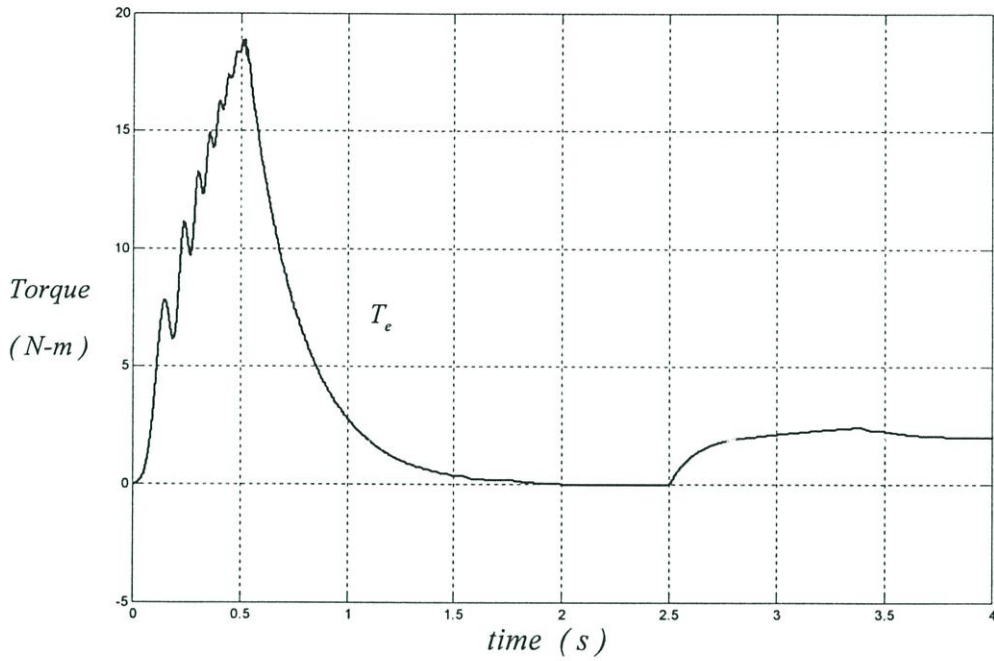
เมื่อกำหนดให้มีโหลดคงที่  $T_L = 2 \text{ N-m}$  เกิดขึ้นที่เวลา  $t = 2.5 \text{ s}$  ตามรูปที่ 5.8 โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ตามการทดลองในรูปที่ 5.2 ถึง 5.7 ได้ผลการทดสอบดังรูปที่ 5.9 และ 5.10



รูปที่ 5.8 โหลดคงที่  $T_L = 2 \text{ N-m}$  เกิดขึ้นที่เวลา  $t = 2.5 \text{ s}$

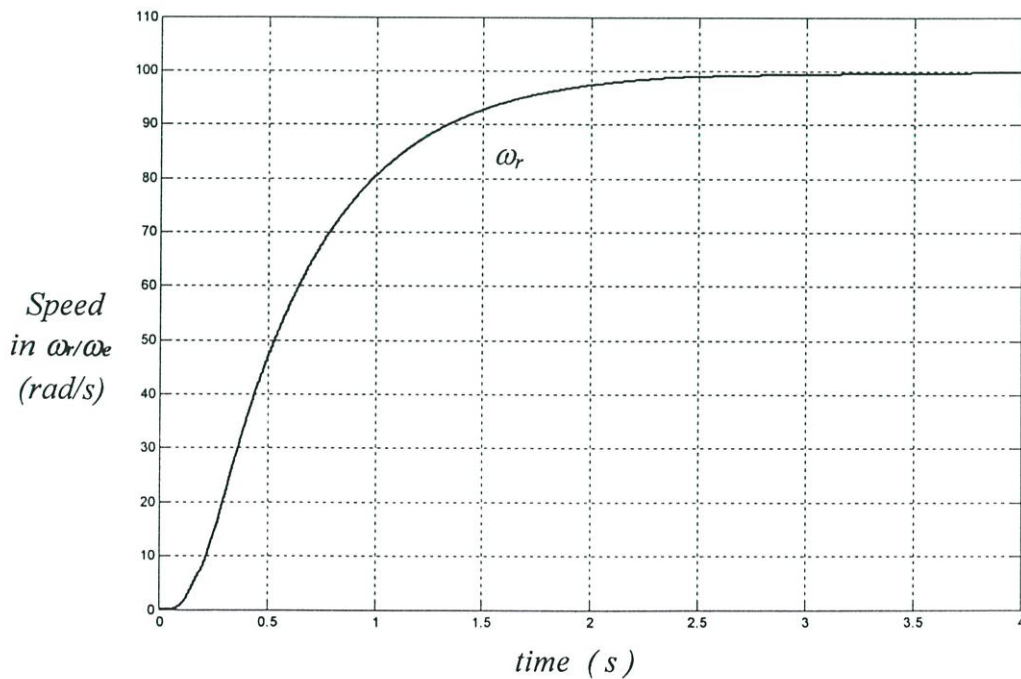


รูปที่ 5.9 ผลตอบสนองของความเร็วยวรอบ

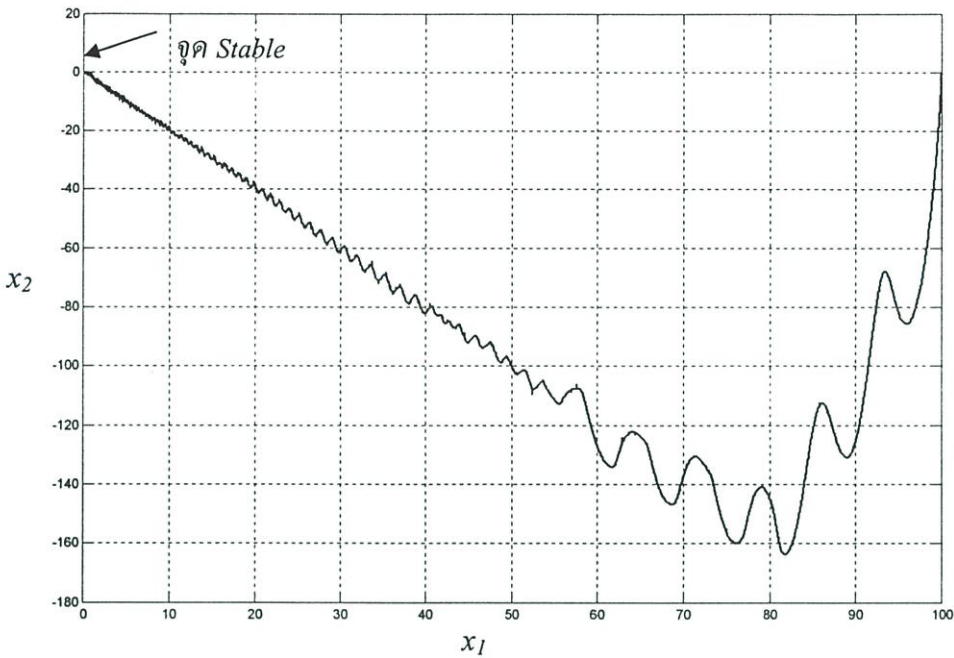


รูปที่ 5.10 ผลตอบสนองของแรงบิด ( $T_e$ )

จากที่เคยแสดงมาแล้วว่าการกำหนดค่า  $c$  จะทำให้ผลตอบสนองมีค่าเร็วขึ้นนั้น ดังนั้นเมื่อกำหนดค่า  $c = 2$ ,  $\alpha = 0.5$ ,  $\beta = -0.5$ ,  $\gamma = cJ/k_t + 0.5$ ,  $\xi = cJ/k_t - 0.5$  ได้ผลการทดสอบดังรูปที่ 5.11 ซึ่งจะเห็นว่าให้ผลตอบสนองที่ช้ากว่า เมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 5.4 เนื่องจากค่า  $c$  ลดลง



รูปที่ 5.11 ผลตอบสนองของความเร็วรอบ ( $c = 2$ )



รูปที่ 5.12 ทางเดินของตัวแปรสถานะ ( $c = 2$ )

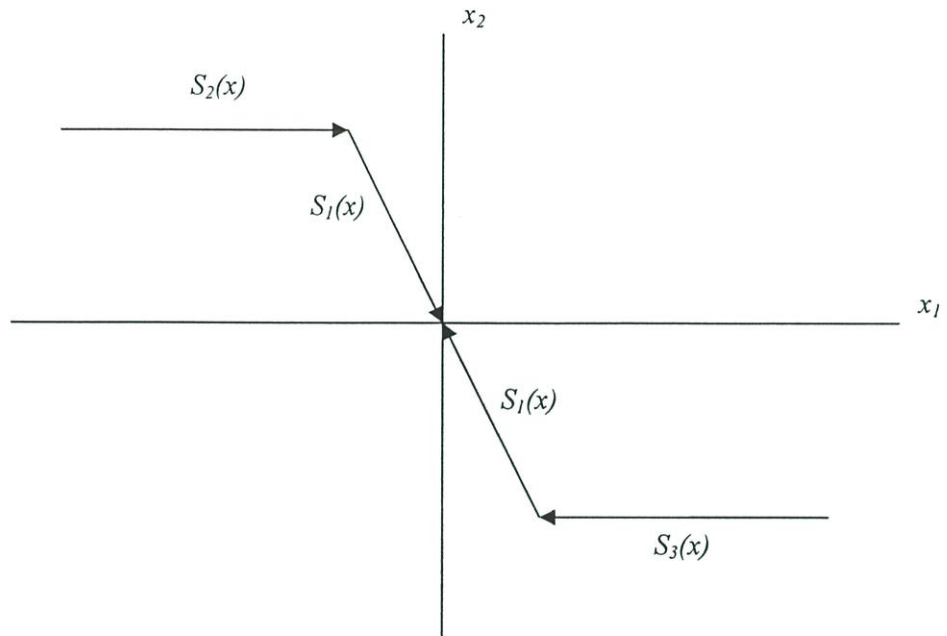
จากรูปที่ 5.2 ถึงรูปที่ 5.12 แสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติของการนำวิธีการควบคุมแบบสไลด์คิงมาประยุกต์ ใช้ควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส โดยได้แสดงทางเดินของตัวแปรสถานะตามรูปที่ 5.2 ที่มีลักษณะเป็นการทำงานแบบสวิทช์สลับไปมาตามเส้นสไลด์คิงที่ได้กำหนดไว้ แต่จะเห็นว่าในช่วงเริ่มต้นของการทำงานทางเดินของตัวแปรสถานะ ไม่ได้ถูกกำหนดทิศทางในการเข้าหาเส้นสไลด์คิงไว้ ดังนั้นถ้ากำหนดทางเดินเพิ่มเติมเพื่อให้การเข้าหาจุดกำเนิดโดยอยู่ภายใต้อัตราเร่งที่สูงขึ้น ก็จะส่งผลให้ผลตอบสนองเร็วขึ้น ดังจะได้แสดงในหัวข้อต่อไป

### 5.3 การกำหนดวงจรถวลเพิ่มเติม

การควบคุมแบบสไลด์คิงนั้นสามารถกำหนดทางเดินของตัวแปรสถานะบน Phase-Plane เพื่อให้การทำงานมีผลตอบสนองตามต้องการได้ ดังนั้น การที่จะได้ผลตอบสนองที่เร็วขึ้นจากที่ได้แสดงมาแล้วในหัวข้อ 5.2 นั้น จึงสามารถทำได้ด้วยการกำหนดทางเดินเพิ่มเติม ซึ่งเป็นทางเดินที่อยู่ภายใต้ความสามารถที่สัญญาณควบคุมสามารถควบคุมได้ โดยทางเดินที่เพิ่มเติมนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อกำหนดให้การทำงานช่วงก่อนจะเข้าถึงเส้นสไลด์คิง  $S_1(x)$  (ตามที่ได้กำหนดในหัวข้อ 5.2) เป็นอัตราเร่งที่สามารถกำหนดได้ ( $X_{2MAX}$ ) โดยใช้เส้นสไลด์คิง  $S_2(x)$  และ  $S_3(x)$  เป็นตัวกำหนด ดังแสดงในรูปที่ 5.13 และกำหนดให้เป็นสมการเส้นตรงตามสมการที่ (5.1) และ (5.2)

$$S_2(x) = x_2 - X_{2MAX} = 0 \quad (5.1)$$

$$S_3(x) = x_2 + X_{2MAX} = 0 \quad (5.2)$$



รูปที่ 5.13 ทางเดินของตัวแปรสถานะที่กำหนดให้การทำงานเข้าหาอัตราเร่งที่กำหนด

โดยการทำงานของวงจรถวลุมเริ่มจากค่าผิดพลาด  $x_1$  แล้วมีทางเดินเข้าหาเส้นสไลด์คิง  $S_3(x)$  (ค่าผิดพลาดเป็นค่าบวก) หรือมีทางเดินเข้าหาเส้นสไลด์คิง  $S_2(x)$  (ค่าผิดพลาดเป็นค่าลบ) โดยเส้นนี้จะเป็นตัวควบคุมให้การทำงานเร็วขึ้นด้วย อัตราเร่งที่กำหนดก่อนจะถึงเส้น  $S_1(x)$  แล้วจึงมีทางเดินตามเส้น  $S_1(x)$  เข้าหาจุดกำเนิด จึงสามารถทำให้ผลตอบสนองของระบบมีความเร็วเพิ่มขึ้น

จากทางเดินที่ได้กำหนดไว้ สามารถกำหนดวงจรถวลุมเพื่อให้งานมีลักษณะเป็น สวิตซ์ โดยจะใช้ลูบควบคุมของ  $x_1$  และ  $x_2$  เช่นเดียวกับเส้นสไลด์คิง  $S_1(x)$  ใช้อัตราขยายตาม สมการที่ (5.2) , (5.3) และ (5.4) และสามารถเขียนเป็นรูปได้ดังรูปที่ 5.14

$$u(t)_1 = \psi_1 x_1 + \psi_2 x_2 \quad (5.3)$$

$$u(t)_2 = \psi_3 x_1 + \psi_4 x_2 \quad (5.4)$$

$$u(t)_3 = \psi_5 x_1 + \psi_6 x_2 \quad (5.5)$$

โดยกำหนดให้ค่า  $\psi_1, \psi_2, \psi_3, \psi_4, \psi_5$  และ  $\psi_6$  มีการเปลี่ยนแปลงตามสถานะของ  $S(x)$  ณ ตำแหน่งต่างๆ บน phase plane ด้วยเงื่อนไขการสวิตช์ดังนี้

$$\begin{aligned}\psi_1 &= \alpha_1 \text{ เมื่อ } S_1(x)x_1 \geq 0 \\ &= \beta_1 \text{ เมื่อ } S_1(x)x_1 < 0\end{aligned}\tag{5.6}$$

$$\begin{aligned}\psi_2 &= \gamma_1 \text{ เมื่อ } S_1(x)x_2 \geq 0 \\ &= \xi_1 \text{ เมื่อ } S_1(x)x_2 < 0\end{aligned}\tag{5.7}$$

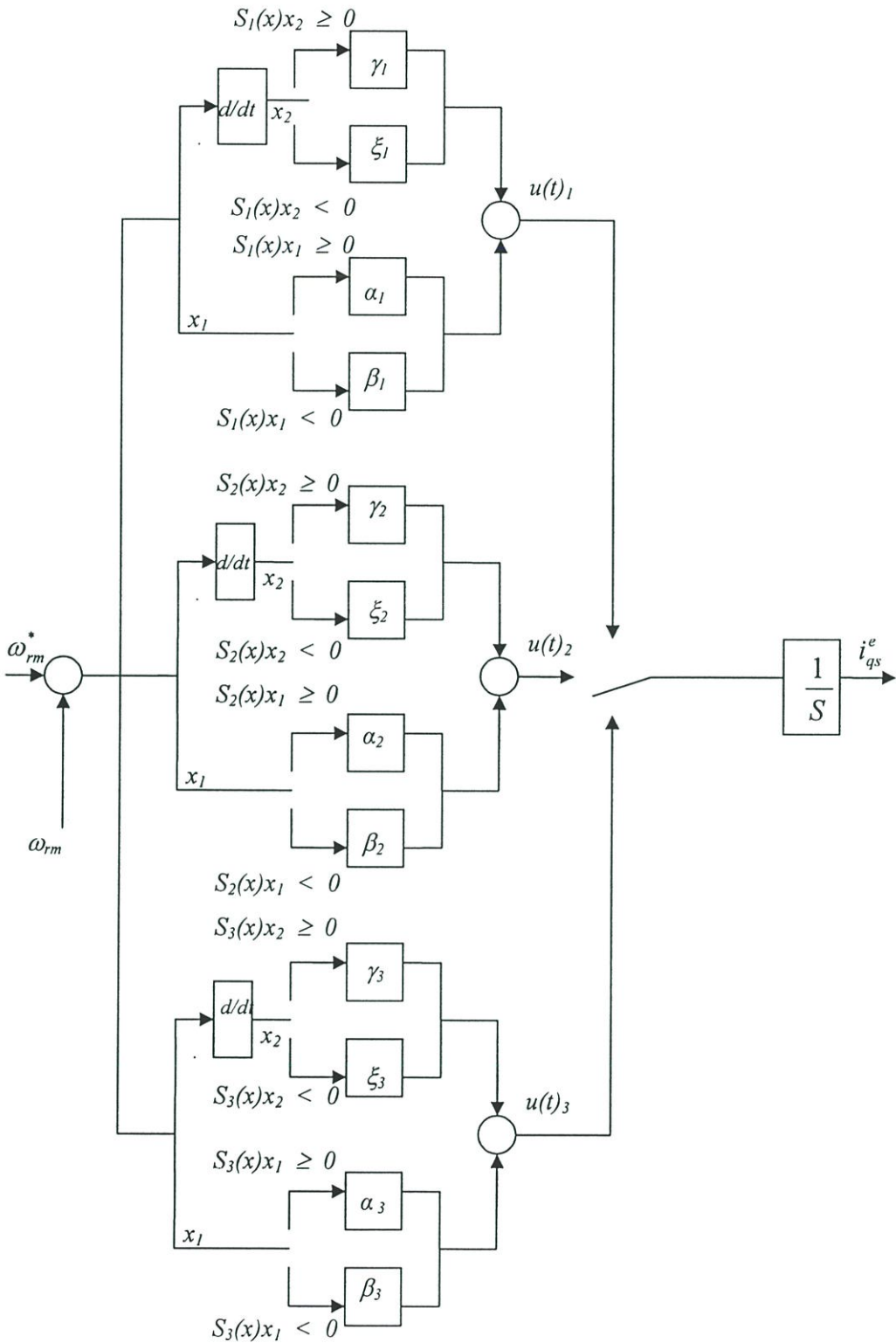
$$\begin{aligned}\psi_3 &= \alpha_2 \text{ เมื่อ } S_2(x)x_1 \geq 0 \\ &= \beta_2 \text{ เมื่อ } S_2(x)x_1 < 0\end{aligned}\tag{5.8}$$

$$\begin{aligned}\psi_4 &= \gamma_2 \text{ เมื่อ } S_2(x)x_2 \geq 0 \\ &= \xi_2 \text{ เมื่อ } S_2(x)x_2 < 0\end{aligned}\tag{5.9}$$

$$\begin{aligned}\psi_5 &= \alpha_3 \text{ เมื่อ } S_3(x)x_1 \geq 0 \\ &= \beta_3 \text{ เมื่อ } S_3(x)x_1 < 0\end{aligned}\tag{5.10}$$

$$\begin{aligned}\psi_6 &= \gamma_3 \text{ เมื่อ } S_3(x)x_2 \geq 0 \\ &= \xi_3 \text{ เมื่อ } S_3(x)x_2 < 0\end{aligned}\tag{5.11}$$

เมื่อ  $\alpha, \beta, \gamma, \xi$  คือ อัตราขยายของวงจรถอบคุม และสามารถเขียนรูปโครงสร้างของวงจรถอบคุมใหม่ได้ดังนี้



รูปที่ 5.14 วงจรควบคุมซึ่งมีทางเดินที่กำหนดไว้ สามทางเดิน

ส่วนการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรถูกควบคุมตามเส้นสไลด์คิง  $S_2(x)$  และ  $S_3(x)$  นั้น ใช้หลักการเดียวกับการหาพารามิเตอร์ของเส้นสไลด์คิง  $S_1(x)$  ที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 5.2 โดยสามารถแสดงได้ดังนี้

$$S_2(x) = x_2 - X_2 \max \quad (5.12)$$

$$\dot{S}_2(x) = \dot{x}_2 \quad (5.13)$$

นำค่า  $x_2^*$  จากสมการที่ (4.18) แทนใน (5.13) ได้

$$\dot{S}_2(x) = -\frac{k_t}{J} u(t)_2 \quad (5.14)$$

นำสมการที่ (5.4) และ (5.14) แทนลงในสมการที่ (2.16) ได้

$$S_2(x) \dot{S}_2(x) < 0 \Leftrightarrow -S_2(x) \left[ \frac{k_t}{J} (\psi_3 x_1 + \psi_4 x_2) \right] < 0 \quad (5.15)$$

จากสมการที่ (5.15) สามารถพิสูจน์หาค่าอัตราขยายเพื่อให้สมการที่ (5.15) เป็นจริง โดยมีรูปควบคุมตามรูปที่ (5.14) ได้ดังนี้

พิจารณาลูปวงจรถูกควบคุม  $x_1$  มีเงื่อนไขเพื่อให้  $S_2(x) \frac{k_t}{J} \psi_3 x_1$  มีค่าเป็นบวกเท่านั้น

$$\begin{aligned} \text{ถ้า } S_2(x)x_1 > 0 \text{ กำหนดให้ } \psi_3 &= \alpha_2 \\ \text{ดังนั้น } k_t \alpha_2 / J > 0 \text{ นั่นคือ } \alpha_2 &> 0 \end{aligned} \quad (5.16)$$

$$\begin{aligned} \text{ถ้า } S_2(x)x_1 < 0 \text{ กำหนดให้ } \psi_3 &= \beta_2 \\ \text{ดังนั้น } k_t \beta_2 / J < 0 \text{ นั่นคือ } \beta_2 &< 0 \end{aligned} \quad (5.17)$$

พิจารณาลูปวงจรถูกควบคุม  $x_2$  มีเงื่อนไขเพื่อให้  $S_2(x) \frac{k_t}{J} \psi_4 x_2$  มีค่าเป็นบวกเท่านั้น

$$\begin{aligned} \text{ถ้า } S_2(x)x_2 > 0 \text{ กำหนดให้ } \psi_4 &= \gamma_2 \\ \text{ดังนั้น } (k_t \gamma_2 / J) > 0 \text{ นั่นคือ } \gamma_2 &> 0 \end{aligned} \quad (5.18)$$

$$\begin{aligned} \text{ถ้า } S_2(x)x_2 < 0 \text{ กำหนดให้ } \psi_4 &= \xi_2 \\ \text{ดังนั้น } (k_1\xi_2/J) < 0 \text{ นั่นคือ } \xi_2 < 0 \end{aligned} \quad (5.19)$$

ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมตามเส้นสไลด์คิง  $S_3(x)$  จึงมีวิธีการหาค่าเหมือนกับเส้น  $S_2(x)$  โดยแสดงได้ดังนี้  
พิจารณาจุดวงจรถ  $x_1$

$$\begin{aligned} \text{ถ้า } S_3(x)x_1 > 0 \text{ กำหนดให้ } \psi_5 &= \alpha_3 \\ \text{ดังนั้น } k_1\alpha_3/J > 0 \text{ นั่นคือ } \alpha_3 > 0 \end{aligned} \quad (5.20)$$

$$\begin{aligned} \text{ถ้า } S_3(x)x_1 < 0 \text{ กำหนดให้ } \psi_5 &= \beta_3 \\ \text{ดังนั้น } k_1\beta_3/J < 0 \text{ นั่นคือ } \beta_3 < 0 \end{aligned} \quad (5.21)$$

พิจารณาจุดวงจรถ  $x_2$

$$\begin{aligned} \text{ถ้า } S_3(x)x_2 > 0 \text{ กำหนดให้ } \psi_6 &= \gamma_3 \\ \text{ดังนั้น } (k_1\gamma_3/J) > 0 \text{ นั่นคือ } \gamma_3 > 0 \end{aligned} \quad (5.22)$$

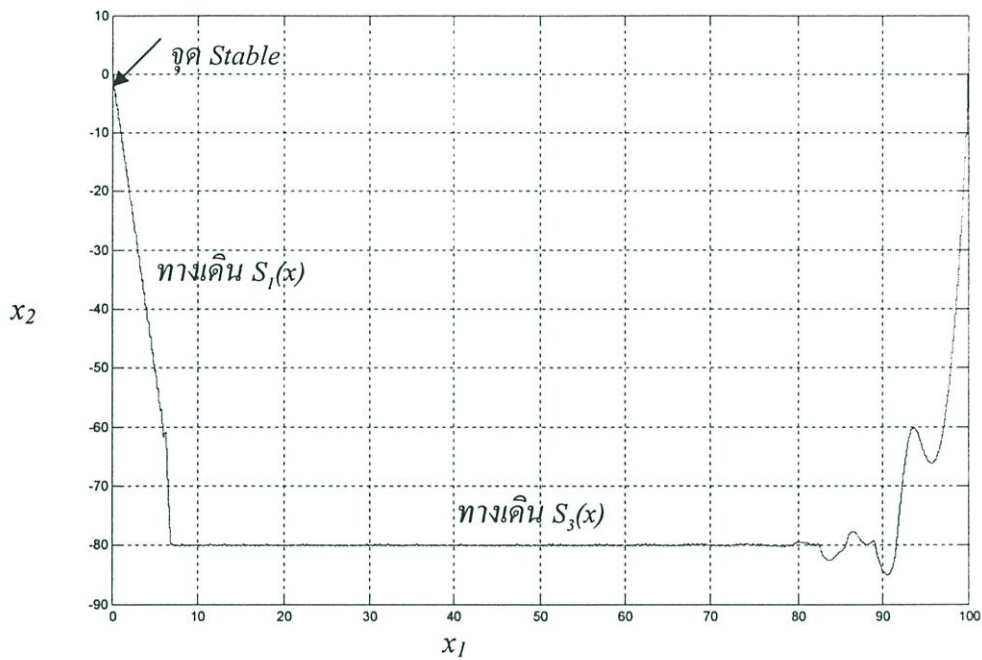
$$\begin{aligned} \text{ถ้า } S_3(x)x_2 < 0 \text{ กำหนดให้ } \psi_6 &= \xi_3 \\ \text{ดังนั้น } (k_1\xi_3/J) < 0 \text{ นั่นคือ } \xi_3 < 0 \end{aligned} \quad (5.23)$$

ทำการทดลองโดยใช้พารามิเตอร์ของมอเตอร์ตามหัวข้อ 5.2 และใช้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังนี้

$$c = 10, \alpha_1 = 3, \beta_1 = -3, \gamma_1 = cJ/k_1 + 12, \xi_1 = cJ/k_1 - 12, \alpha_2 = 0.5, \beta_2 = 0.5, \gamma_2 = 0.5, \xi_2 = -0.5, \alpha_3 = 0.5, \beta_3 = -0.5, \gamma_3 = 0.5, \xi_3 = -0.5, X_{2MAX} = 80$$

ส่วนโครงสร้าง Block diagram ของวงจรควบคุมตามที่ได้แสดงมาแล้วใน รูปที่ 5.14 นั้นได้แสดงรายละเอียดในภาคผนวก ข.

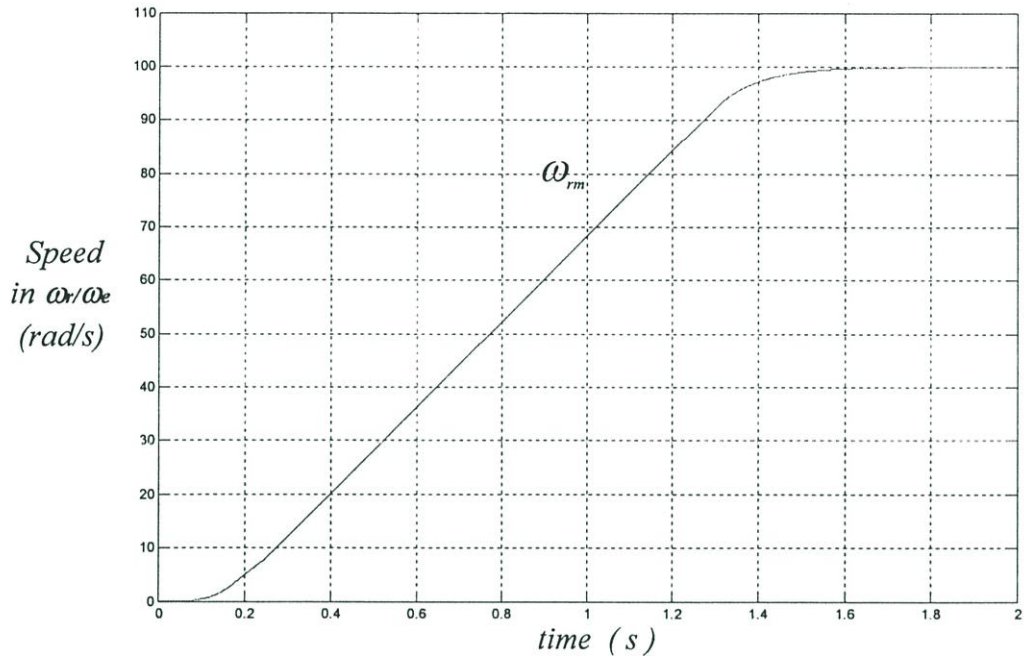
โดยมีผลการทดลองดังต่อไปนี้



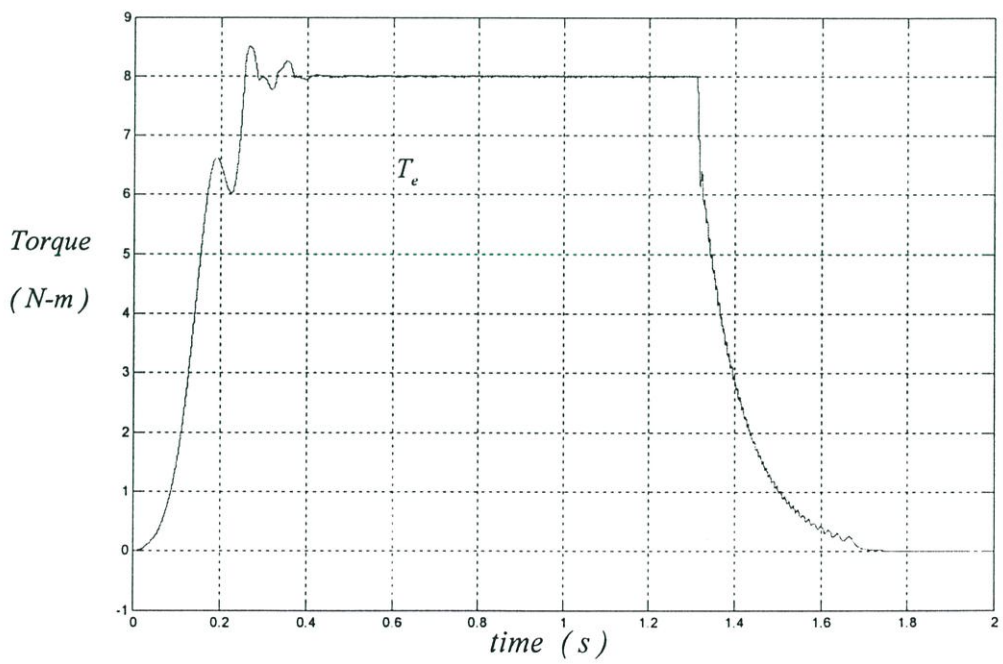
รูปที่ 5.15 ทางเดินของตัวแปรสถานะ

จากรูปที่ 5.15 แสดงทางเดินของตัวแปรสถานะ โดยจะเห็นว่าเมื่อเริ่มทำงานที่ค่า  $x_1=100$ ,  $x_2=0$  การควบคุมเริ่มต้นจะมีการสวิตช์ไปที่ตำแหน่งลู่วางจรวจควบคุม  $u(t)$ , เนื่องจากค่า  $x_1 > 0$  เพื่อจะควบคุมทางเดินให้เป็นไปตามเส้นสไลด์คิง  $S_3(x)$  ดังรูปที่ 5.15 โดยทางเดินจะถูกควบคุมให้เป็นไปตามเส้นดังกล่าวจนกระทั่งตัดกับเส้นสไลด์คิง  $S_1(x)$  การควบคุมจึงจะถูกกำหนดให้สวิตช์ทำงานเปลี่ยนไปใช้วงจรวจควบคุม  $u(t)$ , แทน เพื่อควบคุมให้ทางเดินเข้าหาจุดกำเนิด ดังรูปที่ 5.15

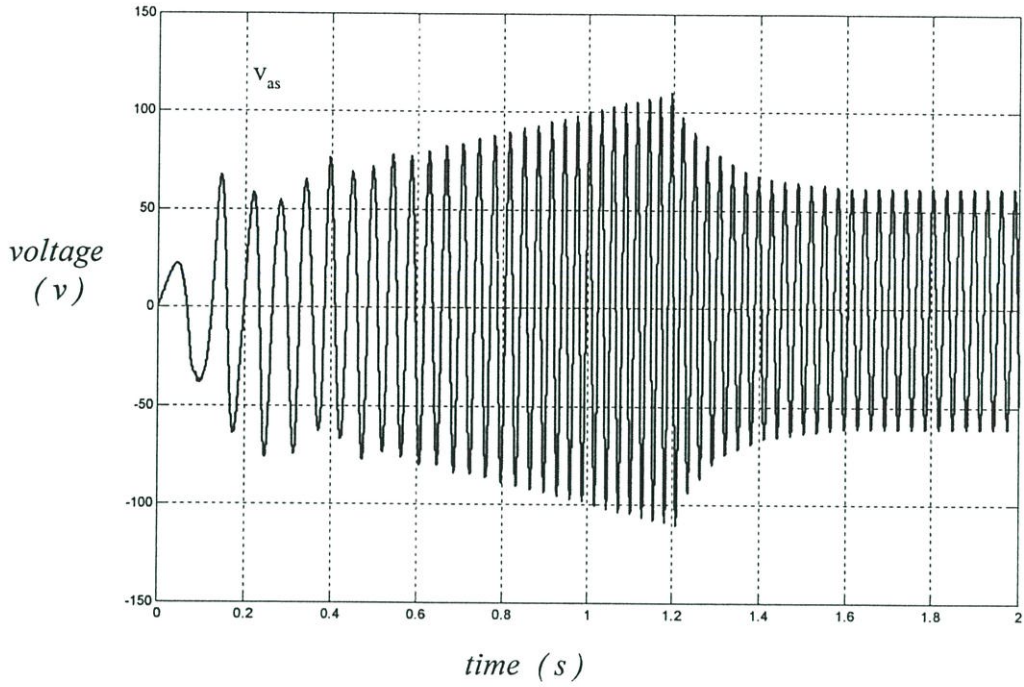
ดังนั้น การทำงานแบบนี้จะทำให้ผลตอบสนองเร็วขึ้นเพราะการทำงานอยู่ภายใต้อัตราเร่งที่กำหนด ดังจะเห็นได้ดังรูปต่อไปนี้



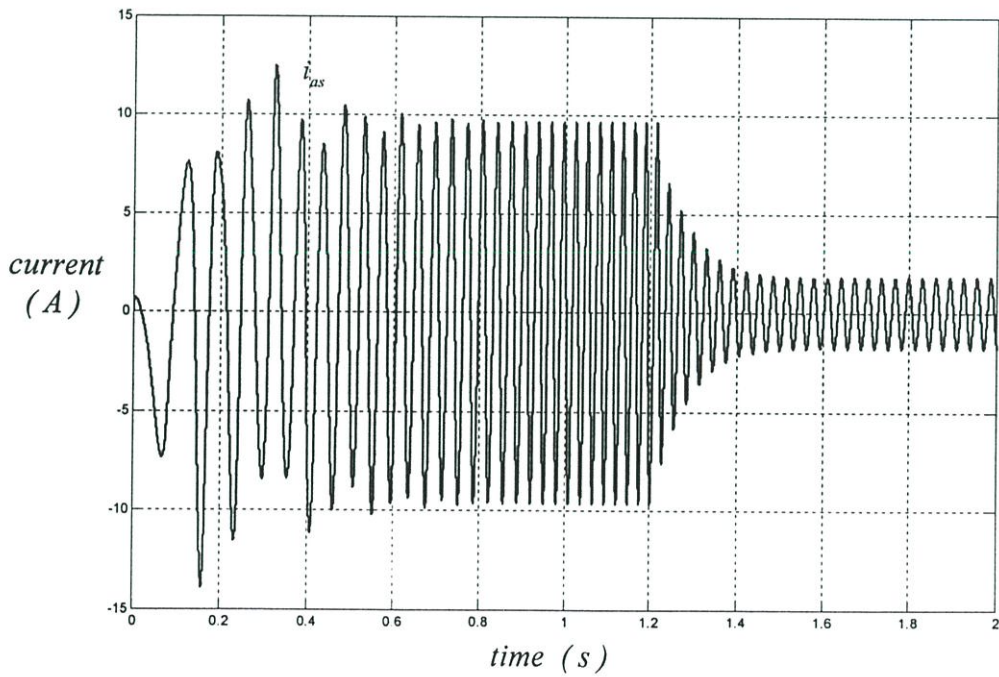
รูปที่ 5.16 ผลตอบสนองของความเร็รรอบ



รูปที่ 5.17 ผลตอบสนองของแรงบิด

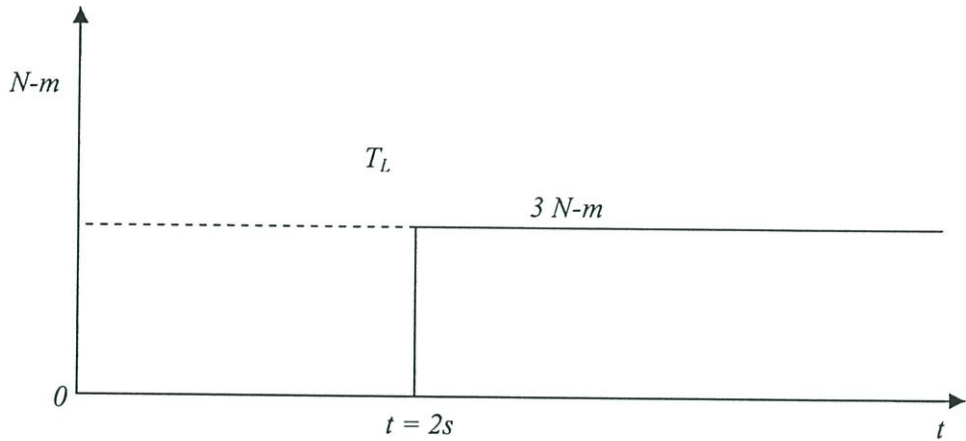


รูปที่ 5.18 ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่ขดลวดสเตเตอร์

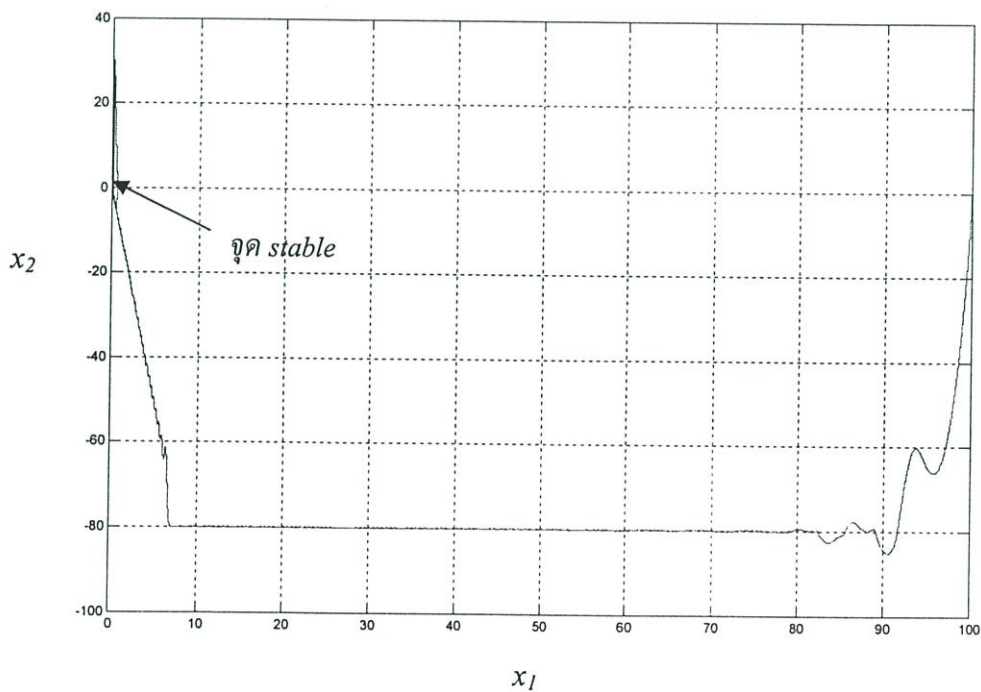


รูปที่ 5.19 ผลตอบสนองของกระแสไฟฟ้า

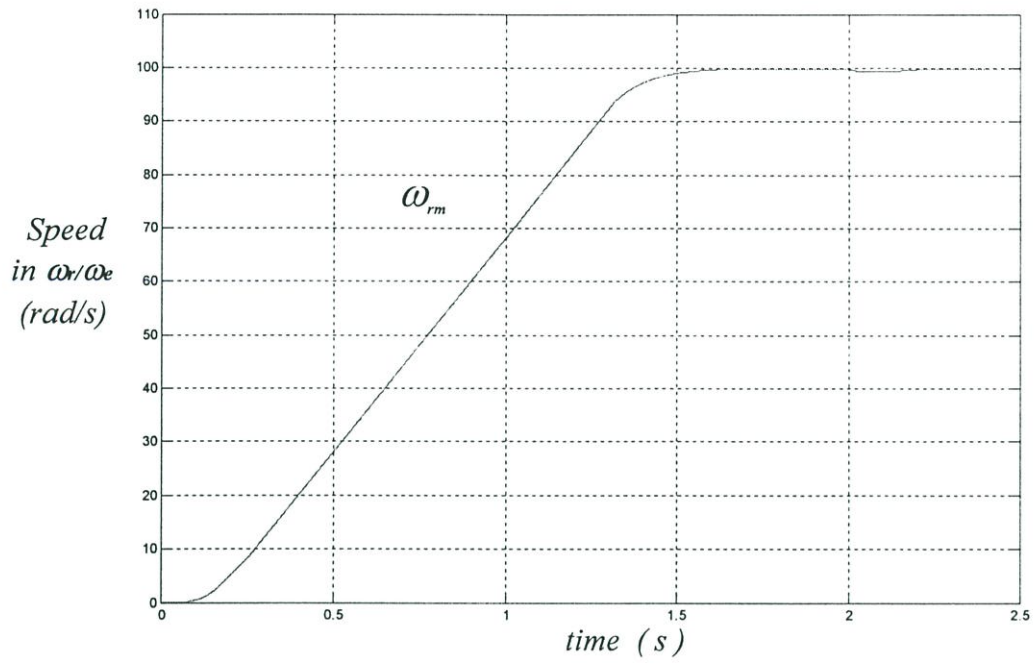
เมื่อกำหนดให้มีโหลดคงที่  $T_L = 3 \text{ N-m}$  เกิดขึ้นที่เวลา  $t = 2 \text{ s}$  ตามรูปที่ 5.20 โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ตามการทดลองในรูปที่ 5.16 ถึง 5.19 ได้ผลการทดสอบดังนี้



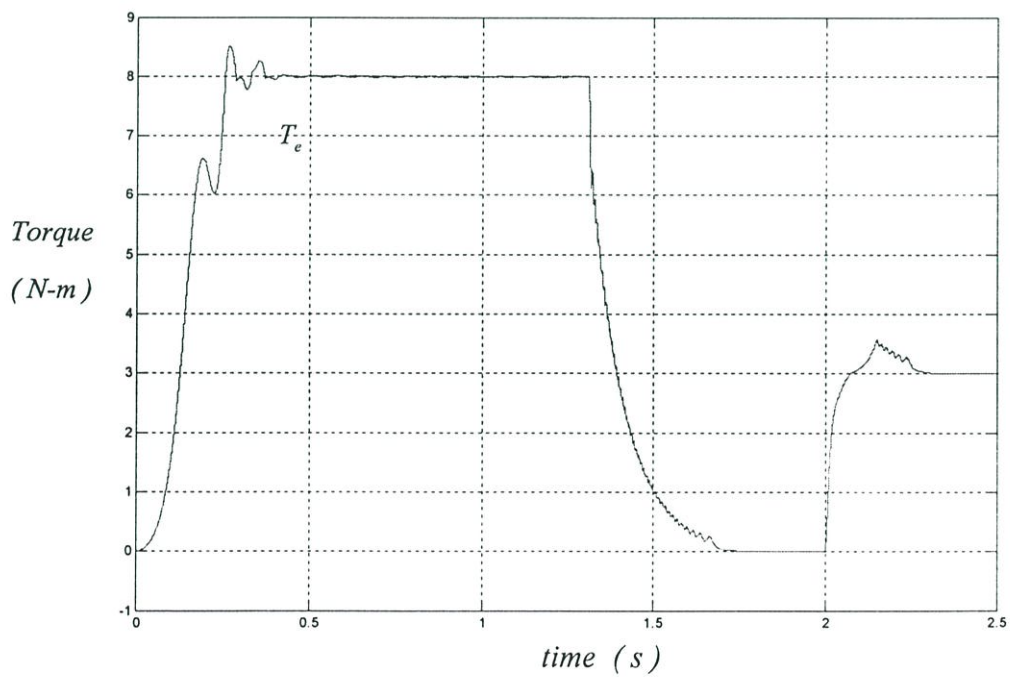
รูปที่ 5.20 โหลดคงที่  $T_L = 3 \text{ N-m}$  เกิดขึ้นที่เวลา  $t = 2 \text{ s}$



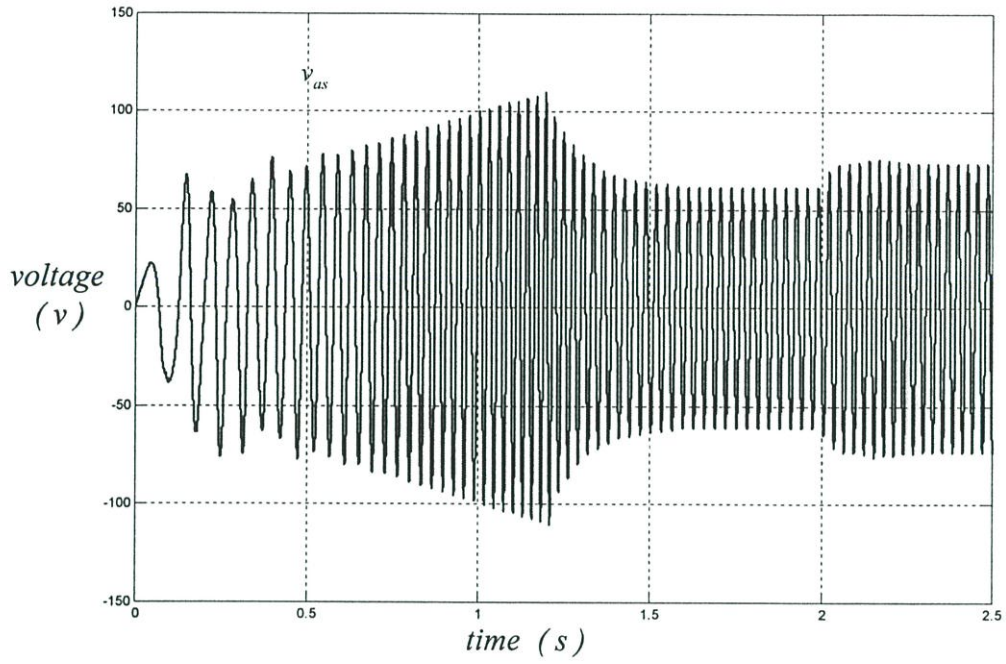
รูปที่ 5.21 ทางเดินของตัวแปรสถานะ



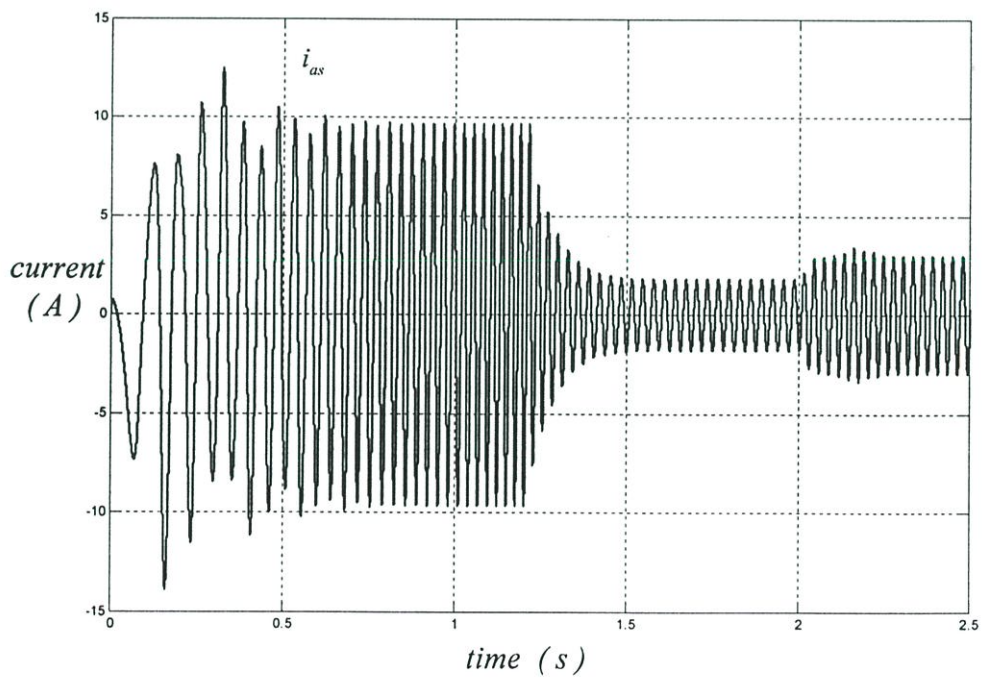
รูปที่ 5.22 ผลตอบสนองของความเร็รรอบ



รูปที่ 5.23 ผลตอบสนองของแรงบิด



รูปที่ 5.24 แสดงผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 5.25 แสดงผลตอบสนองของกระแสไฟฟ้า

จากรูปที่ 5.15 ถึงรูปที่ 5.25 แสดงการทำงานของระบบที่ได้ออกแบบทางเดินของตัวแปรสถานะเพิ่มเติม ซึ่งสามารถควบคุมทางเดินตามเส้นสไลด์คิงที่ได้กำหนดไว้ได้ ส่งผลให้ผลตอบสนองเร็วขึ้น

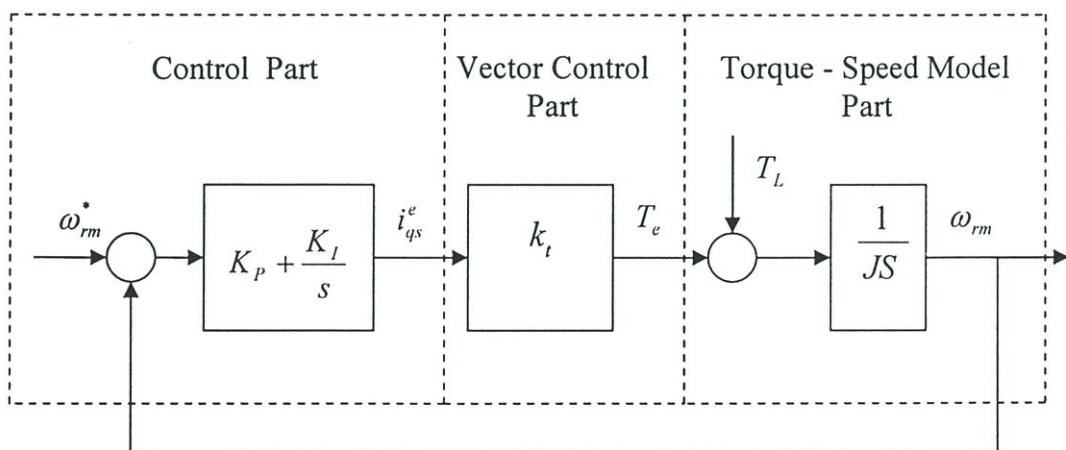
#### 5.4 คุณสมบัติที่ดีของการควบคุมแบบสไลด์คิง

ในหัวข้อนี้จะเป็นการแสดงให้เห็นถึง คุณสมบัติที่ดีของการควบคุมแบบสไลด์คิงในด้านต่างๆ ที่เหมาะสมกับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ เช่น ไม่เกิด Overshoot กำหนดอัตราเร่งได้ และที่สำคัญคือเป็นระบบควบคุมที่คงทนไม่อ่อนไหวต่อการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์

การแสดงให้เห็นคุณสมบัติที่ดีนั้นในงานวิจัยนี้จะใช้วิธีการเปรียบเทียบระหว่างตัวควบคุมแบบสไลด์คิงกับตัวควบคุมแบบ PI โดยใช้โครงสร้างการควบคุมแบบเดียวกัน ซึ่งมีความแตกต่างเฉพาะตัวควบคุมเท่านั้น และตัวควบคุมแบบสไลด์คิงนั้นได้แสดงหลักการ วิธีการออกแบบ วิธีการจำลอง และผลการทดลองมาแล้วในหัวข้อที่ผ่านมา ดังนั้นในหัวข้อนี้จะแสดงเฉพาะผลการทดลองที่นำมาเปรียบเทียบและการวิเคราะห์ผลการทดลอง

##### 5.4.1 การหาค่าพารามิเตอร์ของ PI

ในการหาเกณฑ์  $K_p$  และ  $K_i$  ของ การควบคุมแบบ PI นั้น เราจะสมมติว่าระบบควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีแต่เพียงค่าโมเมนต์ความเฉื่อย ( $J$ ) เช่นเดียวกับที่ใช้หาค่าพารามิเตอร์ของการควบคุมแบบสไลด์คิง ดังนั้นจะได้บล็อกไดอะแกรมของระบบอย่างง่ายดังรูปที่ 5.26



รูปที่ 5.26 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมความเร็วรอบ

โดยที่ระบบจะมีฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดคั้งสมการต่อไปนี้

$$G_o(s) = (K_p + \frac{K_I}{s})k_t \frac{1}{Js} \quad (5.24)$$

จากนั้นเลือก Cross Over Frequency  $\omega_o = 50 \text{ rad/s}$  (เป็นค่าที่ทำให้ได้ผลตอบสนองชั่วขณะที่เหมาะสมและเพียงพอสำหรับระบบที่ใช้ในงานอุตสาหกรรมทั่วไป[8]) และ  $k_t = 0.8434$  ดังนั้นเราจะได้

$$|G_o(j\omega_o)| = 1 \approx K_p \frac{k_t}{J\omega_o} \quad (5.25)$$

$$K_p = J\omega_o/k_t = 5.928 \quad (5.26)$$

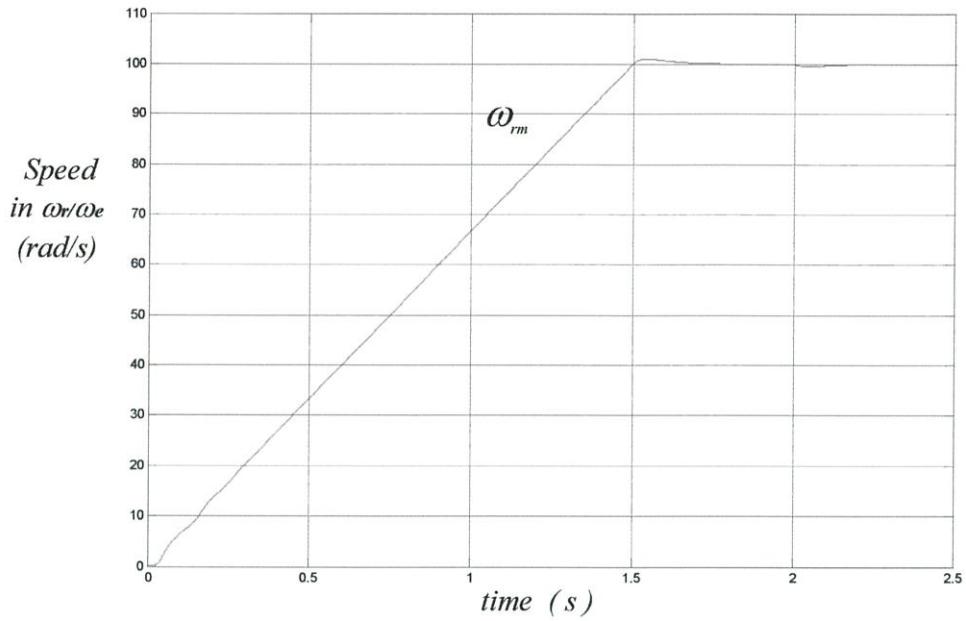
และเลือก Cut-off frequency ของ PI ( $K_I/K_p$ )  $\omega_c = \omega_o/5 = 10 \text{ rad/s}$  ซึ่งเป็นค่าที่ให้ Phase Margin ที่เพียงพอสำหรับเสถียรภาพในการควบคุมจะใช้

$$K_I = 10K_p = 59.28 \quad (5.27)$$

$$T_I = 1/K_I = 0.0168 \quad (5.28)$$

เมื่อหาค่าเกณฑ์ของตัวควบคุมแบบ PI ได้แล้ว จึงนำไปใช้จำลองด้วย MATLAB SUMULINK โดยใช้โครงสร้างควบคุมแบบเดียวกับการควบคุมแบบสไลด์คั้ง (ซึ่งได้แสดงรายละเอียดในภาคผนวก ข.) ที่ความเร็วอ้างอิง  $100 \text{ rad/s}$  เริ่มจาก  $0 - 100 \text{ rad/s}$  ที่เวลา  $1.5s$  ได้ผลการทดลองดังรูปที่ 5.27 ซึ่งแสดงผลตอบสนองของความเร็วรอบ โดยมี Step load  $T_L = 3 \text{ N-m}$  ที่เวลา  $t = 2 \text{ sec}$  ตามรูปที่ 5.20

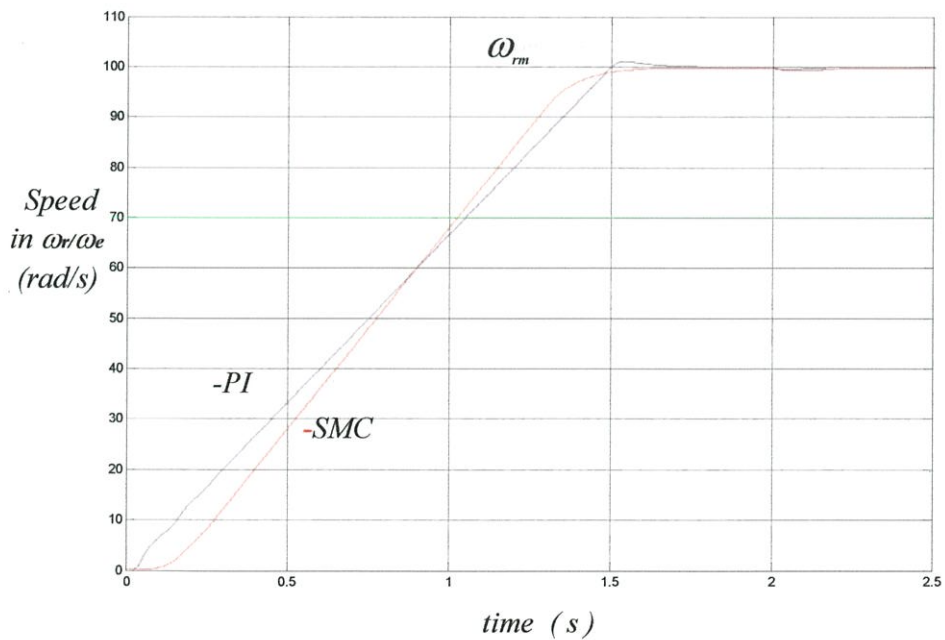
ดังนั้นในหัวข้อที่ 5.4.2 จะแสดงการเปรียบเทียบเพื่อให้เห็นคุณสมบัติต่างๆ โดยใช้วิธีการควบคุมตามที่ได้ออกแบบและทดลองมาแล้วก่อนหน้านี



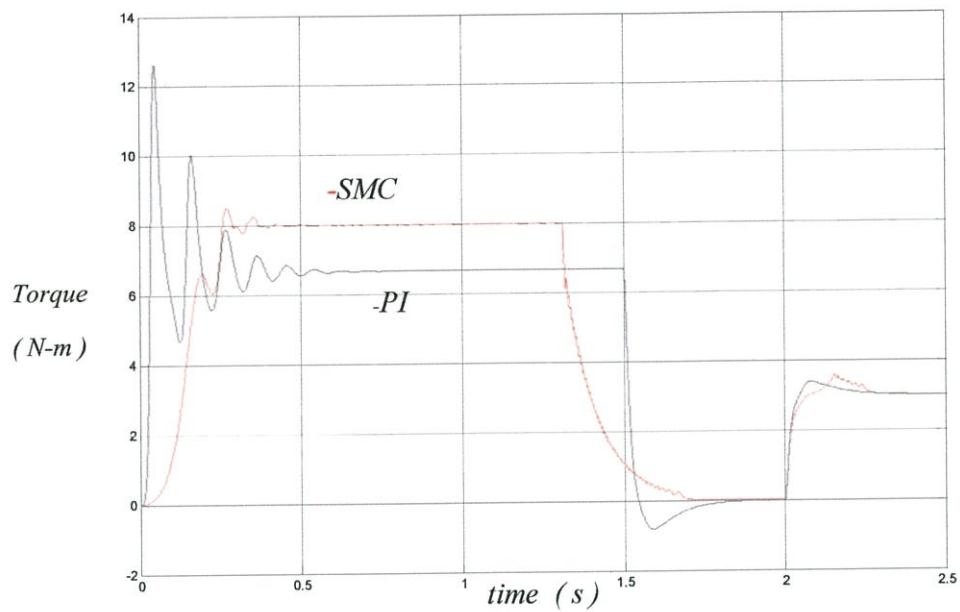
รูปที่ 5.27 ผลตอบสนองของความเร็วรอบเมื่อใช้ตัวควบคุม PI

#### 5.4.2 แสดงการเปรียบเทียบ

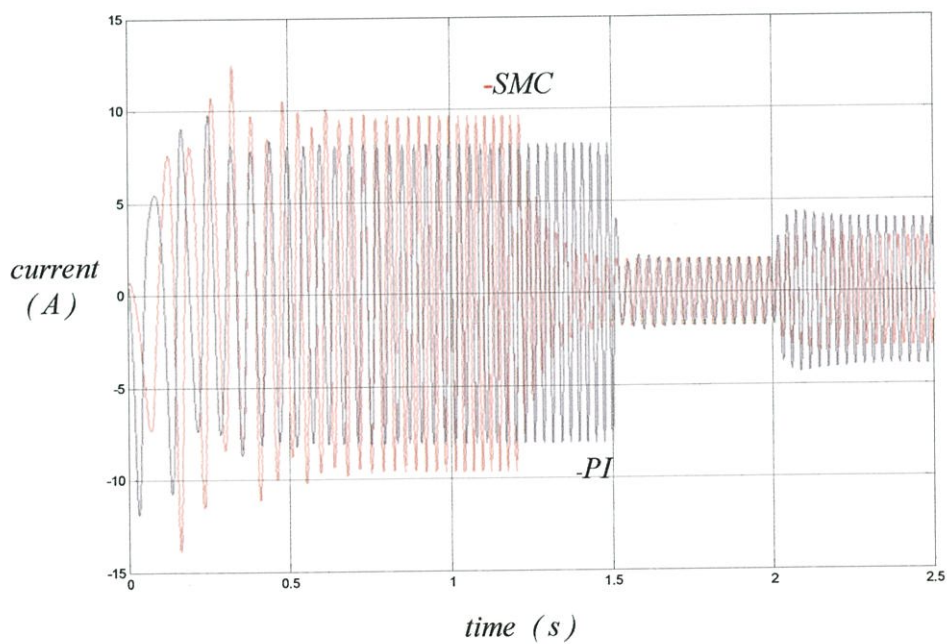
เริ่มจากการแสดงผลตอบสนองของความเร็วรอบ ที่ความเร็วรอบอ้างอิง  $\omega_{rm}^* = 100$  rad/s โดยมี Step load  $T_L = 3$  N-m ที่เวลา  $t = 2$  sec ตามรูปที่ 5.20 แสดงดังนี้



รูปที่ 5.28 ผลตอบสนองของความเร็วรอบ



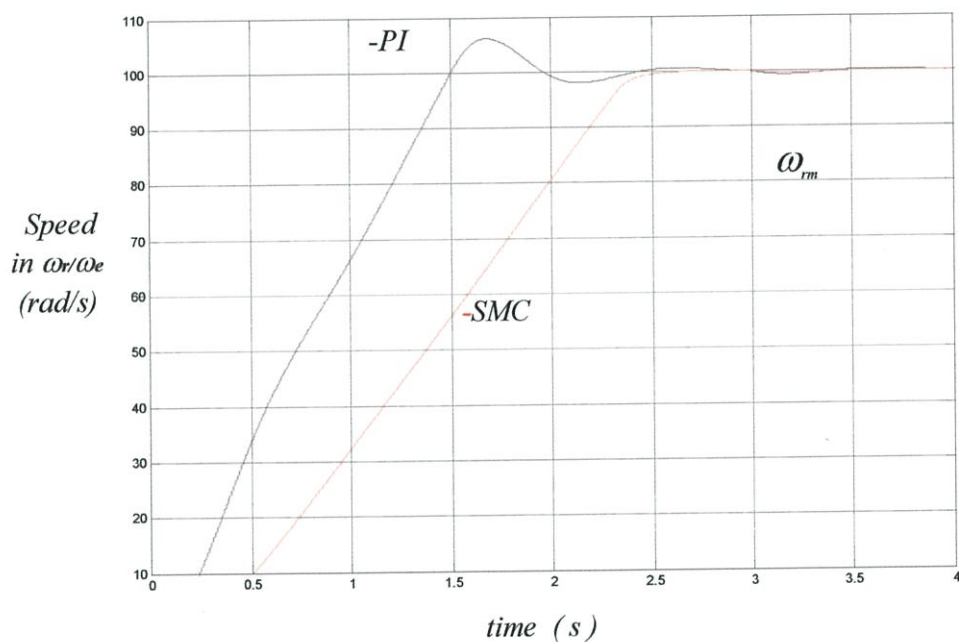
รูปที่ 5.29 แรงบิดที่มอเตอร์สร้างขึ้น



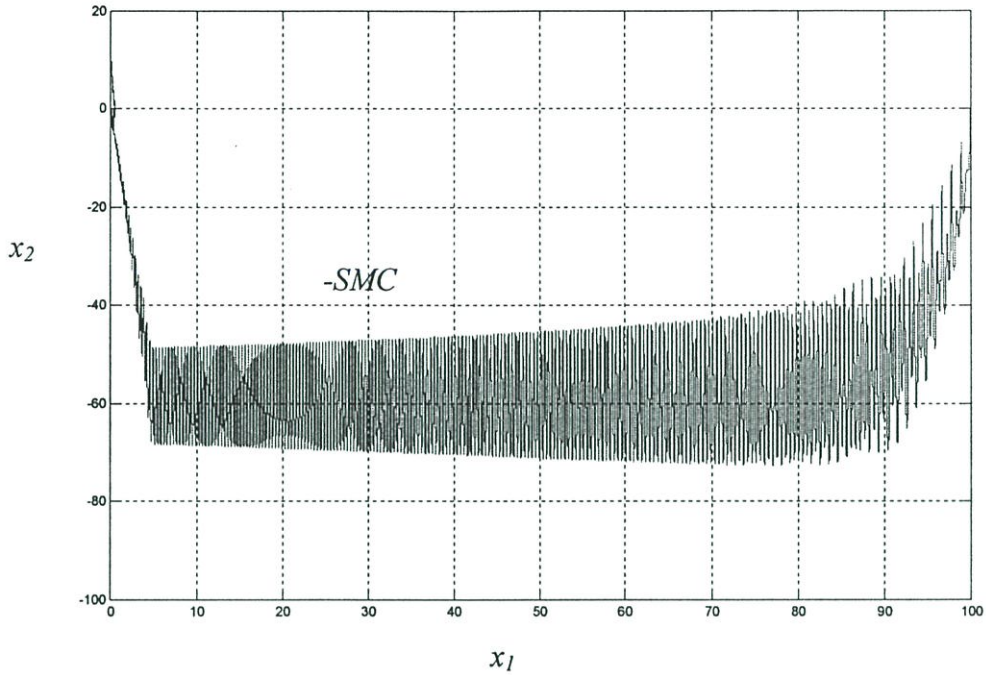
รูปที่ 5.30 กระแสไฟฟ้าที่ขดลวดสเตเตอร์

เนื่องจากในทางปฏิบัติ การหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำนั้นอาจจะเกิดการผิดพลาดได้ และในสภาวะการทำงานของมอเตอร์นั้นค่าพารามิเตอร์ก็อาจมีการเปลี่ยนแปลงได้ เช่นการเปลี่ยนแปลงจากอุณหภูมิ เป็นต้น ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงมีการเปรียบเทียบให้เห็นถึงความคงทนของระบบควบคุมแบบสไลด์ดิ้งเมื่อค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงไป ดังนี้

การทดสอบความคงทนของระบบควบคุม ได้ใช้การจำลองที่กำหนดให้พารามิเตอร์เฉพาะในส่วนของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสมีค่าเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม 2 เท่า และค่า  $J$  ของมอเตอร์มีการเปลี่ยนจาก ค่า 0.1 เป็น 0.5 ส่วนค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในตัวควบคุมและในโครงสร้างควบคุมแบบเวกเตอร์นั้นยังคงเหมือนเดิม โดยมี Step load  $T_L = 3 \text{ N-m}$  ที่เวลา  $t = 3 \text{ sec}$  มีผลการทดลองดังนี้



รูปที่ 5.31 ผลตอบสนองของความเร็รรอบ



รูปที่ 5.32 ทางเดินของตัวแปรสถานะ แบบสไลด์คิง

จากผลการทดสอบตามรูปที่ 5.27 ถึงรูปที่ 5.32 จะเห็นว่าเมื่อพารามิเตอร์ของมอเตอร์เปลี่ยนไปแล้ว ส่งผลให้ค่า  $K_p$ ,  $K_i$  ที่ได้ออกแบบไว้นั้น ไม่เหมาะสมต่อการควบคุม แต่การควบคุมแบบสไลด์คิงนั้นมีค่าอัตราขยายที่เพียงพอต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์เนื่องจากมีลักษณะการทำงานแบบสวิตช์สลับไปมา เพื่อให้ทางเดินของตัวแปรสถานะเข้าหาเส้นสไลด์คิงในทุกๆ จุดเริ่มต้น ดังนั้นถึงแม้ว่าทางเดินมีทิศทางเปลี่ยนไปบ้างจากพารามิเตอร์ที่เปลี่ยนไป แต่ก็ยังสามารถควบคุมให้เข้าหาเส้นสไลด์คิงได้ โดยอาจส่งผลให้ความเร็วของผลตอบสนองช้ามากขึ้น

แต่การเปลี่ยนแปลงต้องอยู่ภายใต้ขอบเขตของค่าอัตราขยายที่มีความสามารถควบคุมได้ โดยการออกแบบให้เหมาะสม

## บทที่ 6

# สรุปและวิจารณ์

### 6.1 สรุปและวิจารณ์

วิทยานิพนธ์นี้ เป็นการจำลองการควบคุมโดยใช้วิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งมาควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส เริ่มจากการจำลองมอเตอร์ให้มีคุณสมบัติเสมือนจริงตามที่ได้แสดงในบทที่ 3 แล้วจึงออกแบบสัญญาณควบคุมแบบสไลด์ดิ้งโดยเริ่มจากมีทางเดินหนึ่งเส้นตามบทที่ 4 ต่อมาได้จำลองด้วย MATLAB SIMULINK ตามหัวข้อ 5.1 ได้ผลการทดลองเป็นไปตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้ดังรูปที่ 5.2

เมื่อเข้าใจในหลักการและได้แสดงให้เห็นแล้ว จึงได้กำหนดทางเดินของตัวแปรสถานะเพิ่มเติม ตามคุณสมบัติของหลักการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง โดยวิเคราะห์จาก Phase-Plane ซึ่งได้กำหนดที่ค่าอัตราเร่งค่าหนึ่งเพื่อให้มอเตอร์มีอัตราเร่งที่คงที่ในการเข้าหาจุด Stable ตามรูปที่ 5.13 ซึ่งจะเห็นประโยชน์ในงานที่ต้องการจำกัดอัตราเร่ง แล้วจำลองด้วย MATLAB SIMULINK ได้ผลการทดลองเป็นไปตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้ดังรูปที่ 5.15 ดังนั้นสรุปได้ว่าการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งนั้นสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสได้ และสามารถควบคุมทางเดินของตัวแปรสถานะได้จริง

การทดสอบความคงทนของวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง ทำโดยการเปรียบเทียบผลการจำลองกับการควบคุมแบบ PI โดยเริ่มจากออกแบบตัวควบคุมแบบ PI แล้วจำลองด้วย MATLAB SIMULINK ได้ผลตอบสนองที่เวลาใกล้เคียงกับการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง ต่อมาปรับค่าพารามิเตอร์ตามหัวข้อ 5.4.1 ได้ผลการทดลองผลตอบสนองของความเร็วรอบตามรูปที่ 5.31 ซึ่งจะเห็นว่าผลตอบสนองของวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง ยังสามารถควบคุมได้ดี ส่วนตัวควบคุมแบบ PI มีค่า Overshoot และเกิด Oscillations จึงสรุปได้ว่าการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งมีความคงทนสูง

### 6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ

การควบคุมแบบสไลด์ดิ้งที่เสนอในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสจากลูปควบคุมภายนอกเพียงอย่างเดียว และใช้ความถี่ในการสวิตช์ประมาณ 100 kHz เพื่อเป็นการศึกษาหลักการประยุกต์ใช้งานด้วยการจำลอง ดังนั้นแนวทางในการวิจัยและพัฒนาต่อไปคือการนำวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งไปใช้กับลูปควบคุมภายในจนถึงการทำงานของสวิตช์ใน อินเวอร์เตอร์ และนำไปใช้ในทางปฏิบัติต่อไป

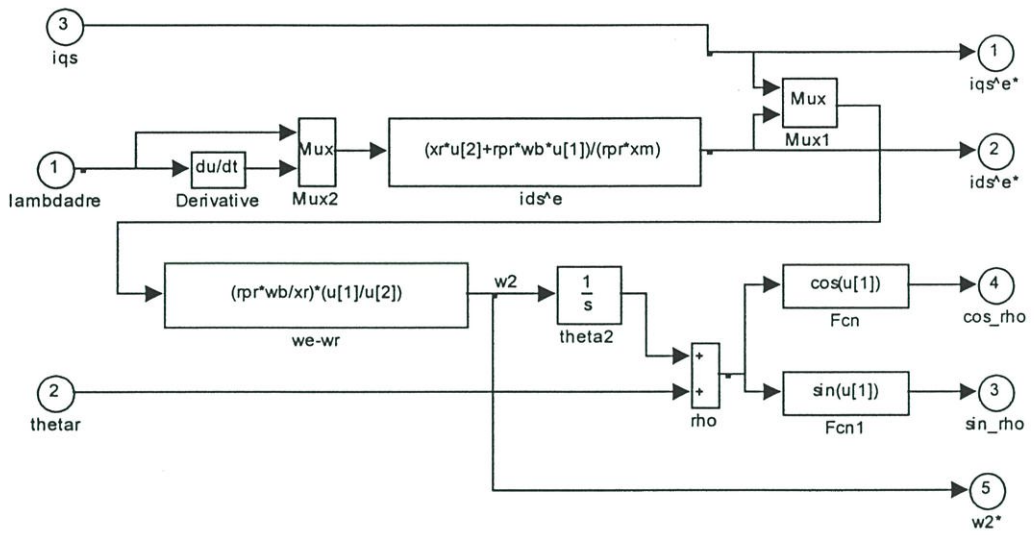
## เอกสารอ้างอิง

- [1] P.C. Sen, Chandra S. Namuduri, Pradeep .K. Nandam. “Evolution of control techniques for industrial drives.” **Power electronics drives and energy system for industrial growth International Conference.** , vol. 2 no. 8-10 , Jan. 1996. pp. 869-875
- [2] Pradeep. K. Nandam., P.C. Sen. “ Industrial Applications of Sliding Mode Control.” **IEEE/IAS. International Conference.**, on. 5-7, Jan. 1995. pp. 275-280
- [3] Stanislaw H. Zak . **System and Control** . New York : Oxford University Press. Inc.2003.
- [4] Skvarenina T. L .**The power electronics handbook** . Florida : CRC Press. Inc.2002
- [5] Chee-Mun Ong . **Dynamic simulation of electric machinery.** New jersey : prentice Hall. Inc.1998
- [6] S.A. Nasar , I.Boldea . **Electric machines: Dynamic and control.** CRC Press. Inc.1993
- [7] Peter Vas . **Vector Control of AC Machines** . Clarendon Press. OXFORD. Inc.1990
- [8] โสภณ สมัยรัฐ . “ ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบเวกเตอร์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์.”  
วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย,  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2538
- [9] จรัส ตั้งวงศ์ชูเกตุ. “การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบบเฟสเซอร์โดยใช้ตัว  
ประมวลผลสัญญาณ ดิจิตอลในการควบคุมการทำงาน.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตร  
มหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า  
เจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2546
- [10] Vadim I. UTIKIN . “ Variable Structure System With Sliding Mode. ” **IEEE Transactions.  
On Automatic Control.**, vol. C-22 , on 2, April. 1977.
- [11] R. A. Decarlo, S.H. Zak, G.P. Matthews. “ Variable Structure Control of Nonlinear  
Multivariable System. ” **Proceedings of IEEE.**, vol. 76, on. 3, March. 1988.
- [12] R. Krishnan. **Electric motor drive : modeling, analysis and control.** Prentice Hall. 2001
- [13] Jean-Jaeq ues E. Slotine . **Applied Nonlinear Control** . Prentice Hall . 1991
- [14] D. S. Lee , M.G. Kim, H.K. Kim, M.J. Youn . “ Controller Design of Multivariable Variable  
Structure System with Nonlinear Switching Surfaces. ” **IEE Proceedings-D .**, vol. 138,  
on. 5, September. 1991.

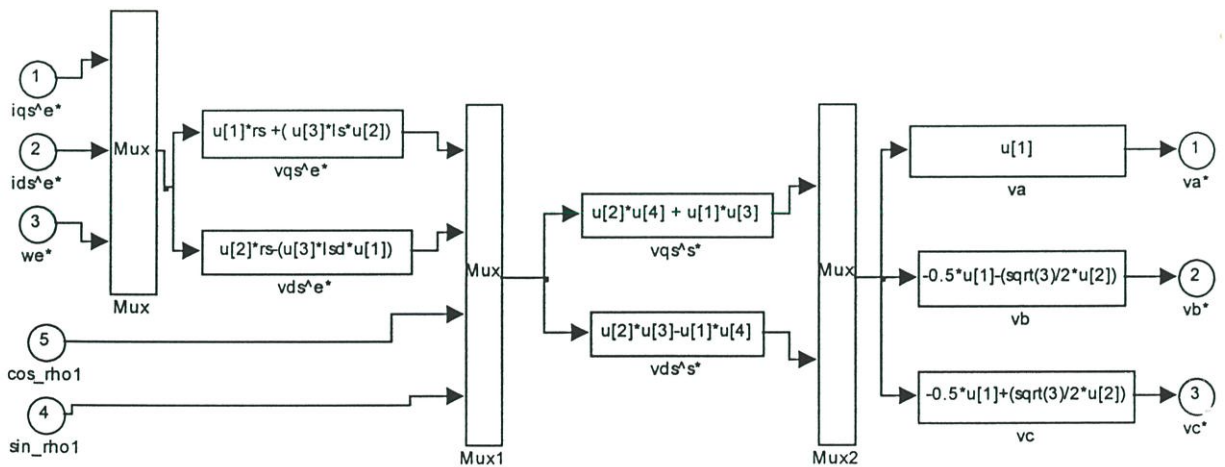
- [15] Min-Ho Park, Chung-Yeun Won .“Time Optimal Control For Induction Motor Servo System.” **IEEE Transactions. ON POWER ELECTRONICS** ., vol. 6, ON. 3, July. 1991.
- [16] Jimmie J. Cuthey . **Electric Machines :Analysis Applying MATLAB** . Mcgraw Hill. 2001
- [17] Andrzej M. Trzynaadlowski . **The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors** . klawer academic publishers. 1994 .
- [18] Mohamed E. EI- Hawary .“ Principles of Electric Machines With Power Electronic Applications.” **IEEE Press, Inc.** 2002

## ภาคผนวก

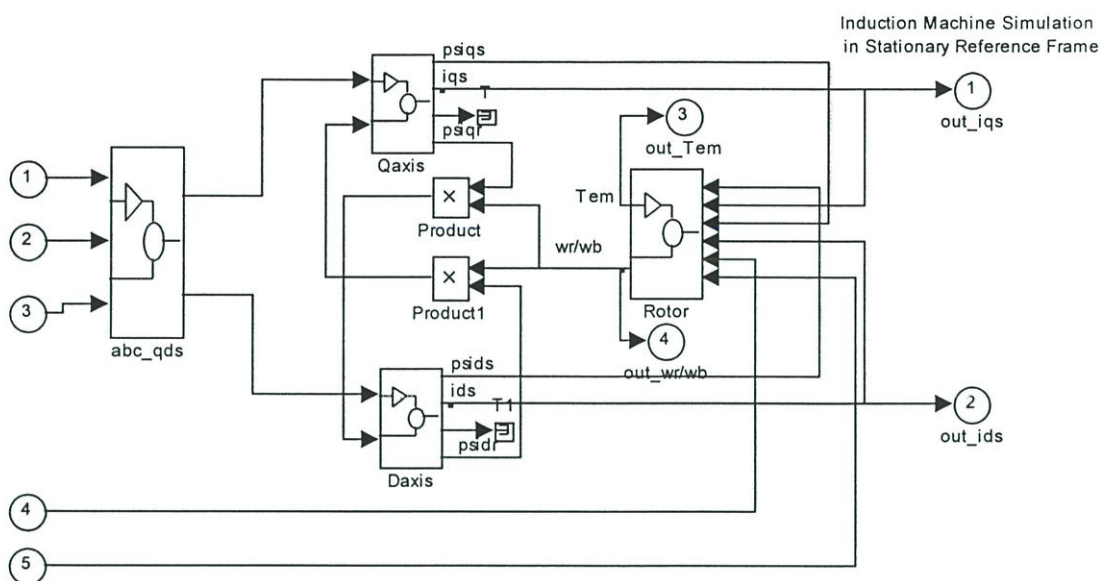




รูปที่ ก.3 Block diagram ของกล้อง Vector Control



รูปที่ ก.4 Block diagram ของกล้อง Implementation (V-type decoupling control)



รูปที่ ก.5 Block diagram ของกล่อก Induction motor ตามรายละเอียดในบทที่ 3

### โปรแกรมต่างๆ ใน MATLAB SIMULINK ที่ใช้จำลองตามหัวข้อ 5.2

M-FILE P1HP (Parameters of machine )

```

Sb = 750;      % rating in VA
Prated = 750; % output power in W
Vrated = 200; % rated line to line voltage in V
pf = 0.8;
Irated = Sb/(sqrt(3)*Vrated*pf) % rated rms current
P = 4;        % number of poles
frated = 60; % rated frequency in Hz
wb = 2*pi*frated; % base electrical frequency
we = wb
wbm = 2*wb/P; % base mechanical frequency
Tb = Sb/wbm
Zb = Vrated*Vrated/Sb; %base impedance in ohms
Vm = Vrated*sqrt(2/3); % magnitude of phase voltage

```

```

Vb = Vm; % base voltage
Tfactor = (3*P)/(4*wb); % factor for torque expression
rs = 3.35; % stator wdg resistance in ohms
xls = 6.94e-3*wb;% stator leakage reactance in ohms
xplr = xls; % rotor leakage reactance
xm = 163.73e-3*wb; %stator magnetizing reactance
rpr = 1.99; % referred rotor wdg resistance in ohms
xM = 1/(1/xm + 1/xls + 1/xplr);
J = 0.1; % rotor inertia in kg m2

```

M-FILE M33 ( MATLAB sets up the machine parameters, simulated disturbances, and also plots the results.)

```

clear all % clear workspace
% Parameters of 1 hp machine
P1HP
% Calculation of torque speed curves
vas = Vrated/sqrt(3); % specify rms phasor voltage
we = wb; % specify excitation frequency
xls = (we/wb)*xls; % reactances at excitation frequency
xplr = (we/wb)*xplr; % reactances at excitation frequency
xm = (we/wb)*xm; % reactances at excitation frequency
xM = 1/(1/xm + 1/xls + 1/xplr);
xs = xls + xm; % stator self reactance
xr = xplr + xm; % rotor self reactance
xsprime = xs - xm*xm/xr; % stator transient reactance
% Thevenin's equivalent
vth = abs((j*xm/(rs + j*(xls + xm)))*vas);
zth = (j*xm*(rs + j*xls)/(rs + j*(xls + xm)));
rth = real(zth);
xth = imag(zth);
% Compute rotor resistances
% rotor resistance for max torque at s=1

```

```

rpr1 = sqrt(rth^2 + (xth + xplr)^2);
%rprm = 0.4*sqrt(rth^2 + (xth + xplr)^2);
%set up vector of rotor resistances
%rprv = [rpr rprm rpr1]
rprv = [rpr];
Nrr=length(rprv);
s = (1:-0.01:0.02);
N=length(s);
for n=1:N
sn = s(n);
wr(n)=2*we*(1-sn)/P;
for nrr = 1:Nrr
rrn = rprv(nrr);
zin=(rs +j*xls) + j*xm*(rrn/sn + j*xplr)/(rrn/sn + j*(xm + xplr));
ias = vas/zin;
Sin =3*vas*conj(ias);
pin = real(Sin);
pfin(nrr,n)=cos(-angle(ias));
iin(nrr,n)=abs(ias);
te(nrr,n)=(3*P/(2*we))*(vth^2*rrn/sn)/((rth + rrn/sn)^2 + (xth + xplr)^2);
pe(nrr,n)=te(nrr,n)*wr(n);
eff(nrr,n)=100*pe(nrr,n)/pin;
end % nrr for loop
end % n for loop
% add in synchronous speed values
size(te);
z=[0];
inl=vas/(rs +j*(xls+xm));
inlm = abs(inl);
inla = cos(-angle(inl));
iin=[iin [inlm]'];
pfin=[pfin [inla]'];

```

```

eff=[eff z'];
te=[te z'];
pe=[pe z'];
s=[s 0];
wr=[wr 2*we/P];
% determine the rotor flux at no-load
eprime = vas - (rs +j*xsprime)*inl; % voltage behind
% stator transient reactance
lambdadr = real(eprime)*(xr/xm)/we;
% set up speed and flux vectors in lookup table of simulation
speed = [-2: 0.1: 2];
mask = abs(speed)>1.1;
notmask=~mask;
i=find(speed==0);      %find index of zero speed element
speed(i) = realmin; % and replace it with smallest usable positive number
invspeed = abs(1./speed); % before dividing to avoid divide by zero
% scale flux and speed axis
lambdadre = lambdadr.*(invspeed.*mask + notmask);
speed = wbm*speed;
N=size(te);
M=size(pe);
subplot(2,2,1)
plot(wr,te(1,:),'-')
xlabel('Rotor speed in rad/sec')
ylabel('Torque in Nm')
subplot(2,2,2)
plot(wr,pe(1,:),'-')
xlabel('Rotor speed in rad/sec')
ylabel('Developed power in Watts')
subplot(2,2,3)
plot(wr,iin(1,:),'-')
xlabel('Rotor speed in rad/sec')

```

```

ylabel('Stator current in Amps')
subplot(2,2,4)
plot(wr,eff(1,:),'-')
xlabel('Rotor speed in rad/sec')
ylabel('Efficiency in percent')

```

M-FILE SMC (Sliding mode control parameters of speed control )

```

M33;
rsv=rs;
rprvv=rpr;
xlsv=xls;
xplrv=xplr;
xmv=xm;
xMv = 1/(1/xmv + 1/xlsv + 1/xplrv);
lm=xm/we;
ls=xs/we;
lr=xr/we;
lsd=(ls-(lm*lm/lr));
ks=1-(xm*xm)/(xs*xr);
ls=xs/wb;
tstop=5;
tl=2;
time_xr10=[0 2.2 2.20001 3.9 3.90001 tstop];
xr10_xr10=[100 100 100 100 100 100];
time_tmech=[0 0.1 0.5 2.5 2.500001 2.6 tstop];
tmech_tmech=[0 0 0 0 0 0];
time_J=[0 0.1 0.5 1 1.5 2.6 tstop];
tmech_J=[0.1 0.1 0.1 0.1 0.1 0.1 0.1];
kt=lambdadr*xm*3*P/(xr)/4
c=4;
aunfar1=0.5;
bata1=-0.5;

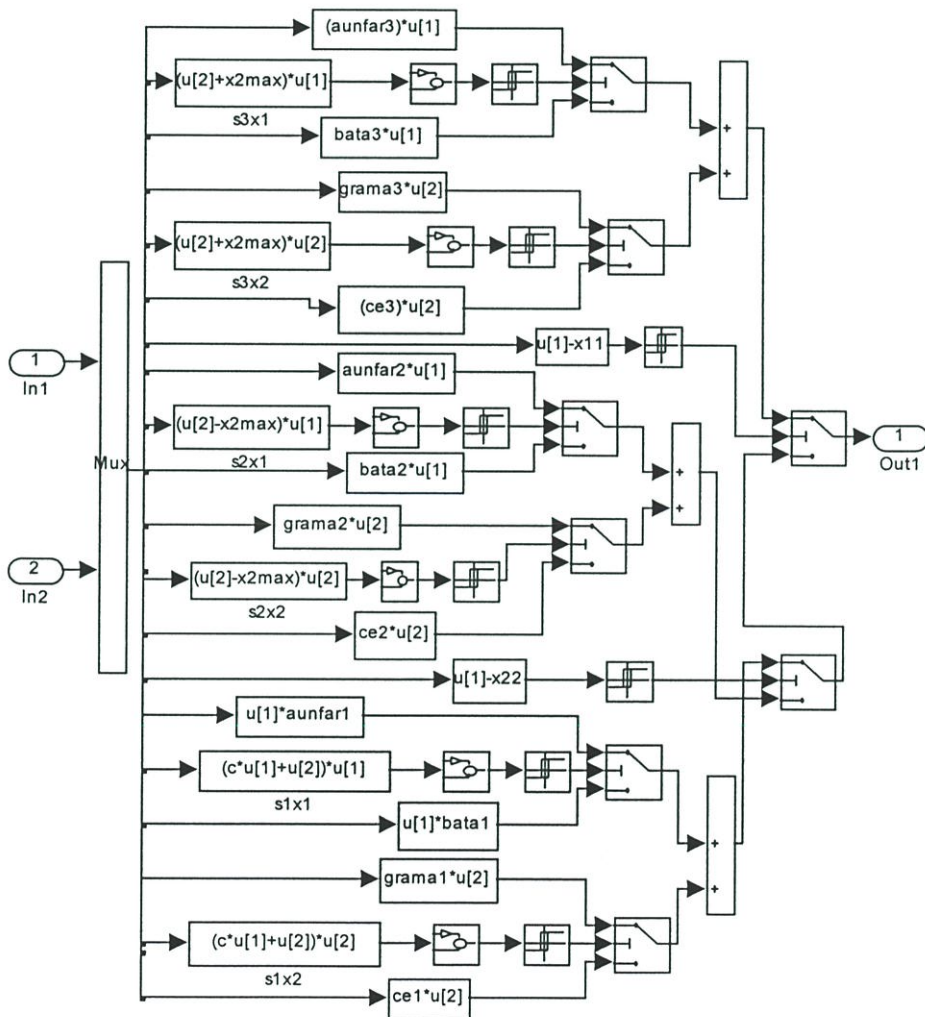
```

$$\text{gramal}=(c*J/kt)+0.5;$$

$$\text{ce1}=(c*J/kt)-0.5;$$

### โครงสร้างการควบคุมที่ใช้จำลองตามหัวข้อ 5.3

โครงสร้างการควบคุมในหัวข้อนี้โดยรวมแล้วมีลักษณะเหมือนกับที่แสดงมาในหัวข้อ 5.2 แต่มีความแตกต่างเฉพาะ ส่วนของวงจรถวลุม กล้อง SMC ดังรูปต่อไปนี้



รูปที่ ก.6 Block diagram ของตัวควบคุม SMC

### โปรแกรมต่างๆ ใน MATLAB SIMULINK ที่ใช้จำลองตามหัวข้อ 5.3

โปรแกรมการควบคุมในหัวข้อ 5.3 นี้โดยรวมแล้วมีลักษณะเหมือนกับที่แสดงมาในหัวข้อ 5.2 แต่มีความแตกต่างเฉพาะ ส่วนของโปรแกรม SMC ดังต่อไปนี้

M-FILE SMC (Sliding mode control parameters of speed control )

```

M33;
rsv=rs;
rprvv=rpr;
xlsv=xls;
xplrv=xplr;
xmv=xm;
xMv = 1/(1/xmv + 1/xlsv + 1/xplrv);
lm=xm/we;
ls=xs/we;
lr=xr/we;
lsd=(ls-(lm*lm/lr));
ks=1-(xm*xm)/(xs*xr);
ls=xs/wb;
tstop=5;
tl=3;
time_xr10=[0 2.2 2.20001 3.9 3.90001 tstop];
xr10_xr10=[100 100 100 100 100 100];
time_tmech=[0 0.1 0.5 2.0 2.000001 3.6 tstop];
tmech_tmech=[0 0 0 0 tl tl tl];
time_J=[0 0.1 0.5 1 1.5 2.6 tstop];
tmech_J=[0.1 0.1 0.1 0.1 0.1 0.1 0.1];
kt=lambdadr*xm*3*P/(xr)/4
x2max_m =(7-2)/(J);
x2max =x2max_m
c=10;
% paramiter of smc
x11=x2max/c;
x22=-x11;

```

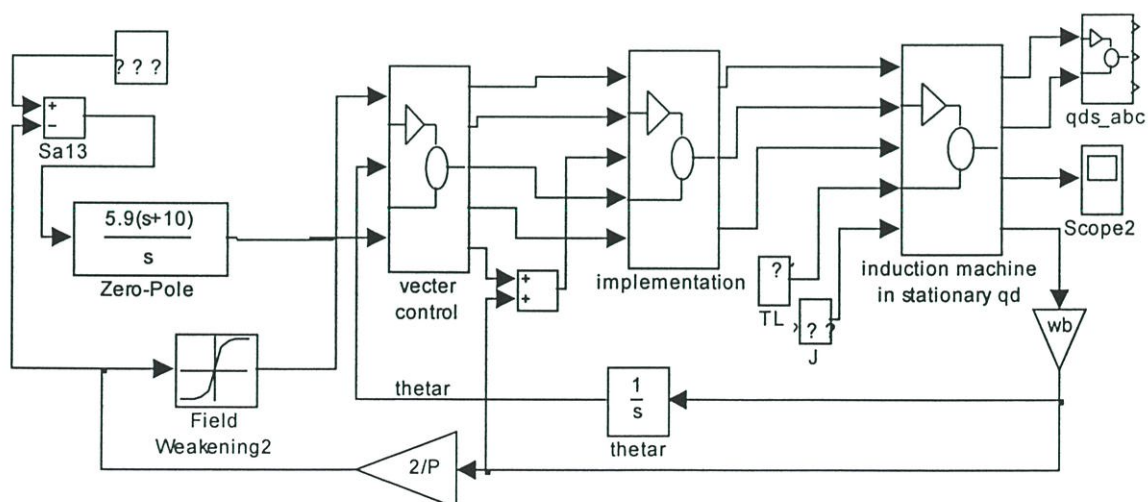
```

aunfar1=3;
bata1= -3;
aunfar2=0.5;
bata2= -0.5;
grama2=0.5;
ce2= -0.5;
aunfar3=0.5;
bata3= -0.5;
grama3= 1;
ce3= -0.5;
gramal=(c*J/kt)+ 12;
ce1=(c*J/kt)- 12;

```

#### โครงสร้างการควบคุมที่ใช้จำลองตามหัวข้อ 5.4

โครงสร้างการควบคุมแบบสไลด์คิงในหัวข้อนี้มีลักษณะเหมือนกับที่แสดงมาในหัวข้อ 5.3 แต่มีความแตกต่างเฉพาะ โครงสร้างการควบคุมแบบ PI ในส่วนของกล่องตัวควบคุม ดังนี้



รูปที่ ก.7 Block diagram ของการควบคุม PI

### โปรแกรมต่างๆ ใน MATLAB SIMULINK ที่ใช้จำลองตามหัวข้อ 5.4

โปรแกรมการควบคุมในหัวข้อ 5.3 นี้โดยรวมแล้วมีลักษณะเหมือนกับที่แสดงมาในหัวข้อ 5.3 แต่มีความแตกต่างเฉพาะ ส่วนของโปรแกรม SMC และ PI ดังต่อไปนี้

M-FILE SMC (Sliding mode control parameters of speed control )

```
M33;
rsv=rs*2;
rprv=rpr*2;
xlsv=xl*2;
xplrv=xplr*2;
xmv=xm*2;
xMv = 1/(1/xmv + 1/xlsv + 1/xplrv);
lm=xm/we;
ls=xs/we;
lr=xr/we;
lsd=(ls-(lm*lm/lr));
ks=1-(xm*xm)/(xs*xr);
ls=xs/wb;
tstop=5;
tl=3;
time_xr10=[0 2.2 2.20001 3.9 3.90001 tstop];
xr10_xr10=[100 100 100 100 100 100];
time_tmech=[0 0.1 0.5 3.0 3.000001 3.6 tstop];
tmech_tmech=[0 0 0 0 tl tl tl];
time_J=[0 0.1 0.5 1 1.5 2.6 tstop];
tmech_J=[0.5 0.5 0.5 0.5 0.5 0.5 0.5];
kt=lambdadr*xm*3*P/(xr)/4
x2max_m =(7-2)/(J);
x2max =x2max_m
c=10;
% paramiter of smc
x11=x2max/c;
x22=-x11;
```

```

aunfar1=3;
bata1= -3;
aunfar2=0.5;
bata2= -0.5;
grama2=0.5;
ce2= -0.5;
aunfar3=0.5;
bata3= -0.5;
grama3= 1;
ce3= -0.5;
grama1=(c*J/kt)+ 12;
ce1=(c*J/kt)- 12;

```

M-FILE PI (PI control parameters of speed control )

```

M33;
rsv=rs*2;
rprvv=rpr*2;
xlsv=xlsv*2;
xplrv=xplr*2;
xmv=xm*2;
xMv = 1/(1/xmv + 1/xlsv + 1/xplrv);
lm=xm/we;
ls=xs/we;
lr=xr/we;
lsd=(ls-(lm*lm/lr));
tstop=5;
tl=3
time_xr10=[0 1.5 2.2 2.20001 3.9 3.90001 tstop];
xr10_xr10=[0 100 100 100 100 100 100];
time_tmech=[0 0.1 0.5 3.0 3.000001 3.6 tstop];
tmech_tmech=[0 0 0 0 tl tl tl];

```

```
time_J= [0 1 1.5 2.0 2.5 2.6 tstop];
```

```
tmech_J=[0.5 0.5 0.5 0.5 0.5 0.5 0.5];
```

```
kt=lambdadr*xm*3*P/(xr)/4
```

## ภาคผนวก ข.

### ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

บทความวิจัยที่ได้รับการพิจารณาให้เสนอในการประชุมวิชาการมีหนึ่งบทความดังนี้

[1] ประจักษ์ จันคำ, นนทวัฒน์ จุลเดชะ ,“ การจำลองวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ ,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27 (EECON-27) 11-12 พฤศจิกายน พ.ศ. 2547 มข.

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27  
27<sup>th</sup> Electrical Engineering Conference

**Volume I**

สาขาบทความ

- ไฟฟ้ากำลัง (PW)

- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)

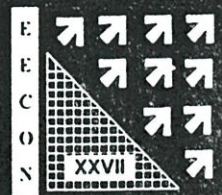
- งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า. (GN)

11-12 พฤศจิกายน 2547

โรงแรมโซฟิเทล ราชา ออคิด ขอนแก่น



ดำเนินการจัดประชุมโดย  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์  
มหาวิทยาลัยขอนแก่น



# การจำลองวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ

## The Simulation of Sliding Mode Control for Induction Motor

ประจักษ์ จันคำ นนทวัฒน์ จุลเดช

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ และสำนักวิจัยสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ถนนลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

โทร.(02) 3264221 Email s5060303@kmitl.ac.th

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบและจำลองระบบควบคุม สำหรับควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยโปรแกรม MATLAB/ SIMULINK โดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง (sliding mode control (SMC)) มาประยุกต์ใช้งาน ผลการจำลองได้ทดสอบโดยให้มอเตอร์ควบคุมความเร็วรอบแบบคงที่แล้วมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดทันทีทันใด และทดลองโดยให้พารามิเตอร์ของมอเตอร์ตัวอย่างเช่น (J) เปลี่ยนแปลง ผลที่ได้ระบบยังคงกลับมามีความเร็วรอบให้คงที่ได้

คำสำคัญ: วิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง, การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ

### Abstract

This paper presents the design and simulation of the sliding mode speed control of induction motor using MATLAB/ SIMULINK program. The effects of sudden load change on the motor speed are simulated for two different values of the rotor's moment of inertia (J). It is shown that the designed controller is able to maintain the motor speed

Keywords: Sliding Mode Control, Induction Motor Control

### 1. บทนำ

ในระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้น มีความต้องการให้ระบบมีผลตอบสนองที่เร็วขณะเกิดการเปลี่ยนแปลงของโหลด และสามารถควบคุมได้ในขณะที่พารามิเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งเป็นวิธีหนึ่งที่มีข้อดีในสิ่งที่ต้องการนี้[1] ในบทความนี้นำเสนอการจำลองการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยเทคนิคดังกล่าว

### 2. ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 วิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง

##### 2.1.1 พิจารณาระบบทั่วไป

$$\dot{x}(t) = f(x, t, u) = f(x, t) + B(x, t)u(t) \quad (1)$$

เมื่อ  $x(t)$  คือ state vector  $f$  คือ function vector ทั้งคู่มีขนาด  $n$

ส่วน  $u(t)$  คือ control vector มีขนาด  $m$  และ  $B$  คือ function matrix มีขนาด  $n \times m$  กำหนดให้  $u_i(t)$  มีเงื่อนไขตามสมการที่ (2)

$$u_i(t) = u_i^+(t) \text{ เมื่อ } S_i(x) > 0 \quad (2)$$

$$= u_i^-(t) \text{ เมื่อ } S_i(x) < 0$$

เมื่อ  $i = 1$  ถึง  $m$ ,  $S_i(x) = 0$  คือพื้นผิวสไลด์ดิ้งซึ่งเขียนในรูปของ vector ได้ตามสมการที่ (3) โดยพื้นผิวสไลด์ดิ้งจะถูกออกแบบมาเพื่อเป็นตัวกำหนดเส้นทางเดินของผลตอบสนองของระบบ ที่แสดงแบบ phase plane โดยระบบจะตอบสนองตามพื้นผิวสไลด์ดิ้ง  $S_i(x) = 0$  จนกระทั่งถึงจุดกำเนิดตามต้องการ การออกแบบในบทความนี้จะพิจารณาให้  $S_i(x)$  เป็นเชิงเส้นตามสมการที่ (4) เมื่อ  $G$  คือ constant matrix

$$S_i(x) = [S_1(x), \dots, S_m(x)]^T = 0 \quad (3)$$

$$S_i(x) = Gx(t) = [G_1, \dots, G_m]^T x(t) = 0 \quad (4)$$

#### 2.1.2 เงื่อนไขการคงอยู่ของการควบคุมแบบสไลด์ดิ้ง

พิจารณาระบบทั่วไปตามสมการที่ (1) เมื่อให้วงจรถวลเป็น scalar [2] โดยคุณสมบัติของ function vector,  $f$  มีลักษณะสลับไปมาระหว่างสองโครงสร้างบนพื้นผิวสไลด์ดิ้งตามสมการที่ (5) ซึ่งเกิดจาก  $u(t)$  สลับไปมาตามเงื่อนไขในสมการที่ (6)

$$f(x, t, u) = f^+(x, t, u^+) \text{ เมื่อ } S(x) \rightarrow 0^+ \quad (5)$$

$$= f^-(x, t, u^-) \text{ เมื่อ } S(x) \rightarrow 0^-$$

$$\text{เมื่อ } u(t) = u^+ \text{ เมื่อ } S(x) > 0 \quad (6)$$

$$= u^- \text{ เมื่อ } S(x) < 0$$

ดังนั้นเงื่อนไขการคงอยู่ของสไลด์ดิ้งคือผลตอบสนองของระบบใน phase plane จะมีลักษณะสลับไปมาตามสมการที่ (5) และ (6) โดยผลตอบสนองของระบบจากทั้งสองโครงสร้างของ function vector,  $f$  ต้องทำให้  $S(x) \Rightarrow 0$  ซึ่งแสดงเป็นสมการดังนี้

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} \frac{dS(x)}{dt} < 0 \quad \lim_{s \rightarrow 0^+} \frac{dS(x)}{dt} > 0 \quad (7)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} S(x) \frac{dS(x)}{dt} < 0 \quad (8)$$

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (9)$$

2.2 พื้นฐานของการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ

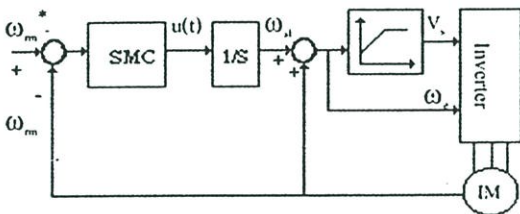
การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยเทคนิคการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งในบทความนี้ได้กำหนด  $u(t)$  เป็น scalar ตามหัวข้อ 2.1.2 และพิจารณาให้  $u(t)$  มีความสัมพันธ์กับแรงบิดที่มอเตอร์สร้างขึ้น ( $T_c$ ) คือ

$$T_c = k_t u(t)/S \tag{10}$$

ซึ่ง  $u(t)$  และ torque coefficient ( $k_t$ ) มีค่าแตกต่างกันตามลักษณะของโครงสร้างการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำดังเช่น

2.2.1 โครงสร้างการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ scalar

การควบคุมแบบ scalar เช่น volt/hertz คงที่ วงจรควบคุมจะสร้างสัญญาณควบคุม  $u(t)$  และกำหนด  $k_t$  เพื่อให้  $u(t)/S$  เป็น  $\omega_s$  (slip speed) ทำให้มีผลโดยตรงเป็นเชิงเส้นกับแรงบิดที่มอเตอร์สร้างขึ้นดังรูป



รูปที่ 1 SMC สำหรับโครงสร้างควบคุมแบบ volt/hertz คงที่

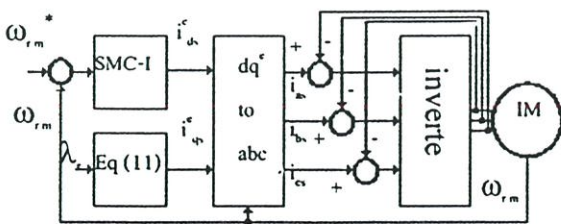
2.2.2 โครงสร้างการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ vector

เมื่อพิจารณาแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส บนระบบอ้างอิงสองเฟส dq ที่ระบบอ้างอิงหมุนด้วยความเร็วเชิงโรตัส ( $\omega_r$ ) สามารถแยกการควบคุมได้ดังนี้ [3]

$$\text{Flux control } \lambda_r = L_m i_{d_s}^* / (L_s R_r / s + 1) \tag{11}$$

$$\text{Torque control } T_c = (3P/4)(L_m / L_r)(i_{d_s}^* \lambda_r) \tag{12}$$

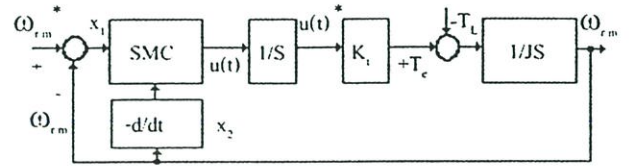
เมื่อ  $L_s, L_m$  คือ Inductance ที่ขดลวด rotor และ Magnetizing  $\lambda_r, R_r$  คือ flux และความต้านทานที่ขดลวด rotor  $i_{d_s}^*, i_{q_s}^*$  คือ กระแสไฟฟ้ที่ขดลวด stator บนระบบอ้างอิง dq ที่หมุนด้วยความเร็วเชิงโรตัส P คือจำนวนขั้วแม่เหล็ก วงจรควบคุมจะสร้างสัญญาณควบคุม  $u(t)$  และกำหนด  $k_t$  เพื่อให้  $u(t)/S$  เป็น  $i_{d_s}^*$  ที่มีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับแรงบิดเมื่อให้  $\lambda_r$  คงที่ตามสมการที่ (12)



รูปที่ 2 SMC สำหรับโครงสร้างควบคุมแบบ vector

3. ระบบควบคุมความเร็วแบบสไลด์ดิ้ง

สมการแรงบิดของ rotor ตามสมการที่(13) เมื่อนำมาออกแบบการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำตามหัวข้อ 2.2 แสดงดังรูปที่ 3 และเขียนสมการสถานะได้ตามสมการที่ (16)



รูปที่ 3 การควบคุมความเร็วแบบสไลด์ดิ้ง

$$\text{เมื่อ } J \frac{d\omega_{rm}}{dt} = T_c - T_L \tag{13}$$

$$x_1 = \omega_{rm}^* - \omega_{rm} \tag{14}$$

$$x_2 = dx_1/dt = -\dot{\omega}_{rm} \tag{15}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -k_t/J \end{bmatrix} u(t) \tag{16}$$

3.1 พื้นผิวสไลด์ดิ้ง S(x)

การออกแบบ S(x) ทำได้โดยพิจารณาในระบบในขณะที่ผลห้อยบนองถูกควบคุมให้อยู่บนพื้นผิวสไลด์ดิ้งด้วย equivalent control  $u_{eq}$  ด้วยเงื่อนไขดังต่อไปนี้  $S(x) = 0$  และ  $S^*(x) = 0$  จากสมการที่ (1) และเงื่อนไขดังกล่าวให้สมการที่ (17)

$$S^*(x) = \frac{\partial S(x)}{\partial x} \dot{x}(t) = \left[ \frac{\partial S(x)}{\partial x} \right] [f(t,x) + B(t,x)u_{eq}] = 0 \tag{17}$$

$$u_{eq} = - \left( \frac{\partial S(x)}{\partial x} B(t,x) \right)^{-1} \frac{\partial S(x)}{\partial x} f(t,x) \tag{18}$$

เมื่อนำ  $u_{eq}$  จากสมการที่ (18) แทนลงในสมการที่ (1) จะได้สมการสถานะของระบบที่ถูกควบคุมให้เคลื่อนที่อยู่บนพื้นผิวสไลด์ดิ้งคือ

$$\dot{x}(t) = [I - B(x,t) \left( \frac{\partial S(x)}{\partial x} B(x,t) \right)^{-1} \frac{\partial S(x)}{\partial x}] f(t,x) \tag{19}$$

สมการที่ (4) ได้  $[\partial S(x) / \partial x] = G$  และแทนลงในสมการที่ (19) เป็น

$$\dot{x}(t) = [I - B(x,t) (G B(x,t))^{-1} G] f(t,x) \tag{20}$$

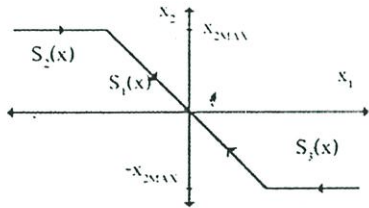
จากสมการที่ (16) และสมการที่ (20) ได้สมการสถานะตามสมการที่ (21) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าระบบจะมีเสถียรภาพเมื่อ  $G_{11}$  และ  $G_{12}$  มีเครื่องหมายเหมือนกัน ผู้วิจัยกำหนดพื้นผิวสไลด์ดิ้งที่เป็นทางเดินของ  $x_1, x_2$  บน phase plane คือ  $G_{11} = c, G_{12} = 1$  ได้สมการ S(x) ตามสมการที่ (22)

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{G_{11}}{G_{12}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \tag{21}$$

$$S_1(x) = cx_1 + x_2 = 0 \tag{22}$$

ผลตอบสนองที่เร็วสามารถกำหนดโดยความชันด้วยการเลือกค่า  $c$  ต้องมีค่าเป็นบวก ส่วนทางเดินของตัวแปรสถานะก่อนจะมาถึง  $S_1(x)$  สามารถบังคับให้เป็นอัตราเร่งสูงสุด  $x_{2max}$  ได้ด้วยทางเดิน  $S_2(x)$  และ  $S_3(x)$  ตามสมการที่ (23) โดยสมการที่ (22) และ (23) จะเป็นตัวกำหนดทางเดินของ  $x_1, x_2$  ดังรูปที่ 4 โดยเมื่อมีค่า  $x_1$  และค่า  $x_2 \Rightarrow 0$  ด้วยอัตราเร่งที่เพิ่มขึ้นเข้าหาอัตราเร่งสูงสุดและรักษาอัตราเร่งสูงสุดไว้โดยทางเดิน  $S_2(x)$  หรือ  $S_3(x)$  แล้วลดอัตราเร่งลงด้วย  $S_1(x)$  เพื่อเข้าหาจุดกำเนิด

$$S_2(x) = x_2 - x_{2max} = 0 \quad S_3(x) = x_2 + x_{2max} = 0 \quad (23)$$



รูปที่ 4 ทางเดินของตัวแปรสถานะบนพื้นผิวสไลด์คิง

### 3.2 การออกแบบวงจรรควบคุม

งานวิจัยนี้เลือกออกแบบให้มีฟังก์ชันควบคุมของตัวแปรสถานะ  $x_1$  และ  $x_2$  โดยกำหนดสัญญาณควบคุม  $u(t)$  ในสมการที่ (16) ดังนี้

$$u(t) = \psi x = \psi_1 x_1 + \psi_2 x_2 \quad (24)$$

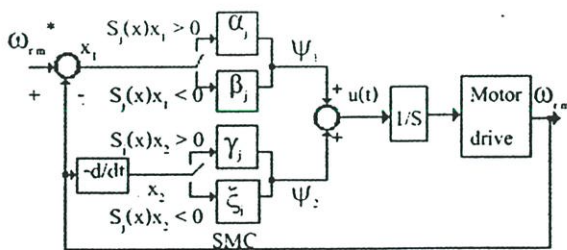
$$\text{เมื่อ } \psi_1 = \alpha_j \text{ ถ้า } S_j x_1 \geq 0 \quad (25)$$

$$= \beta_j \text{ ถ้า } S_j x_1 < 0$$

$$\psi_2 = \gamma_j \text{ ถ้า } S_j x_2 \geq 0 \quad (26)$$

$$= \xi_j \text{ ถ้า } S_j x_2 < 0$$

$\psi_1, \psi_2, \alpha_j, \beta_j, \gamma_j, \xi_j$  คืออัตราขยายของวงจรรควบคุม และ  $j = 1$  ถึง 3



รูปที่ 5 วงจรรควบคุมแบบสไลด์คิงสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ

### 3.3 การหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรรควบคุม

การมีเสถียรภาพจะถูกกำหนดจากทางเดินของตัวแปรสถานะเข้าหาจุดกำเนิดตามพื้นผิวสไลด์คิง  $S_j(x) = 0$  ดังรูปที่ 4 ส่วนการหาอัตราขยายของวงจรรควบคุมต้องทำให้ผลตอบสนองของระบบมีเงื่อนไขการคงอยู่ของสไลด์คิง ซึ่งเป็นจริงได้ตามสมการที่ (9) โดยค่าพารามิเตอร์ของวงจรรควบคุมสามารถหาได้โดย การแยกพิจารณาในแต่ละทางเดินของพื้นผิวสไลด์คิง  $S_1(x), S_2(x), S_3(x)$

#### 3.3.1 ทางเดิน $S_1(x)$

แทนค่า  $x_1^*, x_2^*, u(t)$  จากสมการที่ (16),(24) ลงในสมการที่ (9) ได้

$$-S_1 x_1 (k_1 \psi_1 / J) - S_1 x_2 (k_2 \psi_2 / J - c) < 0 \quad (27)$$

ค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้สมการที่ (27) เป็นจริงแยกพิจารณาดังนี้

พิจารณา  $x_1$  คือ ถ้า  $S_1 x_1 > 0$  ได้  $\psi_1 = \alpha_1$

$$\text{ดังนั้น } k_1 \alpha_1 / J > 0 \text{ นั่นคือ } \alpha_1 > 0$$

ถ้า  $S_1 x_1 < 0$  ได้  $\psi_1 = \beta_1$

$$\text{ดังนั้น } k_1 \beta_1 / J < 0 \text{ นั่นคือ } \beta_1 < 0$$

พิจารณา  $x_2$  คือ ถ้า  $S_1 x_2 > 0$  ได้  $\psi_2 = \gamma_1$

$$\text{ดังนั้น } (k_2 \gamma_1 / J - c) > 0 \text{ นั่นคือ } \gamma_1 > cJ/k_2$$

ถ้า  $S_1 x_2 < 0$  ได้  $\psi_2 = \xi_1$

$$\text{ดังนั้น } (k_2 \xi_1 / J - c) < 0 \text{ นั่นคือ } \xi_1 < cJ/k_2$$

#### 3.3.2 ทางเดิน $S_2(x)$ และ $S_3(x)$

โดยมีลักษณะเหมือนกับหัวข้อ 3.3.1 ได้ค่าพารามิเตอร์ดังนี้คือ

$$\alpha_2 > 0, \beta_2 < 0, \gamma_2 > 0, \xi_2 < 0 \text{ และ } \alpha_3 > 0, \beta_3 < 0, \gamma_3 > 0, \xi_3 < 0$$

### 4. จำลองการควบคุมด้วย MATLAB/SIMULINK

ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ[3]

$$20\text{HP}, V_n = 220 \text{ V}, P = 4, f = 60 \text{ Hz}, R_s = 0.1062 \Omega, x_m = 0.2145 \Omega$$

$$x_r = x_s, x_{r2} = 5.8339 \Omega, R_r = 0.0764 \Omega, J = 0.5 \text{ Kg-m}^2$$

กำหนดพารามิเตอร์ของวงจรรควบคุมตามเงื่อนไขของสไลด์คิง (9)

(16),(24),(25),(26) ดังนี้

$$\alpha_1 = 2, \beta_1 = -2, \gamma_1 = cJ/k_2 - 15, \xi_1 = cJ/k_2 - 15, \alpha_2 = 10, \beta_2 = -10$$

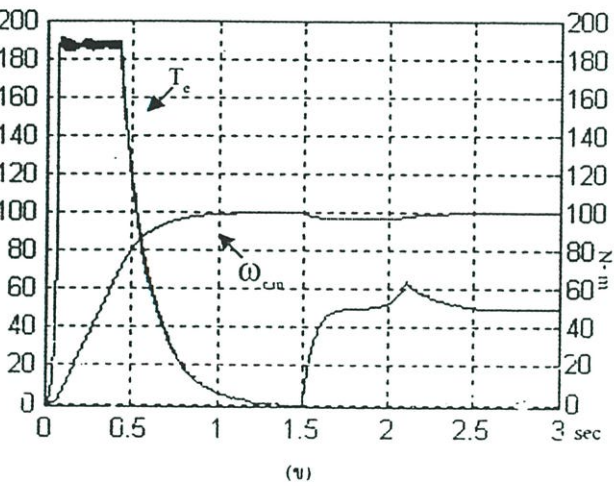
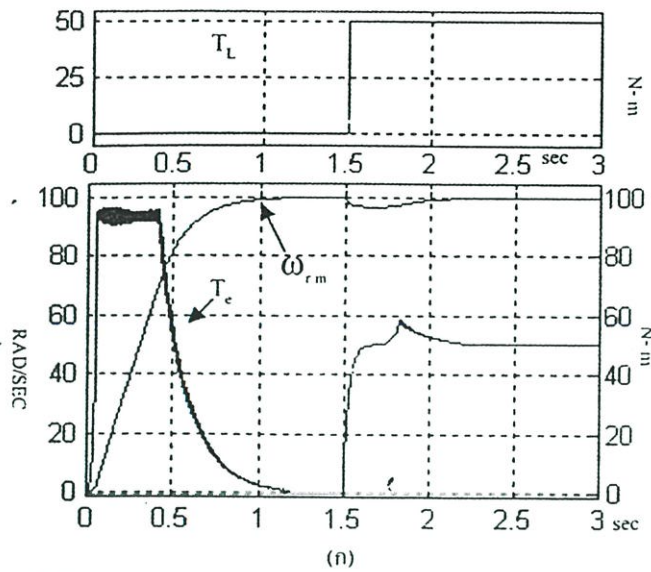
$$\gamma_2 = 1, \xi_2 = -J, \alpha_3 = 10, \beta_3 = -10, \gamma_3 = 2, \xi_3 = -2, c = 6$$

การจำลองได้ใช้โครงสร้างควบคุมแบบแวกเตอร์ โดยผลการจำลอง

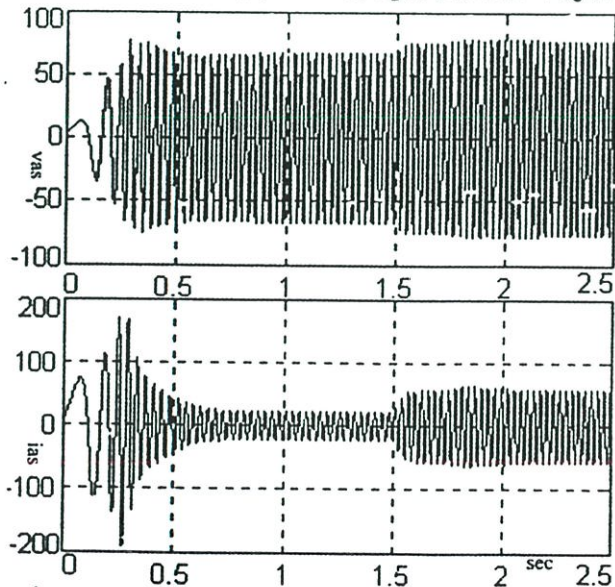
ได้ทดสอบระบบขณะเริ่มรันทำงานของมอเตอร์และขณะเพิ่มโหลดทันทีทันใด โดยแยกทดสอบเป็นสองครั้งที่มีค่า  $J$  ไม่เท่ากันดังแสดงในรูปที่ 6

ผลตอบสนองของแรงบิดตามรูปที่ 6 เป็นไปตามเงื่อนไขเมื่อเริ่มรันทำงาน แรงบิดจะเริ่มจากศูนย์เข้าสู่ค่าแรงบิดที่ทำให้เกิดอัตราเร่งสูงสุดและมีการสั่นของแรงบิดเพื่อให้ผลตอบสนองของ  $x_1$  และ  $x_2$  บน phase plane สลับไปมาบนทางเดิน  $S_1(x)$  จนกระทั่งมาถึงเส้น  $S_1(x)$  ค่าแรงบิดจะลดลงตามเงื่อนไขของ  $S_1(x)$  หรือความเร็วรอบเข้าหาความเร็วรอบอ้างอิง และที่เวลา 1.5 วินาทีเพิ่มโหลดทันทีทันใด 50 Nm ทำให้อัตราเร่งมีค่าเป็นลบหรือ  $x_2$  เป็นบวกความเร็วลดลง วงจรรควบคุมจะเพิ่มแรงบิดให้อัตราเร่งเพิ่มขึ้นจนแรงบิดมีค่าเท่ากับแรงบิดที่โหลดและเพิ่มสูงขึ้นอีกเพื่อให้ผลตอบสนองเข้าหาทางเดิน  $S_1(x)$  ตามเงื่อนไขแล้วแรงบิดจะลดลงตามทางเดิน  $S_1(x)$  ได้ความเร็วรอบที่ต้องการ

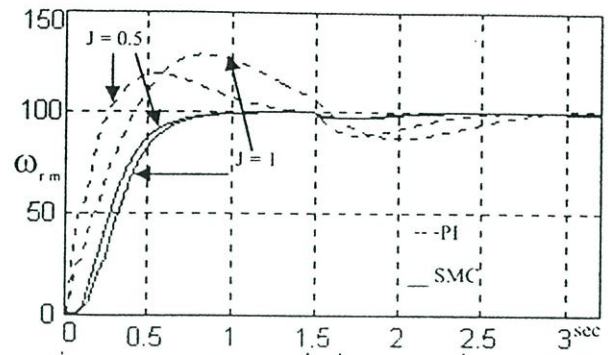
เมื่อเปรียบเทียบกับ PI Controller ตามรูปที่ 8 ซึ่งเป็นการควบคุมแบบ linear ต้องการความแม่นยำของแบบจำลองและไม่สามารถควบคุม



รูปที่ 6 ผลตอบสนองของความเร็วย้อนและแรงบิดขณะเริ่มทำงานและเพิ่มโหลดทันทีทันใด(ก) กรณี  $J=0.5 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$  (ข) กรณี  $J=1 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$



รูปที่ 7 ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าขณะเริ่มทำงานและเพิ่มโหลดทันทีทันใดกรณี  $J=0.5 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$



รูปที่ 8 PI Controller กับ SMC เมื่อเพิ่ม  $T_L=50\text{Nm}$  ที่เวลา 1.5 วินาที

ได้เมื่อ Parameter มีการเปลี่ยนแปลงหรือมีความเป็น Nonlinear ส่วน SMC มีหลักการควบคุมแบบ Nonlinear เพื่อสับเปลี่ยน โครงสร้างควบคุมของระบบบน Plash plane ดังนั้นถึงแม้ว่าผลตอบสนองจะมีการเปลี่ยนแปลงจาก Parameter แต่ยังสามารถควบคุมตามทิศทางที่ต้องการได้

5. สรุป

จากงานควบคุมในรูปที่ 6 และสมการสถานะของระบบตามสมการที่(16) สามารถหาอัตราขยายของงานควบคุมได้ตามเงื่อนไขการคงอยู่ของสไลด์คิง(9) ผลตอบสนองของการควบคุมความเร็วรอบเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดและค่า  $J$  เปลี่ยนแปลงไปจากเดิมตามรูปที่ 6 จะเห็นว่าสามารถรักษาความเร็วรอบคงที่ได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Abed S.K., Khanniche M.S. "A Microprocessor – Based Induction Motor Drive System Using Sliding Mode Control". IEEE IECON Int Conf on . vol.1 .pp.530 – 535, Nov. 1995
- [2] Skvarenina T. L. "The power electronics handbook". CRC Press, Boca Raton, Florida . 2002
- [3] Chee- Mun Ong. "Dynamic simulation of electric machinery", Prentice Hall, New Jersey, 1998
- [4] Bose B.K. "Modern power electronics and AC drives", Prentice Hall, New Jersey, 2002.



นาย ประจักษ์ จันดำ การศึกษาระดับปริญญาตรีสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล ว.ช. เทคโนโลยีกรุงเทพในปี พ.ศ.2544 ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



ดร. นนทวัฒน์ จอดสะ การศึกษาระดับปริญญาเอก จาก INSA de Lyon, France พ.ศ. 2535 ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมที่สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

## ประวัติผู้เขียน

นายประจักษ์ จันดำ เกิดเมื่อวันที่ 24 กรกฎาคม 2521 จังหวัดสุราษฎร์ธานี และได้สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี หลักสูตร วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตเทคนิคกรุงเทพฯ ปีการศึกษา 2544 ประสบการณ์ทำงาน ในตำแหน่งวิศวกรไฟฟ้า 4. การไฟฟ้านครหลวงเขตวัดเลียบ ตั้งแต่ปี 2548 จนถึงปัจจุบัน