

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การควบคุมระบบสองความเฉื่อยด้วยการควบคุมอินทิกรัล
และอินทิกรัลเรโซแนนซ์

A COOPERATIVE INTEGRAL CONTROL AND INTEGRAL RESONANT
CONTROL FOR TWO-INERTIA SYSTEMS



T123034

เอกณรงค์ ไฉยงค์
AKENARONG JAIYONG

จ.ว.
๑๘๗๓
๒๐๕๕
เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี...1.๑๓.๒๕๕๕

b.123034
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2555
KMITL-2012-EN-M-080-045

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**A COOPERATIVE INTEGRAL CONTROL AND INTEGRAL RESONANT
CONTROL FOR TWO-INERTIA SYSTEMS**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2012
KMITL-2012-EN-M-080-045**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2012

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การควบคุมระบบสองความถี่ด้วยการควบคุมอินทิกรัล
และอินทิกรัลเรโซแนนซ์

นักศึกษา

นายเอกณรงค์ ใจยงค์

รหัสประจำตัว

52610807

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมระบบควบคุม

พ.ศ.

2555

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.ถาวร เบญจนาสุทธิ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการควบคุมความเร็วระบบสองความถี่ด้วยโครงสร้างการควบคุมที่ทำงานร่วมกันของการควบคุมแบบอินทิกรัลและการควบคุมแบบอินทิกรัลเรโซแนนซ์ การควบคุมที่นำเสนอประกอบด้วยการควบคุมที่มีการป้อนกลับแบบลบสองลูป ตัวควบคุมลูปในเป็นตัวควบคุมแบบอินทิกรัลเรโซแนนซ์ ทำหน้าที่ลดเรโซแนนซ์ที่ไม่พึงประสงค์ ตัวควบคุมลูปนอกเป็นตัวควบคุมแบบอินทิกรัลถูกออกแบบมาเพื่อบรรลุสมรรถนะที่ต้องการในการติดตามความเร็วอ้างอิง พารามิเตอร์ของตัวควบคุมทั้งสองสามารถออกแบบได้ง่ายด้วยวิธีเส้นทางราก ทั้งนี้ประสิทธิภาพของระบบควบคุมที่นำเสนอสามารถยืนยันได้จากการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์และการทดลอง

ผลการจำลองและผลการทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองความถี่โดยตัวควบคุมที่นำเสนอพบว่า ตัวควบคุมที่นำเสนอสามารถปรับปรุงผลตอบสนองของระบบโดยไม่พบเรโซแนนซ์ การบิดและไม่มีค่าผิดพลาดสถานะอยู่ตัว นอกจากนี้ตัวควบคุมที่นำเสนอยังสามารถกำจัดผลกระทบการรบกวนทั้งภาคอินพุตและภาคการะที่เข้ามาในระบบได้อีกด้วย

Thesis Title	A Cooperative Integral Control and Integral Resonant Control for Two-Inertia Systems
Student	Mr. Akenarong Jaiyong
Student ID.	52610807
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2012
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Taworn Benjanarasuth

ABSTRACT

In this thesis, a cooperative control scheme of integral control and integral resonant control (IRC) has been employed for a two-inertia speed control systems. The proposed control scheme consists of two negative feedback loops. The inner loop employs the IRC controller designed to reduce unsatisfied torsional resonance. The integral control is utilized as an outer loop control in order to achieve a good tracking performance. The parameters of both controllers can be easily designed by root locus technique. The effectiveness of the proposed control scheme is verified by both computer simulations and experiments.

The results of simulations and experiments show that the proposed control scheme improves the speed response of two-inertial system without torsional resonance and steady-state error. Besides it can reject the effects of both input and load torque disturbances.

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.ถาวร เบญจนาสุทธี อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์เป็นอย่างสูง และขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.จงกล งามวิวิทย์ ที่อาจารย์ทั้งสองท่านให้ความรู้ คำปรึกษาแนวทางในการทำวิจัย ฝึกฝนทักษะในด้านวิชาการต่างๆ รวมทั้งให้ความเมตตา เอาใจใส่ดูแลและสอบถามความก้าวหน้าของงานวิจัยมาโดยตลอด

ขอขอบพระคุณอาจารย์ในสาขาวิชาวิศวกรรมการวัดและระบบควบคุมที่ได้ให้คำปรึกษาแนะนำ ช่วยเหลือ รวมทั้งขอขอบคุณสาขาวิชาวิศวกรรมการวัดและระบบควบคุมที่ให้การสนับสนุนเครื่องมือ และอุปกรณ์ในการวิจัยจนสำเร็จลุล่วง

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.พินิจ งามสม หัวหน้าสาขาวิศวกรรมเครื่องกล มหาวิทยาลัยรังสิต ซึ่งเป็นแรงผลักดันให้เห็นถึงความสำคัญของการศึกษา โดยมอบโอกาสและความช่วยเหลือผู้เขียนจนกระทั่งสำเร็จการศึกษา

ขอขอบคุณพี่สุรียา ดัดพันธ์ และน้องพันธินีย์ บุญยัง ที่ร่วมทำงานในห้องวิจัย ร่วมสนุกสนาน ร่วมแก้ปัญหา รวมทั้งให้กำลังใจในการศึกษาต่าง ๆ ด้วยดี

และท้ายที่สุดขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อเฉลิมชัย ใจยงค์ และคุณแม่ยุราภรณ์ ใจยงค์ ที่เคารพรักและมีพระคุณอย่างยิ่ง ที่ได้อบรมเลี้ยงดู ส่งเสริม ให้กำลังใจ และห่วงใยผู้เขียนมาโดยตลอด จนทำให้ผู้เขียนศึกษาจนสำเร็จหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

เอกณรงค์ ใจยงค์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
คำย่อและสัญลักษณ์.....	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 แนวคิดในการทำวิทยานิพนธ์.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ขอบเขตและขั้นตอนการวิจัย.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 ระบบเรโซแนนซ์และตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 ระบบเรโซแนนซ์.....	4
2.2.1 คุณลักษณะของฟังก์ชันถ่ายโอนระบบเรโซแนนซ์.....	4
2.2.2 ระบบเรโซแนนซ์อันดับสอง.....	5
2.3 ระบบควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์.....	7
2.3.1 ผลกระทบของตัวป้อนผ่านตรงต่อการสอดประสานของโพลซีโร.....	8
2.3.2 ตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์.....	11
2.3.2.1 ตัวควบคุมอินทิกรัลทั่วไป.....	11
2.3.2.2 ตัวควบคุมอินทิกรัลแบบลูสซี.....	11
2.3.2.3 ตัวควบคุมแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่.....	12
2.3.3 การเลือกค่าเกนของตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์.....	14
บทที่ 3 ระบบสองความเฉื่อย	16
3.1 กล่าวนำ.....	16
3.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองความเฉื่อย.....	17
3.2.1 แบบจำลองกรณีไม่มีภาระทางไฟฟ้าต่อกับมอเตอร์ภาระ.....	17
3.2.2 แบบจำลองกรณีมีภาระทางไฟฟ้าต่อกับมอเตอร์ภาระ.....	21
3.3 ระบบสองความเฉื่อยในห้องปฏิบัติการ.....	23
3.4 การหาพารามิเตอร์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองความเฉื่อย.....	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และดัด IV อย่างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การออกแบบตัวควบคุมอินทิกรัลและอินทิกรัลเรโซแนนซ์.....	26
4.1 กล่าวนำ.....	26
4.2 ผลตอบสนองวงเปิดของระบบสองความเฉื่อย.....	26
4.3 โครงสร้างการควบคุมที่นำเสนอ.....	28
4.3.1 ตัวควบคุมลูปใน.....	28
4.3.2 ตัวควบคุมลูปนอก.....	32
4.4 การออกแบบตัวควบคุมที่นำเสนอ.....	32
บทที่ 5 การจำลองและการทดลอง.....	36
5.1 กล่าวนำ.....	36
5.2 การจำลองควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อย.....	36
5.2.1 การจำลองเมื่อป้อนความเร็วอ้างอิงแบบขั้นบันได.....	36
5.2.2 การจำลองเมื่อเปลี่ยนแปลงความเร็วอ้างอิงแบบฉับพลัน.....	38
5.2.2.1 การจำลองเมื่อเพิ่มความเร็ว.....	38
5.2.2.2 การจำลองเมื่อลดความเร็ว.....	39
5.2.3 การจำลองเมื่อมีสิ่งรบกวน.....	41
5.2.3.1 การจำลองเมื่อมีสิ่งรบกวนที่ภาคอินพุต.....	41
5.2.3.2 การจำลองเมื่อมีแรงบิดรบกวนที่ภาคการะ.....	43
5.3 การทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อย.....	45
5.3.1 การทดลองเมื่อป้อนความเร็วอ้างอิงแบบขั้นบันได.....	45
5.3.2 การทดลองเมื่อเปลี่ยนแปลงความเร็วอ้างอิงแบบฉับพลัน.....	47
5.3.2.1 การทดลองเมื่อเพิ่มความเร็ว.....	47
5.3.2.2 การทดลองเมื่อลดความเร็ว.....	48
5.3.3 การทดลองเมื่อมีสิ่งรบกวน.....	49
5.3.3.1 การทดลองเมื่อมีสิ่งรบกวนที่ภาคอินพุต.....	49
5.3.3.2 การทดลองเมื่อมีแรงบิดรบกวนที่ภาคการะ.....	51
5.4 สรุป.....	53
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	54
6.1 บทสรุป.....	54
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา.....	54

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง.....	55
ภาคผนวก.....	57
ภาคผนวก ก. รายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง.....	58
ภาคผนวก ข. บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมโดยโปรแกรมแมทแลบ.....	66
ภาคผนวก ค. โปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง.....	70
ภาคผนวก ง. ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์.....	76
ประวัติผู้เขียน.....	83



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 พารามิเตอร์ของมอเตอร์.....	24
4.1 สมรรถนะของระบบสองความเฉื่อย.....	27
4.2 ข้อกำหนดสมรรถนะที่ต้องการ.....	28
4.3 ตำแหน่งโพลซีโรของระบบควบคุมลูบในรูปที่ 4.4	33
5.1 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลอง.....	36
5.2 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลอง เมื่อระบบถูกรบกวนภาคอินพุตด้วยแรงดันไฟฟ้า 2.75 โวลต์ ณ ความเร็วครั้งที่ 1500 รอบต่อนาที.....	42
5.3 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลอง เมื่อถูกรบกวนจากภาระแรงบิดด้วยภาระทางไฟฟ้า 0.5 โอล์ม ณ ความเร็วครั้งที่ 1500 รอบต่อนาที.....	44
5.4 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลอง.....	46
5.5 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลอง เมื่อระบบถูกรบกวนภาคอินพุตด้วยแรงดันไฟฟ้า 2.75 โวลต์ ณ ความเร็วครั้งที่ 1500 รอบต่อนาที.....	51
5.6 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลอง เมื่อถูกรบกวนจากภาระแรงบิดด้วยภาระทางไฟฟ้า 0.5 โอล์ม ณ ความเร็วครั้งที่ 1500 รอบต่อนาที.....	53

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบอันดับสอง.....	6
2.2 ผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดของระบบอันดับสอง.....	7
2.3 โครงสร้างการควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์.....	7
2.4 ตำแหน่งโพลซีโรของระบบเรโซแนนซ์ก่อนและหลังเพิ่มตัวป้อนผ่านตรง.....	10
2.5 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวควบคุมอินทิกรัลทั่วไป.....	11
2.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวควบคุมแบบลูสซี.....	12
2.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวควบคุมแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่.....	13
2.8 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวควบคุมแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่หลังปรับปรุง.....	13
2.9 ทางเดินรากของระบบเรโซแนนซ์กรณีเลือกตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ ประเภทอินทิกรัลทั่วไป.....	14
3.1 ระบบรีดกระดาศ.....	16
3.2 โครงสร้างทางกายภาพของระบบสองความถี่.....	17
3.3 แบบจำลองกรณีไม่มีภาระทางไฟฟ้าต่อกับมอเตอร์ภาระ.....	17
3.4 บล็อกไดอะแกรมของระบบสองความถี่กรณีไม่ต่อภาระทางไฟฟ้ากับมอเตอร์ภาระ.....	20
3.5 แบบจำลองกรณีมีภาระทางไฟฟ้าต่อกับมอเตอร์ภาระ.....	21
3.6 บล็อกไดอะแกรมของระบบสองความถี่กรณีต่อภาระทางไฟฟ้ากับมอเตอร์ภาระ.....	23
3.7 ระบบสองความถี่ในห้องปฏิบัติการ.....	23
3.8 โครงสร้างการควบคุมระบบสองความถี่ในห้องปฏิบัติการ.....	24
3.9 ผลการทดลองและผลการจำลองผลตอบสนองวงเปิดของระบบต่อสัญญาณขั้นบันได.....	25
4.1 ผลการจำลองผลตอบสนองวงเปิดของระบบต่อสัญญาณขั้นบันได.....	26
4.2 ตำแหน่งโพลซีโรวงเปิดของระบบสองความถี่.....	27
4.3 โครงสร้างการควบคุมระบบสองความถี่ที่นำเสนอ.....	28
4.4 โครงสร้างการควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ซึ่งวางตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ ในเส้นทางป้อนไปข้างหน้า.....	28
4.5 เส้นทางรากเคลื่อนตัวของซีโรหลังจากเพิ่มค่าตัวป้อนผ่านตรงในกรณีค่าบวกและค่าลบ.....	29
4.6 เส้นทางรากตัวควบคุมลูบในเมื่อเลือกตัวป้อนผ่านตรงและอินทิเกรเตอร์ที่มีค่าเป็นบวก.....	30
4.7 เส้นทางรากตัวควบคุมลูบในเมื่อเลือกตัวป้อนผ่านตรงและอินทิเกรเตอร์ที่มีค่าเป็นลบ.....	30
4.8 โครงสร้างการควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ที่ถูกปรับปรุง.....	32
4.9 เส้นทางรากตัวควบคุมลูบในเมื่อเลือก $D = -3$ และอินทิเกรเตอร์เป็นค่าลบ.....	33
4.10 เส้นทางรากของระบบควบคุมลูบนอก.....	34
4.11 โครงสร้างการควบคุมระบบสองความถี่หลังการออกแบบ.....	35
5.1 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที.....	37
5.2 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที.....	37
5.3 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อเพิ่มความเร็วเป็น 2000 รอบต่อนาที.....	38
5.4 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อเพิ่มความเร็วเป็น 2000 รอบต่อนาที.....	39

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.5 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วเป็น 1000 รอบต่อนาที.....	40
5.6 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วเป็น 1000 รอบต่อนาที.....	40
5.7 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อมีสิ่งรบกวนที่ภาคอินพุตคงที่ที่ 2.75 โวลต์.....	41
5.8 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อมีสิ่งรบกวนที่ภาคอินพุตคงที่ที่ 2.75 โวลต์.....	42
5.9 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อถูกรบกวนจากภาระแรงบิด ด้วยภาระทางไฟฟ้า 0.5 โอห์ม.....	43
5.10 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อถูกรบกวนจากภาระแรงบิด ด้วยภาระทางไฟฟ้า 0.5 โอห์ม.....	44
5.11 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที.....	45
5.12 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที.....	46
5.13 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อเพิ่มความเร็วเป็น 2000 รอบต่อนาที.....	47
5.14 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อเพิ่มความเร็วเป็น 2000 รอบต่อนาที.....	48
5.15 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วเป็น 1000 รอบต่อนาที.....	48
5.16 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วเป็น 1000 รอบต่อนาที.....	49
5.17 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อมีสิ่งรบกวนที่ภาคอินพุตคงที่ที่ 2.75 โวลต์.....	50
5.18 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อมีสิ่งรบกวนที่ภาคอินพุตคงที่ที่ 2.75 โวลต์.....	50
5.19 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อถูกรบกวนจากภาระแรงบิด ด้วยภาระทางไฟฟ้า 0.5 โอห์ม.....	52
5.20 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อถูกรบกวนจากภาระแรงบิด ด้วยภาระทางไฟฟ้า 0.5 โอห์ม.....	52
ก.1 รายละเอียดของชุดวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง.....	60
ก.2 รายละเอียดของมอเตอร์กระแสตรงที่ใช้ในการทดลอง.....	61
ก.3 ลักษณะของสัญญาณพัลส์ที่เกิดขึ้นเมื่อเอนโคเดอร์หมุน.....	62
ก.4 รายละเอียดของเอนโคเดอร์ที่ใช้ในการทดลอง.....	63
ข.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมที่นำเสนอ.....	67
ข.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมอินทิกรัล.....	67
ข.3 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมที่นำเสนอ เมื่อมีสิ่งรบกวนภาคอินพุต.....	68
ข.4 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมอินทิกรัล เมื่อมีสิ่งรบกวนภาคอินพุต.....	68
ข.5 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมที่นำเสนอ เมื่อมีแรงบิดรบกวนภาคภาระ.....	69
ข.6 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมอินทิกรัล เมื่อมีแรงบิดรบกวนภาคภาระ.....	69

คำย่อและสัญลักษณ์

M	หมายถึง จำนวนโหนดเรโซแนนซ์ก่อนการลดโหนด
N	หมายถึง จำนวนโหนดเรโซแนนซ์ภายหลังชดเชยด้วยเกณฑ์ความถี่ศูนย์
ω_i	หมายถึง ความถี่ธรรมชาติโหนดเรโซแนนซ์ที่ i
ω_n	หมายถึง ความถี่ธรรมชาติระบบอันดับสองมาตรฐาน
ω_r	หมายถึง ความถี่ที่ทำให้ขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่มีค่าสูงสุด
ζ_i	หมายถึง อัตราหน่วงโหนดเรโซแนนซ์ที่ i
ζ	หมายถึง อัตราหน่วงระบบอันดับสองมาตรฐาน
α_i	หมายถึง เกนโหนดเรโซแนนซ์ที่ i
K	หมายถึง เกนชดเชยจำนวนโหนดเรโซแนนซ์ที่ M ที่ความถี่ศูนย์
γ	หมายถึง เกนตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์
K_i	หมายถึง เกนตัวควบคุมอินทิกรัลรูปนอก
D	หมายถึง ตัวป้อนผ่านตรงที่มีเกน D
$\tilde{G}(s)$	หมายถึง ฟังก์ชันถ่ายโอนระบบเรโซแนนซ์ที่ลดโหนด
$\bar{G}(s)$	หมายถึง ฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน
$G(s)$	หมายถึง ฟังก์ชันถ่ายโอนระบบสองความเฉื่อย
$C(s)$	หมายถึง ฟังก์ชันถ่ายโอนตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์
$C_1(s)$	หมายถึง ฟังก์ชันถ่ายโอนตัวควบคุมรูปใน
$C_2(s)$	หมายถึง ฟังก์ชันถ่ายโอนตัวควบคุมรูปนอก
$\omega_{ref}(s)$	หมายถึง ความเร็วอ้างอิง
$E(s)$	หมายถึง สัญญาณความแตกต่างระหว่างสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณป้อนกลับ
$\hat{\omega}_m(s)$	หมายถึง ความเร็วของมอเตอร์ตัวขับหลังจากเพิ่มการป้อนผ่านตรง
$X(s)$	หมายถึง อินพุต
$Y(s)$	หมายถึง เอาต์พุต
e_a	หมายถึง แรงดันอินพุตมอเตอร์ตัวขับ
R_a	หมายถึง ความต้านทานอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวขับ
L_a	หมายถึง ความเหนี่ยวนำอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวขับ
i_a	หมายถึง กระแสอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวขับ
e_b	หมายถึง แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ตัวขับ
K_e	หมายถึง ค่าคงที่แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ตัวขับ
ω_m	หมายถึง ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับ
K_m	หมายถึง ค่าคงที่แรงบิดของมอเตอร์ตัวขับ
T_m	หมายถึง แรงบิดของมอเตอร์ตัวขับ
J_m	หมายถึง โมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์ตัวขับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และตัด X อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

θ_m	หมายถึง ตำแหน่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับ
K_s	หมายถึง ค่าความแข็งตึงของเพลลา
T_s	หมายถึง แรงบิดของมอเตอร์ตัวถาระ
J_L	หมายถึง โมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์ตัวถาระ
θ_L	หมายถึง ตำแหน่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวถาระ
ω_L	หมายถึง ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ตัวถาระ
T_L	หมายถึง แรงบิดการรบกวน
T_f	หมายถึง แรงบิดจากแรงเสียดทาน
R_{al}	หมายถึง ความต้านทานอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวถาระ
R_x	หมายถึง ความต้านทานภายนอก
L_{al}	หมายถึง ความเหนี่ยวนำอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวถาระ
i_{al}	หมายถึง กระแสอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวถาระ
e_{bl}	หมายถึง แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ตัวถาระ
K_{el}	หมายถึง ค่าคงที่แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ตัวถาระ
K_{ml}	หมายถึง ค่าคงที่แรงบิดของมอเตอร์ตัวถาระ
M_r	หมายถึง ขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่มีค่าสูงสุด
P_o	หมายถึง เบอร์เซ็นต์ค่าพุ่งเกินสูงสุด
t	หมายถึง เวลา
t_s	หมายถึง เวลาเข้าสู่ค่าปลาย
t_r	หมายถึง เวลาไต่ขึ้น
t_p	หมายถึง เวลาที่ทำให้ผลตอบสนองมีค่าสูงสุด

บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวคิดในการทำวิทยานิพนธ์

ระบบสองความเฉื่อยหรือระบบสองมวลเป็นระบบการขับเคลื่อนที่อยู่ห่างกันซึ่งเชื่อมต่อกันด้วยเพลายาวโดยอาศัยอุปกรณ์ขับเคลื่อนร่วมกัน ระบบนี้มีบทบาทในอุตสาหกรรมการอัด การบิด และการรีดขึ้นงาน เช่น การผลิตกระดาษที่ใช้ระบบขับเคลื่อนของเครื่องรีด (Rolling Mill Drive System) เป็นต้น ระบบสองความเฉื่อยมักประสบปัญหาเนื่องจากเรโซแนนซ์การบิด (Torsional Resonance) ที่อาจก่อให้เกิดความเสียหายแก่โครงสร้างทางกลของระบบ นอกจากนี้ยังส่งผลกระทบต่อความเร็วของระบบด้วย ดังนั้น การควบคุมความเร็วและการลดเรโซแนนซ์การบิดของระบบสองความเฉื่อยจึงมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง

จากการศึกษาค้นคว้าพบว่า มีหลายบทความที่นำเสนอเกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุมเพื่อลดปัญหาการเรโซแนนซ์ของระบบสองความเฉื่อยอาทิเช่น

-การออกแบบโดยใช้ตัวควบคุมดั้งเดิม (Classical Controller) โดยเฉพาะอาศัยการควบคุมพื้นฐานสามประเภท คือ พี ไอ ดี อาทิกการควบคุมระบบสองความเฉื่อยด้วยตัวควบคุมพีไอดี (Proportional-Integral-Derivative Controller: PID) ตัวควบคุมพีไอ (Proportional-Integral Controller: PI) [1] และตัวควบคุมไอพีดี (Integral-Propotional Derivative Controller: I-PD) [2], [3] อย่างไรก็ตาม มีข้อจำกัดเมื่อนำตัวควบคุมเหล่านี้ไปควบคุมระบบไม่เป็นเชิงเส้น ระบบที่ไม่รู้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ระบบอันดับสูงและระบบที่มีความไม่แน่นอน [4]

-การออกแบบโดยใช้ตัวควบคุมแบบฟัซซี (Fuzzy Logic Controller) ได้ถูกพัฒนาให้มีความยืดหยุ่นมากขึ้น สามารถนำมาควบคุมกระบวนการที่มีความไม่แน่นอน โดยอาศัยวิธีแปลงความรู้หรือประสบการณ์ของผู้เชี่ยวชาญให้เป็นกฎการควบคุมที่อยู่ในรูปเงื่อนไข ตัวควบคุมแบบฟัซซีถูกนำมาใช้กับระบบสองความเฉื่อยดังปรากฏใน [5] หลังจากนั้นมีการพัฒนาตัวควบคุมดังกล่าวมาผสมกับตัวควบคุมดั้งเดิม อาทิเช่นตัวควบคุมแอมมอดานีฟัซซีไอ-พี [4] เป็นต้น แต่เนื่องจากข้อจำกัดของตัวควบคุมฟัซซีที่มีประกอบด้วยพารามิเตอร์จำนวนมาก ตลอดจนการปรับแต่งเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมให้ได้สมรรถนะตามต้องการนั้นยาก โดยทั่วไปยังไม่มีมาตรฐานในการปรับแต่งที่แน่นอน

นอกจากนั้นยังมีการใช้ตัวควบคุมเรโซแนนซ์ในระบบแขนกลอ่อนตัว [6], [7] โดยวิธีนี้จะหาตัวควบคุมป้อนกลับโดยการจัดรูปฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบวงเปิด ให้อยู่ในรูปผลบวกของสมการอนุพันธ์อันดับ 2 เพื่อหาความถี่เรโซแนนซ์ของระบบแขนกลอ่อนตัว การลดเรโซแนนซ์ทำได้โดยการเลื่อนโพลวงปิดของระบบให้ลึกเข้าไปในระนาบครึ่งซ้าย หลังจากนั้นตัวควบคุมชนิดนี้ได้ถูกพัฒนาเป็นตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ (Integral Resonant Controller: IRC) โดยอาศัยหลักการลดผลจากการเรโซแนนซ์ของโพลที่ไม่พึงประสงค์เหมือนกับวิธีแรก ด้วยการเพิ่มการป้อนผ่านตรง (Feed-Through) ในระบบวงปิด ทำให้เกิดซีโรอยู่ใกล้กับโพลเรโซแนนซ์ ผลของโพลเรโซแนนซ์จึงลดทอนลง [8] ตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ได้ถูกนำไปใช้ควบคุมเรโซแนนซ์ในระบบแขนกลอ่อนตัว แต่ปรากฏเพียงผลการจำลอง [9] ซึ่งยังไม่พบการเพิ่มตัวป้อนผ่านตรงไปใช้ในทางปฏิบัติ ท้ายสุดมีการนำเสนอตัวควบคุมที่ผสมผลของตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ เพื่อควบคุมตำแหน่งปลายของแขนกลอ่อนตัวโดยมีผลการจำลองและทดลองดังปรากฏใน [10]

ด้วยลักษณะเด่นในการลดเรโซแนนซ์ของตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ และโครงสร้างตัวควบคุมสมมูลที่สามารถนำไปใช้ทางปฏิบัตินี้เอง ผู้วิจัยจึงมีแนวคิดในการลดการเรโซแนนซ์การบิดของระบบสองความเฉื่อยด้วยตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ และปรับปรุงประสิทธิภาพในการติดตามค่าปลายของระบบให้ดีขึ้น ในขณะที่ตัวควบคุมที่ออกแบบมาต้องสามารถนำไปใช้ได้จริงในระบบสองความเฉื่อย

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. เพื่อศึกษาการออกแบบตัวควบคุมอินทิกรัลและอินทิกรัลเรโซแนนซ์ สำหรับควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยให้เข้าสู่ความเร็วอ้างอิงได้อย่างรวดเร็วโดยไม่มีเรโซแนนซ์การบิดและไม่มีค่าผิดพลาดที่สภาวะคงตัว
2. เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะตัวควบคุมอินทิกรัลและอินทิกรัลเรโซแนนซ์ กับตัวควบคุมอินทิกรัลโดยการจำลองและทดลองการควบคุม

1.3 ขอบเขตและขั้นตอนการวิจัย

1. ศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมระบบสองความเฉื่อย และศึกษาตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์
2. ศึกษาโครงสร้างและหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ (Mathematical Model) ของระบบสองความเฉื่อยเพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุม
3. ศึกษาพฤติกรรมการเรโซแนนซ์ของระบบสองความเฉื่อย
4. กำหนดค่าสมรรถนะระบบสองความเฉื่อยที่ต้องการ และออกแบบการควบคุมระบบสองความเฉื่อยด้วยการควบคุมอินทิกรัลและอินทิกรัลเรโซแนนซ์เพื่อบรรลุข้อกำหนดสมรรถนะดังกล่าว
5. จำลองควบคุมความเร็วระบบสองความเฉื่อยโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์
6. ทดลองควบคุมความเร็วระบบสองความเฉื่อย
7. สรุปผลการวิจัย

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะแบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท โดยมีรายละเอียดของแต่ละบทดังนี้
บทที่ 1 กล่าวถึงประวัติความเป็นมา วัตถุประสงค์ในการศึกษาวิจัย พร้อมทั้งรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานสำหรับการออกแบบตัวควบคุมเรโซแนนซ์ และตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์

บทที่ 3 กล่าวถึงระบบสองความเฉื่อยซึ่งใช้ในการทดสอบประสิทธิภาพตัวควบคุมอินทิกรัลและอินทิกรัลเรโซแนนซ์

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมอินทิกรัลและอินทิกรัลเรโซแนนซ์

บทที่ 5 กล่าวถึงการจำลองและการทดลองในการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยในห้องปฏิบัติการด้วยตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 4 เปรียบเทียบกับตัวควบคุมอินทิกรัลเพื่อศึกษาประสิทธิภาพของตัวควบคุมที่ได้นำเสนอ

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์เป็นภาคผนวก ภาคผนวก ก. กล่าวถึงรายละเอียดต่าง ๆ ของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง เช่น มอเตอร์ ชุดวงจรขับมอเตอร์ และเอนโคเดอร์ ภาคผนวก ข. กล่าวถึง บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมโดยโปรแกรมแมทแลป (Matlab) ภาคผนวก ค. แสดงถึงโปรแกรมคอมพิวเตอร์ภาษาซี (C Language) และภาคผนวก ง. แสดงถึงผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ และท้ายเล่มกล่าวถึงประวัติของผู้วิจัยโดยสังเขป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ระบบเรโซแนนซ์และตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์

2.1 กล่าวนำ

เนื้อหาบทนี้กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องในการออกแบบระบบควบคุมความเร็วระบบสองความถี่ เนื้อหาส่วนแรกกล่าวถึงการอธิบายคุณลักษณะของระบบเรโซแนนซ์โดยอาศัยฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐานแบบหน่วงขาด (Underdamp) โดยนำเสนอระบบเรโซแนนซ์ด้วยผลตอบสนองเชิงเวลาและผลตอบสนองเชิงความถี่ สำหรับเนื้อหาส่วนที่สองกล่าวถึงโครงสร้างตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์และการเลือกใช้ตัวควบคุม เนื้อหาส่วนสุดท้ายกล่าวถึงการออกแบบระบบควบคุมเรโซแนนซ์ด้วยตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์

2.2 ระบบเรโซแนนซ์

เรโซแนนซ์หรือการสั่นพ้อง (Resonance) [11], [12] เป็นปรากฏการณ์ที่พบในหลาย ๆ สาขาของวิทยาศาสตร์ สามารถพบปรากฏการณ์นี้ในเครื่องดนตรี การไหลของอากาศ การสั่นของสะพานแขวน รวมทั้งพบปรากฏการณ์นี้ในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ เช่น วิทยุ คอมพิวเตอร์ เป็นต้น ปรากฏการณ์เรโซแนนซ์จะเกิดขึ้นเมื่อวัตถุได้รับพลังงานจนทำให้วัตถุนั้นสั่นด้วยความถี่ธรรมชาติ ถ้าความถี่ของพลังงานที่ให้แก่วัตถุมีความถี่เท่ากับความถี่ของการสั่นตามธรรมชาติของวัตถุ จะทำให้วัตถุนั้นได้รับพลังงานเข้าไปสูงที่สุด วัตถุนั้นจึงสั่นด้วยแอมพลิจูดที่สูงกว่าความถี่อื่น ความถี่ที่ทำให้วัตถุนั้นสั่นสูงที่สุดนี้เรียกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (Resonance Frequency)

2.2.1 คุณลักษณะของฟังก์ชันถ่ายโอนระบบเรโซแนนซ์

ในทางปฏิบัติมักพบว่าปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ที่เกิดกับวัตถุใด ๆ มักเป็นผลเนื่องจากความถี่หลาย ๆ ความถี่มาประกอบกัน การเกิดเรโซแนนซ์มักจะมีสาเหตุจากผลของโพลเชิงซ้อน ดังนั้นจึงนิยมอธิบายระบบเรโซแนนซ์ด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองแบบหน่วงขาดหลายพจน์รวมกันดังแสดงในสมการที่ (2.1) โดยที่ M คือจำนวนโหนดเรโซแนนซ์ก่อนการลดโหนด α_i คือแกนโหนดเรโซแนนซ์ที่ i , ω_i คือความถี่ธรรมชาติโหนดเรโซแนนซ์ที่ i และ ζ_i คืออัตราหน่วงโหนดเรโซแนนซ์ที่ i

$$G(s) = \sum_{i=1}^M \frac{\alpha_i \omega_i^2}{s^2 + 2\zeta_i \omega_i s + \omega_i^2} \quad (2.1)$$

อย่างไรก็ตามการพิจารณาระบบเรโซแนนซ์นิยมพิจารณาเฉพาะโหนดเรโซแนนซ์ที่สนใจ N โหนดที่น้อยกว่า M โหนดเท่านั้น การลดจำนวนของโหนดนี้ไปสู่อุณหภูมิคลาดเคลื่อนในการอธิบายระบบในช่วงความถี่ต่ำ เนื่องจากการลดโหนดทำให้แกนความถี่ที่ความถี่ศูนย์หรือแกนดีซีของระบบเรโซแนนซ์เดิมเปลี่ยนไป ด้วยเหตุนี้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบที่ลดอันดับจึงเพิ่มพจน์ป้อนผ่านตรงแกน K เพื่อชดเชยแกนดีซี ทำให้ระบบสามารถรักษาพลวัตช่วงความถี่ต่ำที่ระบบแสดงพฤติกรรมเรโซแนนซ์ไว้ได้ในขณะที่พลวัตช่วงความถี่สูงถูกลดน้อยลง ท้ายสุดระบบเรโซแนนซ์ที่ลดโหนด $\tilde{G}(s)$ จึงมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังแสดงในสมการที่ (2.2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tilde{G}(s) = \sum_{i=1}^N \frac{\alpha_i \omega_i^2}{s^2 + 2\zeta_i \omega_i s + \omega_i^2} + K \quad (2.2)$$

เมื่อ $\tilde{G}(s)$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบเรโซแนนซ์หลังการลดโหมด

2.2.2 ระบบเรโซแนนซ์อันดับสอง

ฟังก์ชันถ่ายโอนระบบเรโซแนนซ์หลังการลดโหมดประกอบด้วย พจน์ฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองที่มีโพลเชิงซ้อนหนึ่งคู่ในหลาย ๆ โหมดความถี่รวมกันบวกกับพจน์เกน K ดังนั้น การศึกษาของระบบเรโซแนนซ์ จึงเริ่มพิจารณาจากฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐานดังแสดงในสมการที่ (2.3)

$$\bar{G}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.3)$$

เมื่อ ω_n คือความถี่ธรรมชาติของระบบเรโซแนนซ์และ ζ คืออัตราหน่วงของระบบเรโซแนนซ์ เมื่อพิจารณาผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน $\bar{G}(s)$ เมื่อป้อนอินพุตสัญญาณไซน์ความถี่ ω และแทน $s = j\omega$ ในสมการที่ (2.3) จะพบว่า $\bar{G}(j\omega)$ ของระบบเรโซแนนซ์ที่สอดคล้องมีค่าดังสมการที่ (2.4)

$$\bar{G}(j\omega) = \frac{1}{1 + 2\zeta \left(j \frac{\omega}{\omega_n} \right) + \left(j \frac{\omega}{\omega_n} \right)^2} \quad (2.4)$$

ขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่คือ

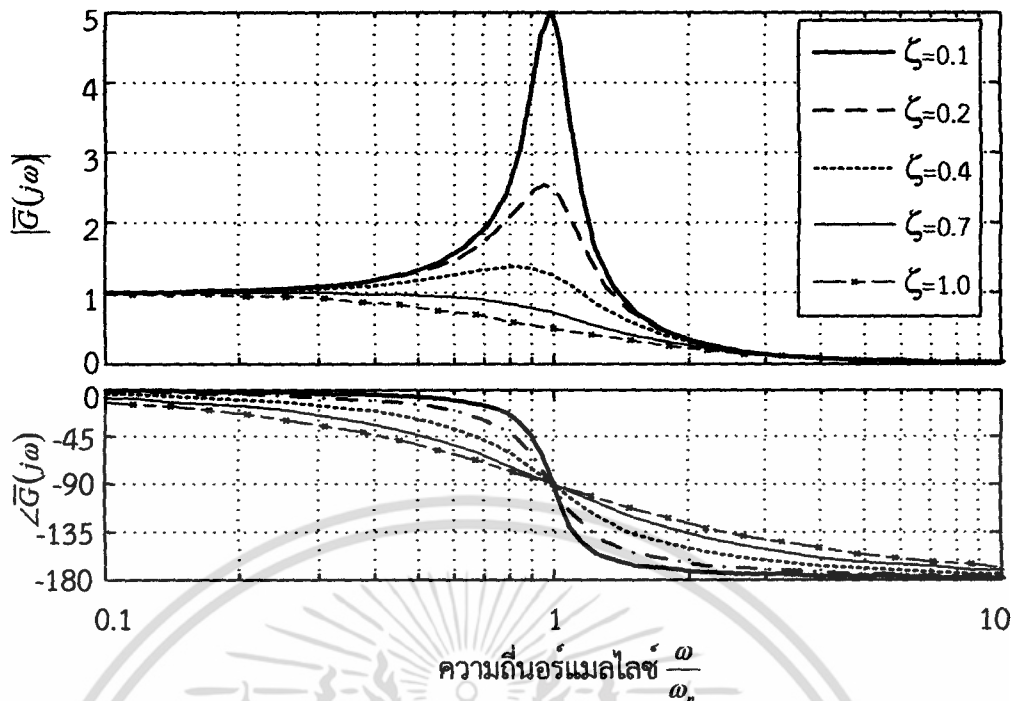
$$|\bar{G}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + \left(2\zeta \frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} \quad (2.5)$$

และมุมของผลตอบสนองเชิงความถี่คือ

$$\angle \bar{G}(j\omega) = -\tan^{-1} \left[\frac{2\zeta \frac{\omega}{\omega_n}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \right] \quad (2.6)$$

เมื่อแปรค่าอัตราหน่วงในช่วง $0 \leq \zeta \leq 1$ สามารถวาดผลตอบสนองเชิงความถี่จากสมการที่ (2.4) ได้ ดังรูปที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบอันดับสอง

จากรูปที่ 2.1 พบว่ามุมของผลตอบสนองเชิงความถี่จะอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง -180 องศา เมื่อพิจารณาขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่พบว่า อัตราหน่วง ζ จะมีความสัมพันธ์แบบผกผันกับแบนด์วิดท์และขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่มีค่าสูงสุด M_r โดยขนาดสูงสุดของผลตอบสนองเชิงความถี่ได้จากการหาอนุพันธ์สมการที่ (2.4) และกำหนดให้เท่ากับศูนย์ เมื่อแก้สมการเพื่อหาความถี่ในจุดที่มีขนาดสูงสุด ω_r จะมีค่าดังสมการที่ (2.7)

$$\omega_r = \omega_n \sqrt{1 - 2\zeta^2} \quad \text{เมื่อ } \zeta < 0.707 \quad (2.7)$$

เมื่อแทนความถี่ ω_r ในสมการที่ (2.5) ขนาดสูงสุดของผลตอบสนองเชิงความถี่ M_r มีค่าเป็น

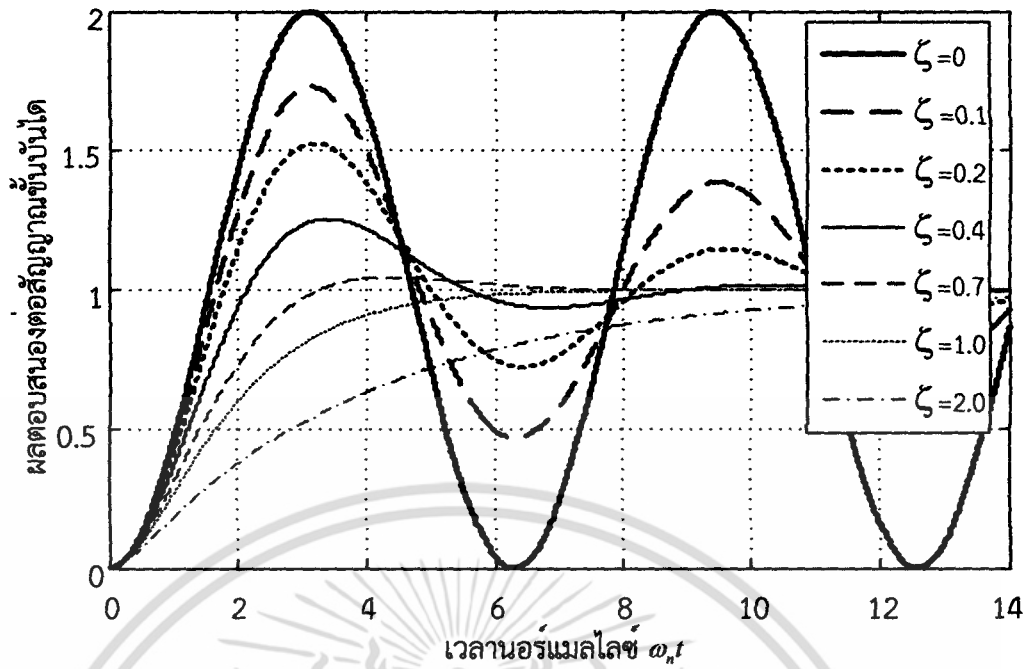
$$M_r = |G(j\omega_r)| = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (2.8)$$

กล่าวคือเมื่อป้อนอินพุตสัญญาณชานความถี่ ω_r ระบบเรโซแนนซ์จะสั่นด้วยขนาด M_r ที่สูงสุดดังสมการที่ (2.8) ปรากฏการณ์ดังกล่าวเรียกว่าการเรโซแนนซ์ และค่า ω_r เรียกว่าความถี่เรโซแนนซ์

สำหรับระบบอันดับสองมาตรฐาน ค่าสูงสุดของการตอบสนองเชิงความถี่สัมพันธ์โดยตรงกับค่าพุงเกิน (Overshoot) ในผลตอบสนองชั่วขณะต่อสัญญาณขั้นบันไดดังรูปที่ 2.2 โดยระบบที่มีค่าเรโซแนนซ์ที่มากก็จะมีค่าพุงเกินมากขึ้นตามไปด้วย นอกจากนี้พบว่ามีอัตราหน่วงคงที่ เวลาที่ทำให้ผลตอบสนองของระบบมีค่าสูงสุด (Peak Time) t_p จะมีค่าลดลงเมื่อแบนด์วิดท์มีค่าสูงขึ้นดังแสดงในสมการที่ (2.9)

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (2.9)$$

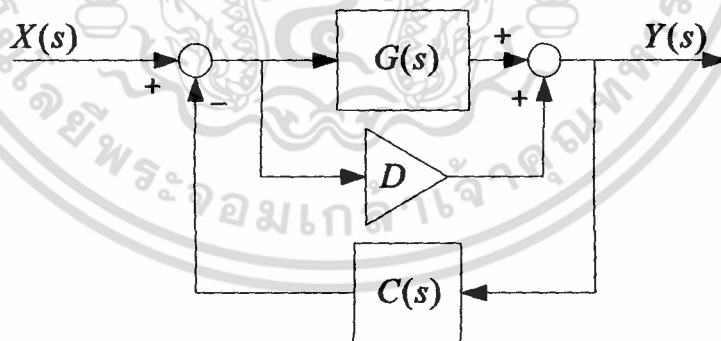
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 ผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดของระบบอันดับสอง

2.3 ระบบควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์

ในส่วนนี้กล่าวถึงการควบคุมระบบเรโซแนนซ์ด้วยการควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ [8]-[10] การควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ (Integral Resonant Control: IRC) มีคุณลักษณะเด่นในการลดเรโซแนนซ์ในโหมดความถี่ที่ไม่พึงประสงค์ โครงสร้างระบบควบคุมเรโซแนนซ์ด้วยการควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ประกอบด้วยตัวป้อนผ่านตรงที่มีเกน D และตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ $C(s)$ ที่มีเกนเป็นลบดังแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 โครงสร้างการควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์

ระบบควบคุมเรโซแนนซ์ด้วยการควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ ถูกออกแบบโดยอาศัยแนวคิดการป้อนกลับแบบบวก [13] แต่เพื่อความง่ายในการวิเคราะห์ระบบจึงเขียนระบบใหม่ให้อยู่ในรูปการป้อนกลับแบบลบแทน ระบบควบคุมเรโซแนนซ์ด้วยการควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ อาศัยหลักการเพิ่มตัวป้อนผ่านตรงเข้าไปยังระบบ หรือเป็นการเพิ่มสัญญาณจากอินพุตบางส่วนป้อนไปยังเอาต์พุตโดยตรง เพื่อเพิ่มซีโรที่ความถี่ใด ๆ ซึ่งความถี่ในที่นี้ จะเป็นความถี่เรโซแนนซ์ในโหมดที่ไม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พึงประสงค์และต้องการลดเรโซแนนซ์ของคลื่นนั้น การเลือกความถี่ของซีโรที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์โหมดแรก จะทำให้ระบบได้รับผลจากซีโรในช่วงความถี่ต่ำกว่าก่อนแล้วจึงรับผลที่เกิดจากโพล แทนที่จะรับผลจากโพลแล้วไปรับผลจากซีโรเหมือนกรณีทั่วไป ดังนั้นการเลือกความถี่ข้างต้นจะทำให้ซีโรเคลื่อนตัวไปวางบริเวณใกล้ ๆ กับตำแหน่งโพลเรโซแนนซ์จนเกิดการหน่วงที่ความถี่ดังกล่าว ในที่สุดผลของโพลเรโซแนนซ์ก็จะถูกหน่วงลงไป

2.3.1 ผลกระทบของตัวป้อนผ่านตรงต่อการสอดประสานของโพลซีโร

ในหัวข้อนี้จะอธิบายรูปแบบการสอดประสานโพลซีโรของระบบเรโซแนนซ์ใด ๆ เมื่อเพิ่มตัวป้อนผ่านตรงซึ่งจะอธิบายด้วยทฤษฎีอย่างง่าย 2 ทฤษฎี ทฤษฎีที่จะกล่าวต่อไปนี้จะแสดงถึงระบบเรโซแนนซ์ที่ถูกประมาณให้อยู่ในรูปผลรวมของระบบอันดับสองในรูป $\frac{\alpha_i}{s^2 + \omega_i^2}$ ซึ่งมีโพลเชิงซ้อน N คู่ และมีซีโรเชิงซ้อน $N-1$ คู่ จะได้ว่าระหว่างทุก ๆ โพลสองตัวที่ติดกันจะปรากฏซีโรเกิดขึ้นมาอยู่เสมอ

ทฤษฎีที่ 1

ถ้า $\hat{G}(s) = \sum_{i=1}^N \frac{\alpha_i}{s^2 + \omega_i^2}$ เมื่อ $\alpha_i > 0 \quad \forall i$ และ $\omega_1 < \omega_2 < \dots < \omega_N$ แล้ว $G(s)$ จะปรากฏซีโรระหว่างทุก ๆ โพลสองตัวที่ติดกัน

พิสูจน์

กรณีพิจารณาเฉพาะระบบซึ่งมี 3 โหมดเรโซแนนซ์ดังฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการที่ (2.10)

$$\hat{G}_3(s) = \sum_{i=1}^3 \frac{\alpha_i}{s^2 + \omega_i^2} \quad (2.10)$$

เมื่อกระจายสมการที่ (2.10) จะได้

$$\begin{aligned} \hat{G}_3(s) &= \frac{\alpha_1}{s^2 + \omega_1^2} + \frac{\alpha_2}{s^2 + \omega_2^2} + \frac{\alpha_3}{s^2 + \omega_3^2} \\ &= \frac{\alpha_1(s^2 + \omega_2^2)(s^2 + \omega_3^2) + \alpha_2(s^2 + \omega_1^2)(s^2 + \omega_3^2) + \alpha_3(s^2 + \omega_1^2)(s^2 + \omega_2^2)}{(s^2 + \omega_1^2)(s^2 + \omega_2^2)(s^2 + \omega_3^2)} \end{aligned}$$

กำหนดให้ $N(s^2)$ แทนพหุนามเศษซึ่งเป็นพหุนามของพจน์ s^2 ภายใต้สมมติฐาน $\alpha_i > 0 \quad \forall i$ และ $\omega_1 < \omega_2 < \omega_3$ จะได้ว่า

$$N(s^2)|_{s^2=\omega_1^2} = \alpha_1(-\omega_1^2 + \omega_2^2)(-\omega_1^2 + \omega_3^2) > 0$$

$$N(s^2)|_{s^2=\omega_2^2} = \alpha_2(-\omega_2^2 + \omega_1^2)(-\omega_2^2 + \omega_3^2) < 0$$

$$N(s^2)|_{s^2=\omega_3^2} = \alpha_3(-\omega_3^2 + \omega_1^2)(-\omega_3^2 + \omega_2^2) > 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก $N(s^2)$ เป็นพหุนามฟังก์ชันซึ่งเป็นฟังก์ชันที่ต่อเนื่องบนระนาบ s ค่าของ $N(s^2)|_{s^2=-\omega_1^2}$ และค่าของ $N(s^2)|_{s^2=-\omega_3^2}$ มีค่าเป็นบวก ในขณะที่ค่าของ $N(s^2)|_{s^2=-\omega_2^2}$ มีค่าเป็นลบ ดังนั้น $N(s^2)$ จะต้องมีย่านค่าเป็น 0 ในช่วงระหว่าง $-\omega_1^2$ และ $-\omega_2^2$ กล่าวคือต้องมีค่า $s^2 = -\omega_2^2$ บางค่าซึ่งอยู่ในช่วงระหว่าง $\omega_1 < \omega_2 < \omega_3$ และ $N(-\omega_2^2) = 0$ ด้วย เหตุผลลักษณะเดียวกันสามารถแสดงได้ว่ามีค่า $s^2 = -\omega_2^2$ บางค่าซึ่ง $N(-\omega_2^2) = 0$ เมื่อ $\omega_2 < \omega_2 < \omega_3$

โดยใช้ข้อพิสูจน์ลักษณะเดียวกันสำหรับ $\hat{G}(s) = \sum_{i=1}^N \frac{\alpha_i}{s^2 + \omega_i^2}$ จะปรากฏซีโร $N-1$ คู่ที่ $s = \pm j\omega_{z_1}, \pm j\omega_{z_2}, \dots, \pm j\omega_{z_{N-1}}$ เมื่อ $\omega_1 < \omega_{z_1} < \omega_2 < \dots < \omega_{z_{N-1}} < \omega_N$ กล่าวคือจะปรากฏซีโรระหว่างทุก ๆ โพลสองตัวที่ติดกัน

ทฤษฎีต่อมาจะแสดงว่า สำหรับระบบเรโซแนนซ์ซึ่งถูกประมาณในรูปผลรวมของระบบอันดับสองในรูป $\frac{\alpha_i}{s^2 + \omega_i^2}$ จำนวน N เทอม การเพิ่มตัวป้อนผ่านตรงที่มีเกน $D \in \mathfrak{R}$ จะเพิ่มคูซีโรเชิงซ้อนหนึ่งคู่

ทฤษฎีที่ 2

ถ้าให้ $\hat{G}(s) = \sum_{i=1}^N \frac{\alpha_i}{s^2 + \omega_i^2}$ เมื่อ $\alpha_i > 0 \quad \forall i$ และ $\omega_1 < \omega_2 < \dots < \omega_N$ และกำหนดให้ $\tilde{G}(s) = \hat{G}(s) + D$ โดยที่ $D \in \mathfrak{R}$ และ $\tilde{G}(j\omega_z) = 0$ และ ω_z ไม่เป็นซีโรของ $G(s)$ แล้วจะได้ว่า $\tilde{G}(s)$ สามารถเขียนในรูปสมการที่ (2.11) ได้

$$\tilde{G}(s) = (s^2 + \omega_z^2) \sum_{i=1}^N \frac{\beta_i}{s^2 + \omega_i^2} \quad (2.11)$$

พิสูจน์

กำหนดให้ $\tilde{G}(s) = 0$ เมื่อแทน $s^2 = -\omega_z^2$ ใน $\tilde{G}(s)$ จะได้

$$\tilde{G}(j\omega_z) = \sum_{i=1}^N \frac{\alpha_i}{-\omega_z^2 + \omega_i^2} + D = 0$$

ดังนั้น

$$D = -\sum_{i=1}^N \frac{\alpha_i}{-\omega_z^2 + \omega_i^2}$$

แทนค่า D กลับใน $\tilde{G}(s)$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\tilde{G}(s) &= \sum_{i=1}^N \frac{\alpha_i}{s^2 + \omega_i^2} - \sum_{i=1}^N \frac{\alpha_i}{-\omega_z^2 + \omega_i^2} \\ &= \sum_{i=1}^N \alpha_i \left(\frac{1}{s^2 + \omega_i^2} - \frac{1}{-\omega_z^2 + \omega_i^2} \right)\end{aligned}$$

กำหนดให้ $\frac{1}{\omega_i^2 - \omega_z^2} = k_i$ ดังนั้น

$$\begin{aligned}\tilde{G}(s) &= \sum_{i=1}^N \alpha_i \left(\frac{1 - k_i s^2 - k_i \omega_i^2}{s^2 + \omega_i^2} \right) \\ &= \sum_{i=1}^N -\alpha_i k_i \left(\frac{s^2 + \omega_i^2 - k_i^{-1}}{s^2 + \omega_i^2} \right)\end{aligned}$$

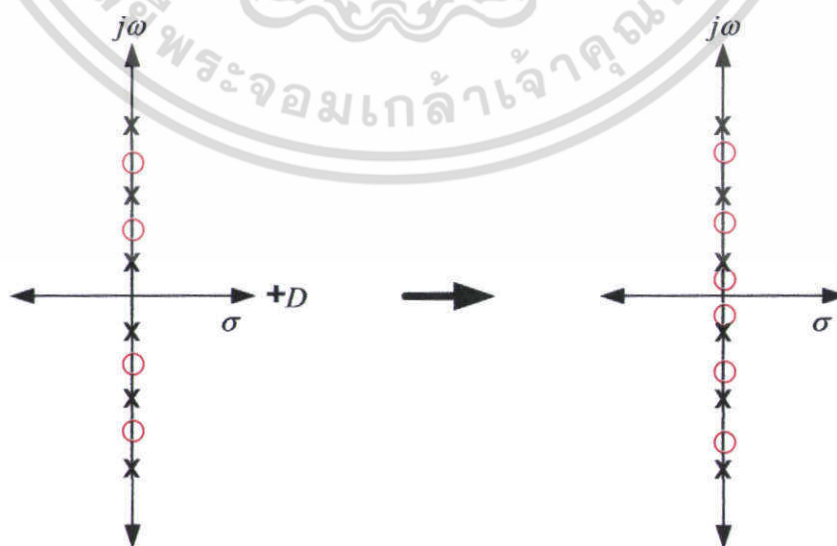
สังเกตว่า $\omega_i^2 - k_i^{-1} = \omega_z^2$ ดังนั้น

$$\tilde{G}(s) = \sum_{i=1}^N -\alpha_i k_i \left(\frac{s^2 + \omega_i^2}{s^2 + \omega_i^2} \right)$$

กำหนดให้ $-\alpha_i k_i = \beta_i$ ดังนั้น

$$\tilde{G}(s) = (s^2 + \omega_z^2) \sum_{i=1}^N \frac{\beta_i}{s^2 + \omega_i^2}$$

รูปที่ 2.4 แสดงตำแหน่งโพลซีโรของระบบเรโซแนนซ์ใด ๆ ก่อนและหลังเพิ่มตัวป้อนผ่านตรงที่มีเกน D เป็นที่สังเกตว่าตำแหน่งโพลของระบบยังอยู่ที่เดิมและเกิดซีโรเชิงซ้อนหนึ่งคู่หลังจากเพิ่มตัวป้อนผ่านตรงเข้าไป นอกจากนี้ซีโรจะเคลื่อนที่เข้าหรือออกบริเวณโพลเรโซแนนซ์มากขึ้นตามการแปรค่าตัวป้อนผ่านตรง



รูปที่ 2.4 ตำแหน่งโพลซีโรของระบบเรโซแนนซ์ก่อนและหลังเพิ่มตัวป้อนผ่านตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

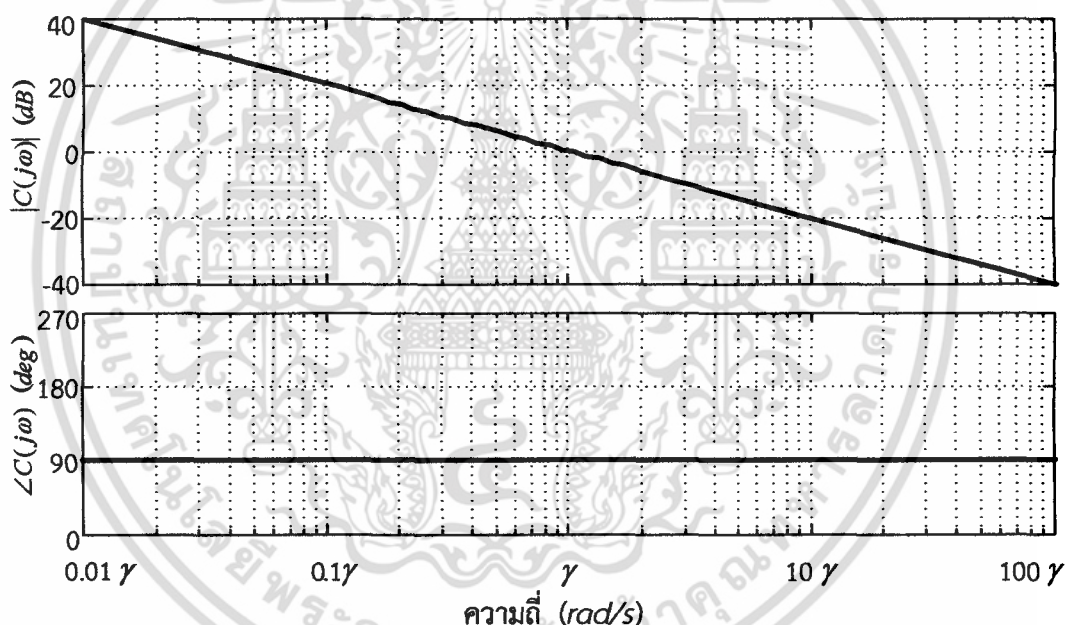
2.3.2 ตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์

ตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ เป็นตัวควบคุมที่มีแนวคิดจากตัวควบคุมอินทิกรัลพื้นฐานที่มีเกน γ ค่าลบทั้งหมดสามประเภท ได้แก่ ตัวควบคุมอินทิกรัลทั่วไป ตัวควบคุมอินทิกรัลแบบลูสซี และตัวควบคุมแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่ สมรรถนะและความคงทนของตัวควบคุมที่แตกต่างกันแต่ละประเภทจะพิจารณาจากผลตอบสนองเชิงความถี่ดังนี้

2.3.2.1 ตัวควบคุมอินทิกรัลทั่วไป

ตัวควบคุมอินทิกรัลทั่วไป (Integrator) มีฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงในสมการที่ (2.12) ข้อดีของตัวควบคุมนี้คือการยืนยันความสามารถในการเข้าสู่ค่าปลายของระบบ และเป็นการเพิ่มเฟสมาร์จิน (Phase Margin) ให้กับระบบ แต่มีข้อด้อยเนื่องจากเกนที่ความถี่ต่ำมีค่าสูง จึงทำให้อุปกรณ์ขับเคลื่อนตัวเมื่อป้อนสัญญาณควบคุมขนาดใหญ่ที่มีความถี่ต่ำ ผลตอบสนองเชิงความถี่ที่สอดคล้องกับตัวควบคุมอินทิกรัลทั่วไปเมื่อกำหนดให้ $\gamma = 1$ แสดงได้ดังรูปที่ 2.5

$$C(s) = \frac{-\gamma}{s} \quad (2.12)$$



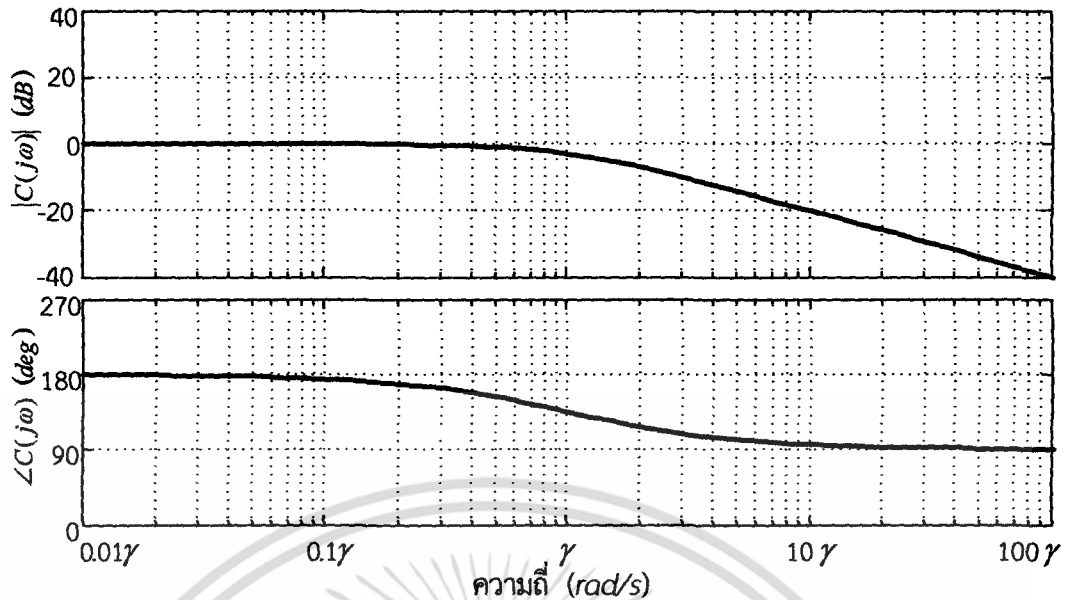
รูปที่ 2.5 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวควบคุมอินทิกรัลทั่วไป

2.3.2.2 ตัวควบคุมอินทิกรัลแบบลูสซี

ตัวควบคุมอินทิกรัลแบบลูสซี (Lossy Integrator) มีฟังก์ชันถ่ายโอนดังแสดงในสมการที่ (2.13) เมื่อกำหนดให้ $\gamma = p_1$ ผลตอบสนองเชิงความถี่ที่สอดคล้องกับตัวควบคุมอินทิกรัลแบบลูสซีแสดงได้ดังรูปที่ 2.6 เมื่อเทียบกับตัวควบคุมอินทิกรัลทั่วไปตัวควบคุมนี้จะมีเกนที่ความถี่ต่ำลดลงและจะคงที่ตลอดช่วงแบนวิดท์ของระบบ การออกแบบตัวควบคุมนี้นิยมเลือกโพล p_1 ให้มีค่าใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์แรกของระบบเพื่อประสิทธิภาพในการลดเกนตัวควบคุมนี้จะมีข้อด้อยเนื่องจากมีผลลดเฟสมาร์จินของระบบวงปิดลงเล็กน้อย

$$C(s) = \frac{-\gamma}{s + p_1} \quad (2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวควบคุมแบบลูสซี

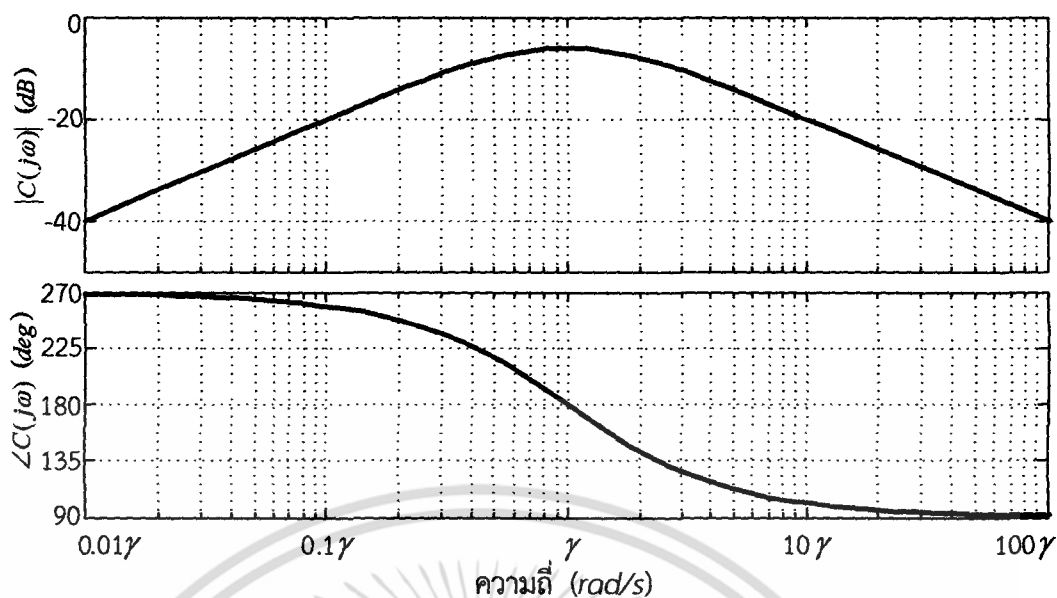
2.3.2.3 ตัวควบคุมแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่

ตัวควบคุมแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่ (Band-Pass Filter) มีฟังก์ชันถ่ายโอนดังแสดงในสมการที่ (2.14) เมื่อกำหนดให้ $\gamma = p_1$ ผลตอบสนองเชิงความถี่ที่สอดคล้องกับตัวควบคุมแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่แสดงได้ดังรูปที่ 2.7 เนื่องจากตัวควบคุมมีโพลซ้ำหนึ่งคู่และมีซีโรอยู่ที่ศูนย์ ดังนั้นตัวควบคุมนี้จะลดทอนขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่เนื่องจากความถี่ที่ต่ำกว่าและสูงกว่าความถี่ของโพล p_1

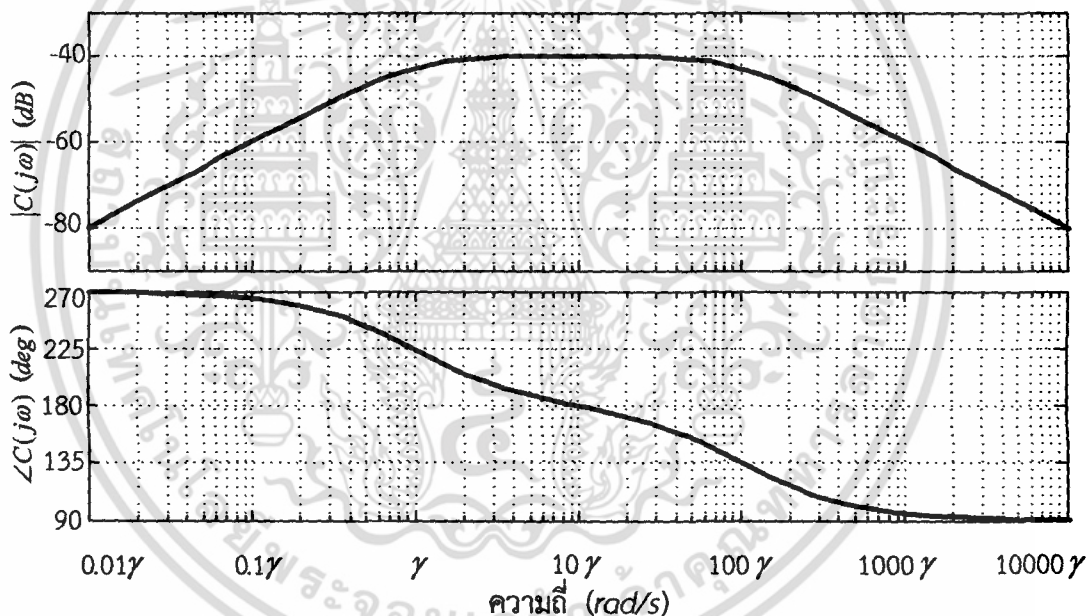
$$C(s) = \frac{-\gamma s}{(s + p_1)(s + p_1)} \quad (2.14)$$

อย่างไรก็ตามผลลัพธ์ของเฟสแมร์จินวงปิด ที่อาศัยตัวควบคุมแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่จะดีกว่าตัวควบคุมสองประเภทข้างต้น ในทางตรงข้ามตัวควบคุมนี้จะมีข้อเด่นในการลดทอนอัตราขยายในแบนด์วิดท์ที่ไม่สนใจ กล่าวคือแบนด์วิดท์ในช่วงปฏิบัติการงานของระบบที่อาศัยตัวควบคุมแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่จะแคบและเกณฑ์ของการลดทอนของระบบมีค่ามาก ในกรณีนี้สามารถปรับปรุงช่วงปฏิบัติการงาน โดยเลือกตัวควบคุมที่มีโพลสองตัวที่ต่างกันดังสมการที่ (2.15) ตัวควบคุมที่ถูกพัฒนานี้จะทำให้แบนด์วิดท์ช่วงปฏิบัติการงานกว้างขึ้น เมื่อกำหนดให้ $\gamma = p_1$ และ $p_2 = 100p_1$ ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวควบคุมที่ถูกพัฒนาแสดงได้ดังรูปที่ 2.8

$$C(s) = \frac{-\gamma s}{(s + p_1)(s + p_2)} \quad \text{เมื่อ } p_1 < p_2 \quad (2.15)$$



รูปที่ 2.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวควบคุมแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่



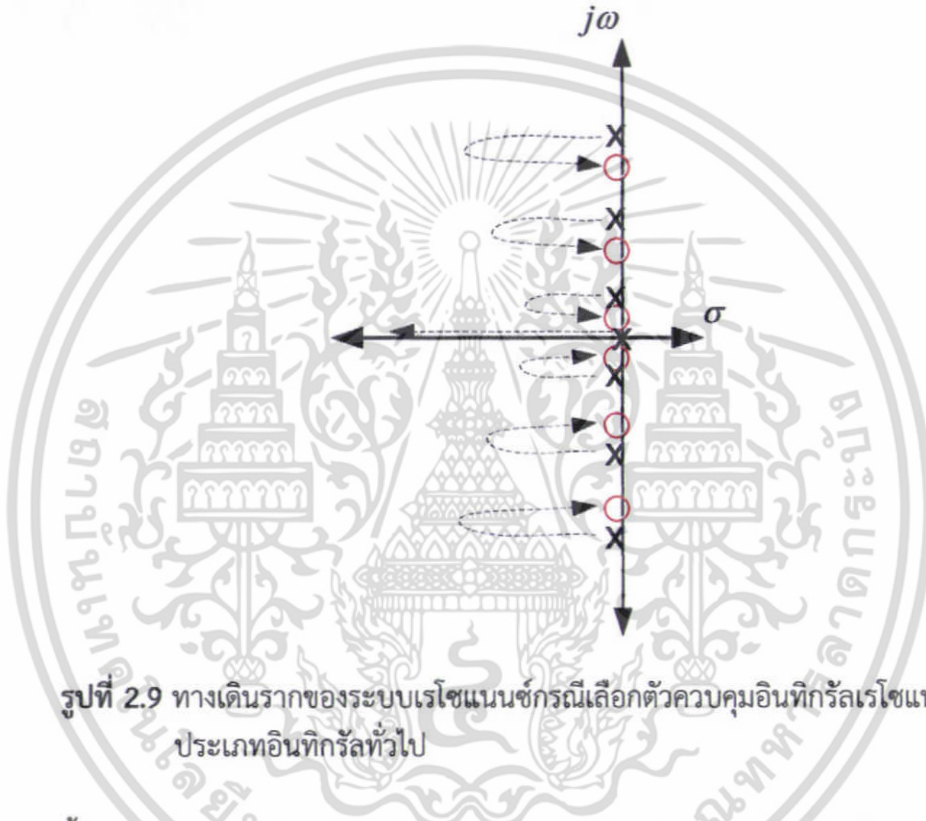
รูปที่ 2.8 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวควบคุมแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่หลังปรับปรุง

สำหรับงานวิจัยในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ เลือกตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์เป็นตัวควบคุมอินทิกรัลทั่วไป เนื่องจากตัวควบคุมมีโครงสร้างง่าย สามารถเลือกเกนตัวควบคุมที่สูงขึ้นเพื่อเพิ่มการหน่วงในโหมดความถี่สูง นอกจากนั้นตัวควบคุมอินทิกรัลทั่วไปยังยืนยันความสามารถในการเข้าสู่ค่าปลายของระบบควบคุมเรโซแนนซ์ ทำให้ระบบยืนยันประสิทธิภาพในการติดตามสัญญาณควบคุมประเภทต่าง ๆ ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 การเลือกค่าเกนของตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์

โครงสร้างระบบเรโซแนนซ์ด้วยการควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ที่แสดงในรูปที่ 2.3 สามารถวิเคราะห์หาค่าเกนด้วยการวาดทางเดินราก (Root Locus) ซึ่งแสดงถึงเส้นทางการเคลื่อนที่ของโพลตามการเพิ่มเกนในระบบดังแสดงในรูปที่ 2.9 เมื่อเพิ่มเกนตัวควบคุม $C(s)$ จะทำให้โพลเคลื่อนที่เป็นเส้นโค้งจากตำแหน่งโพลวงเปิดเข้าใกล้ซีโร โดยจากลักษณะของทางเดินรากยังสามารถอธิบายได้ว่า เมื่อเกนเพิ่มขึ้นโพลแต่ละตัวจะเคลื่อนจากแกนจินตภาพและการหน่วงจะเพิ่มขึ้นจนถึงจุดที่เกิดการหน่วงมากที่สุด เกนที่เพิ่มขึ้นจุดนี้จะพาโพลให้เข้าใกล้แกนจินตภาพ ทำให้ลดการหน่วงลง อย่างไรก็ตามจะทำให้โพลวงตัวเข้าใกล้ซีโร จึงเป็นเหตุให้สามารถปรับปรุงการหน่วงในโหมดเรโซแนนซ์ที่ไม่พึงประสงค์



รูปที่ 2.9 ทางเดินรากของระบบเรโซแนนซ์กรณีเลือกตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ประเภทอินทิกรัลทั่วไป

ขั้นตอนการออกแบบระบบควบคุมเรโซแนนซ์ด้วยการควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ จะอาศัยผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบเรโซแนนซ์ เพื่อพิจารณาโหมดความถี่เรโซแนนซ์หลัก และโหมดความถี่เรโซแนนซ์รอง ต่อมาเลือกค่าเกนของตัวป้อนผ่านตรง และเลือกชนิดของตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ตามลักษณะผลตอบสนองเชิงความถี่ที่แตกต่างกัน ท้ายสุดอาศัยวิธีเส้นทางรากปรับค่าเกนตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ ขั้นตอนการออกแบบระบบควบคุมเรโซแนนซ์ด้วยการควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์สามารถอธิบายขั้นตอนได้ดังนี้

ขั้นที่ 1 วาดผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบควบคุมเรโซแนนซ์วงเปิด และพิจารณาพฤติกรรมการเรโซแนนซ์จากผลตอบสนองนั้นว่าการเรโซแนนซ์ประกอบด้วยความถี่เรโซแนนซ์โหมดใดเป็นหลักบ้าง สำหรับความถี่เรโซแนนซ์ในโหมดรองลงมาจะประมาณพลวัตความถี่รบกวนนั้นด้วยเกนดีซีดังสมการที่ (2.2)

ขั้นที่ 2 เลือกค่าตัวป้อนผ่านตรงที่มีเกน D โดยพิจารณาเลือกค่าเกนที่ส่งผลให้เพิ่มซีโรที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์โหมดแรกของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นที่ 3 เลือกตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ $C(s)$ กรณีเลือกตัวควบคุมแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่ ควรเลือกโพลของตัวควบคุมให้มีความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์โหมดแรกของระบบ 10 เท่า

ขั้นที่ 4 วาดเส้นทางรากของระบบเรโซแนนซ์ หลังจากเพิ่มตัวป้อนผ่านตรงและเพิ่มตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ พิจารณาเลือกเกณฑ์ควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ $C(s)$ จากเส้นทางรากซึ่งให้ผลในการลดความถี่เรโซแนนซ์ที่สนใจมากที่สุด

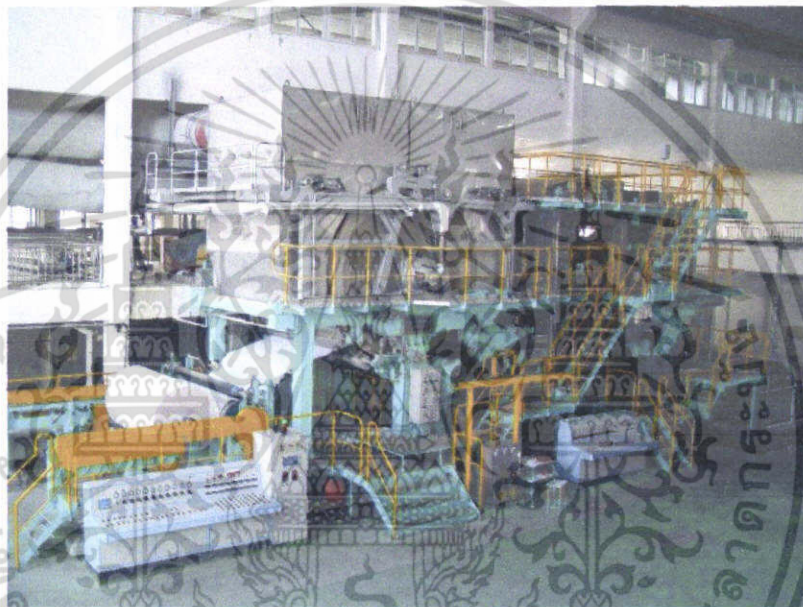


บทที่ 3

ระบบสองความเฉื่อย

3.1 กล่าวนำ

ระบบสองความเฉื่อยหรือระบบสองมวล เป็นระบบที่มักพบในอุตสาหกรรมซึ่งใช้ระบบขับเคลื่อนในกระบวนการผลิต โดยระบบสองความเฉื่อยเป็นระบบที่ทำหน้าที่ในการขับภาระที่ติดตั้งอยู่ห่างกันและเชื่อมต่อคู่ควบกันด้วยเพลายาวโดยอาศัยอุปกรณ์ขับร่วมกัน ตัวอย่างอุตสาหกรรมที่มีลักษณะระบบสองความเฉื่อย เช่น อุตสาหกรรมการผลิตกระดาษที่ใช้ระบบขับมอเตอร์ของเครื่องรีด (Rolling Mill Drive System) [14] ดังแสดงในรูปที่ 3.1



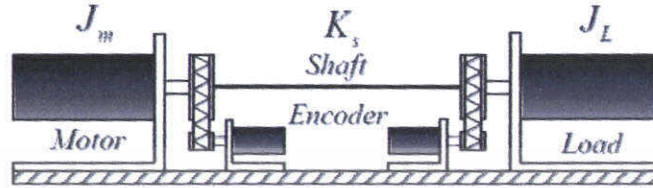
รูปที่ 3.1 ระบบรีดกระดาษ

ปัญหาที่ระบบสองความเฉื่อยมักประสบ คือ ปัญหาที่เกิดเนื่องจากเรโซแนนซ์การบิด (Torsional Resonance) ซึ่งเกิดจากเพลที่ต่อเชื่อมภาระมีความยืดหยุ่น (Stiffness) ทำให้เพลเกิดการบิดตัวเมื่อมีแรงบิดส่งผ่านเพล การบิดตัวของเพลานี้ทำให้การหมุนในตำแหน่งเชิงมุม (Angular Position) เกิดความแตกต่างกันตลอดแนวเพล และตำแหน่งเชิงมุมที่เกิดขึ้นนั้นจะมีความสัมพันธ์กับความถี่ที่มากกระตุ้นและพารามิเตอร์ของระบบ ในความถี่บางความถี่อาจทำให้เกิดมุมของการบิดตัวเป็นเฟสตรงข้าม ซึ่งในระบบเชิงกลที่เกิดการเก็บสะสมพลังงานจลน์ (Kinetic Energy) จะทำให้ขนาดของการบิดตัวเพิ่มมากขึ้น และเรียกปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นนี้ว่าเรโซแนนซ์การบิด ปรากฏการณ์นี้อาจก่อให้เกิดความเสียหายแก่การเชื่อมต่อโครงสร้างทางกลของระบบได้ นอกจากนี้ยังส่งผลกระทบต่อควบคุมความเร็วของระบบด้วย ดังนั้นการออกแบบตัวควบคุมที่เหมาะสมเพื่อให้ทำหน้าที่ควบคุมความเร็วและการลดเรโซแนนซ์การบิดที่เกิดขึ้นในระบบสองความเฉื่อยจึงมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง โดยพื้นฐานในการออกแบบตัวควบคุมนั้นจำเป็นต้องทราบโครงสร้างและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองความเฉื่อยก่อน ดังนั้นในหัวข้อต่อไปจะอธิบายถึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองความเฉื่อย

ระบบสองความเฉื่อยที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เล่มนี้มีโครงสร้างทางกายภาพประกอบด้วยมอเตอร์ขับเคลื่อนและมอเตอร์ภาระ มอเตอร์ทั้งสองจะติดตั้งเอนโคเดอร์เพื่อตรวจวัดความเร็วของมอเตอร์แต่ละตัว เพลลาของมอเตอร์จะติดตั้งเส้นลวดที่มีความอ่อนตัวยึดติดกับมอเตอร์ทั้งสองดังแสดงในรูปที่ 3.2

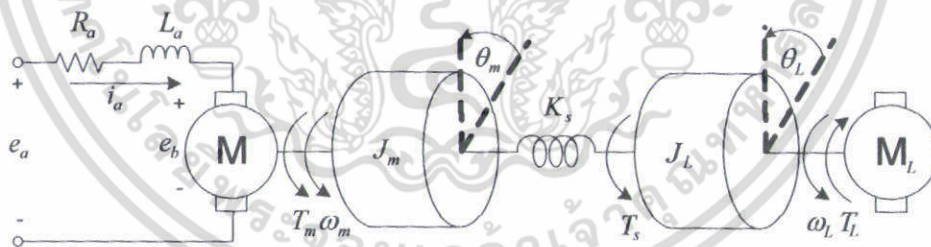


รูปที่ 3.2 โครงสร้างทางกายภาพของระบบสองความเฉื่อย

ลำดับถัดมาจะวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองความเฉื่อยเพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุมและการจำลองระบบควบคุม โดยจากโครงสร้างทางกายภาพของระบบสองความเฉื่อยในรูปที่ 3.2 จะพิจารณาแบบจำลองทางพลวัตของระบบสองความเฉื่อยที่สอดคล้องสองกรณี คือ แบบจำลองกรณีไม่มีภาระทางไฟฟ้าต่อกับมอเตอร์ภาระ และแบบจำลองกรณีมีภาระทางไฟฟ้าต่อกับมอเตอร์ภาระดังนี้

3.2.1 แบบจำลองกรณีไม่มีภาระทางไฟฟ้าต่อกับมอเตอร์ภาระ

ทิศทางของแรงบิดและทิศทางของการหมุนในส่วนต่าง ๆ ของระบบสองความเฉื่อยเมื่อป้อนแรงดันอินพุตให้กับมอเตอร์ตัวขับเคลื่อนที่ไม่มีภาระทางไฟฟ้าต่อกับมอเตอร์ภาระ สามารถแสดงได้ดังแบบจำลองทางพลวัตของระบบสองความเฉื่อยดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แบบจำลองกรณีไม่มีภาระทางไฟฟ้าต่อกับมอเตอร์ภาระ

- โดยที่ e_a คือ แรงดันอินพุตมอเตอร์ตัวขับเคลื่อน (Armature Input Voltage)
- R_a คือ ความต้านทานอาร์เมเจอร์ (Armature Resistance) ของมอเตอร์ตัวขับเคลื่อน
- L_a คือ ความเหนี่ยวนำอาร์เมเจอร์ (Armature Inductance) ของมอเตอร์ตัวขับเคลื่อน
- i_a คือ กระแสอาร์เมเจอร์ (Armature Current) ของมอเตอร์ตัวขับเคลื่อน
- e_b คือ แรงดันย้อนกลับ (Back Electromotive Force) ของมอเตอร์ตัวขับเคลื่อน
- K_e คือ ค่าคงที่แรงดันย้อนกลับ (Back Electromotive Force Constant) ของมอเตอร์ตัวขับเคลื่อน
- ω_m คือ ความเร็วเชิงมุม (Angular Velocity) ของมอเตอร์ตัวขับเคลื่อน
- K_m คือ ค่าคงที่แรงบิด (Torque Constant) ของมอเตอร์ตัวขับเคลื่อน

T_m	คือ แรงบิด (Torque) ของมอเตอร์ตัวขับ
J_m	คือ โมเมนต์ความเฉื่อย (Moment of Inertia) ของมอเตอร์ตัวขับ
θ_m	คือ ตำแหน่งเชิงมุม (Angular Position) ของมอเตอร์ตัวขับ
K_s	คือ ค่าความแข็งตึงของเพลลา (Torsional Stiffness of Drive Shaft)
T_s	คือ แรงบิดของมอเตอร์ตัวภาระ
J_L	คือ โมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์ตัวภาระ
θ_L	คือ ตำแหน่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวภาระ
ω_L	คือ ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ตัวภาระ
T_L	คือ แรงบิดการรบกวน (Disturbance Torque)

การทำงานของระบบสองความเฉื่อยอธิบายได้โดย เมื่อจ่ายแรงดันอินพุต e_a ให้กับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งเป็นมอเตอร์ขั้วชนิดแม่เหล็กถาวรทำให้เกิดกระแสไฟฟ้า i_a ขึ้นในวงจรไฟฟ้างดรูปที่ 3.3 โดยอาศัยกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้

$$e_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e_b(t) \quad (3.1)$$

โดยที่ $e_b(t)$ คือแรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ เกิดจากการที่ตัวนำของอาร์เมเจอร์ในโรเตอร์หมุนตัดผ่านเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากแม่เหล็กถาวร ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงดันไฟฟ้าในตัวนำตามกฎของฟาราเดย์ ซึ่งแรงดันย้อนกลับของมอเตอร์นั้นจะเป็นสัดส่วนกับความเร็วเชิงมุมดังนี้

$$e_b(t) = K_e \omega_m(t) \quad (3.2)$$

กำหนดให้เส้นแรงของฟิลด์เป็นค่าคงที่ แรงบิดของมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนกับ $i_a(t)$ ดังนี้

$$T_m(t) = K_m i_a(t) \quad (3.3)$$

เมื่อพิจารณาแรงบิด $T_s(t)$ ของภาระจะสัมพันธ์กับผลต่างระหว่างตำแหน่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับ $\theta_m(t)$ และตำแหน่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวภาระ $\theta_L(t)$ ดังสมการต่อไปนี้

$$T_s(t) = K_s (\theta_m(t) - \theta_L(t)) \quad (3.4)$$

เมื่อพิจารณาการเคลื่อนที่เชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับ พบว่าแรงบิดที่มอเตอร์ตัวขับส่งผ่านเพลลาจะมีทิศทางตรงข้ามกับแรงบิดของมอเตอร์ตัวภาระและแรงบิดเนื่องจากแรงเสียดทาน โดยขนาดของแรงบิดสุทธิของมอเตอร์ตัวขับจะแปรผันตามโมเมนต์ความเฉื่อย J_m และความเร่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับดังสมการที่ (3.5)

$$T_m(t) - T_s(t) - T_f(t) = J_m \frac{d\omega_m(t)}{dt} \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากแรงเสียดทานปกติมีค่าน้อย วิทยานิพนธ์เล่มนี้จึงประมาณให้ T_f มีค่าเท่ากับศูนย์เพื่อง่ายต่อการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์จะได้

$$T_m(t) - T_s(t) = J_m \frac{d\omega_m(t)}{dt} \quad (3.6)$$

ในลักษณะเดียวกัน เมื่อพิจารณาการเคลื่อนที่เชิงมุมของมอเตอร์ตัวถ่วง พบว่าแรงบิดที่มอเตอร์ตัวถ่วงส่งผ่านเพลาลงจะมีทิศทางตรงข้ามกับแรงบิดการรบกวน โดยขนาดของแรงบิดสุทธิของมอเตอร์ตัวถ่วงจะแปรผันตามโมเมนต์ความเฉื่อย J_L และความเร่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวถ่วงตั้งสมการที่ (3.7)

$$T_s(t) - T_L(t) = J_L \frac{d\omega_L(t)}{dt} \quad (3.7)$$

เมื่อแปลงลาปลาซ (Laplace Transform) สมการที่ (3.1) และ (3.2) แล้วจะได้

$$E_a(s) = R_a I_a(s) + L_a s I_a(s) + E_b(s) \quad (3.8)$$

$$E_b(s) = K_e \omega_m(s) \quad (3.9)$$

และแทน $E_b(s)$ สมการที่ (3.9) ลงในสมการที่ (3.8) เพื่อหากระแสอาร์เมเจอร์ $I_a(s)$ จะได้

$$I_a(s) = \frac{E_a(s) - K_e \omega_m(s)}{L_a s + R_a} \quad (3.10)$$

เมื่อแปลงลาปลาซสมการที่ (3.3) แรงของบิดมอเตอร์จะมีค่าดังนี้

$$T_m(s) = K_m I_a(s) \quad (3.11)$$

แทน $I_a(s)$ ในสมการที่ (3.10) ลงในสมการที่ (3.11) จะได้แรงบิดของมอเตอร์ตัวขับเคลื่อนนี้

$$T_m(s) = \frac{K_m}{L_a s + R_a} (E_a(s) - K_e \omega_m(s)) \quad (3.12)$$

เมื่อแปลงลาปลาซสมการที่ (3.6) สามารถหาความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับเคลื่อน $\omega_m(s)$ ได้ดังนี้

$$\omega_m(s) = \frac{1}{J_m s} (T_m(s) - T_s(s)) \quad (3.13)$$

เมื่อแปลงลาปลาซสมการที่ (3.7) สามารถหาความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ตัวถ่วง $\omega_L(s)$ ได้ตั้งสมการที่ (3.14)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_L(s) = \frac{1}{J_L s} (T_s(s) - T_L(s)) \quad (3.14)$$

จากความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับและตัวภาระจะแปรผันตามอัตราการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งเชิงมุมในหนึ่งหน่วยเวลา ดังนั้นตำแหน่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับและตำแหน่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวภาระจึงสามารถอธิบายด้วยลาปลาซตั้งสมการที่ (3.15) และ (3.16) ตามลำดับ

$$\theta_m(s) = \frac{1}{s} (\omega_m(s)) \quad (3.15)$$

$$\theta_L(s) = \frac{1}{s} (\omega_L(s)) \quad (3.16)$$

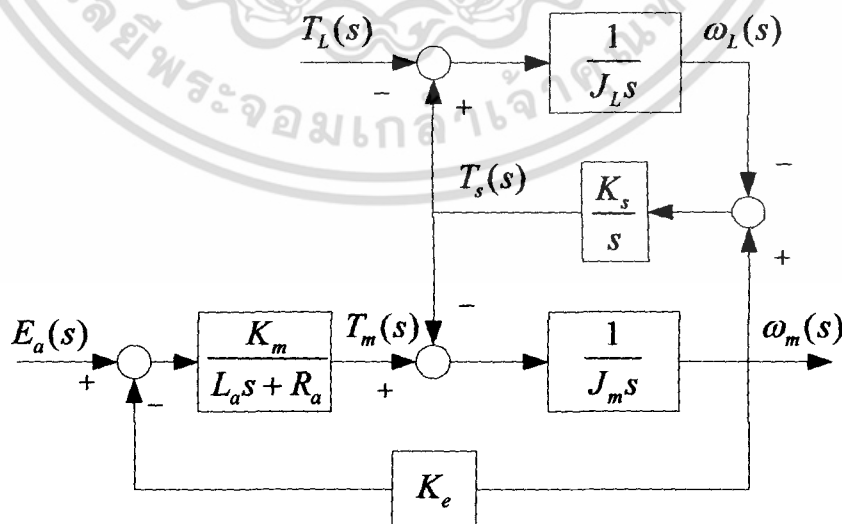
เมื่อแปลงลาปลาซสมการที่ (3.4) จะได้แรงบิดของมอเตอร์ตัวภาระดังนี้

$$T_s(s) = K_s (\theta_m(s) - \theta_L(s)) \quad (3.17)$$

เมื่อแทนตำแหน่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับ $\theta_m(s)$ และมอเตอร์ภาระ $\theta_L(s)$ ในสมการที่ (3.15) และสมการที่ (3.16) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด $T_s(s)$ กับความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ทั้งสองดังนี้

$$T_s(s) = \frac{K_s}{s} (\omega_m(s) - \omega_L(s)) \quad (3.18)$$

จากความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ของแบบจำลองพลวัตของระบบสองความเฉื่อยข้างต้นสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับ $\omega_m(s)$ กับแรงดันไฟฟ้า $E_a(s)$ ที่ป้อนให้กับมอเตอร์เมื่อมีแรงบิดรบกวนมอเตอร์ตัวภาระ $T_L(s)$ ได้ดังบล็อกไดอะแกรมระบบสองความเฉื่อยในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมของระบบสองความเฉื่อยกรณีไม่ต่อภาระทางไฟฟ้ากับมอเตอร์ภาระ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแรงบิดการรบกวน $T_L = 0$ จะสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบสองความเฉื่อยได้ดังนี้

$$G(s) = \frac{\omega_m(s)}{E_a(s)} = \frac{n_2 s^2 + n_0}{s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} \quad (3.19)$$

$$\text{โดยที่ } n_0 = \frac{K_m K_s}{J_m J_L L_a}$$

$$n_2 = \frac{K_m}{J_m L_a}$$

$$d_0 = \frac{K_m K_e K_s}{J_m J_L L_a}$$

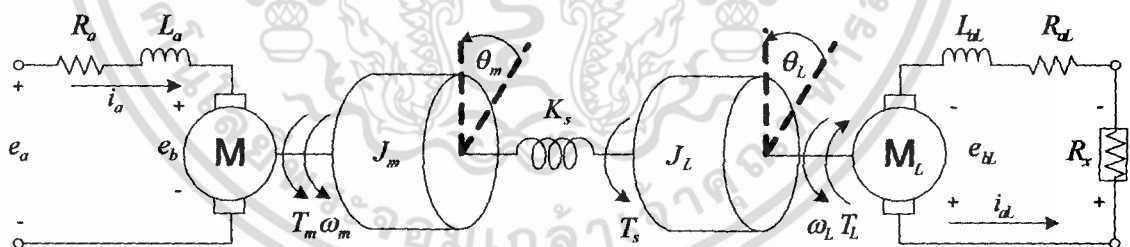
$$d_1 = \frac{K_s R_a (J_m + J_L)}{J_m J_L L_a}$$

$$d_2 = \frac{K_s L_a (J_m + J_L) + K_m K_e J_L}{J_m J_L L_a}$$

$$d_3 = \frac{R_a}{L_a}$$

3.2.2 แบบจำลองกรณีมีภาระทางไฟฟ้าต่อกับมอเตอร์ถาวร

หัวข้อนี้จะกล่าวถึงการสร้างแรงบิดรบกวนมอเตอร์ถาวรด้วยการต่อภาระทางไฟฟ้า R_x อนุกรมกับขดลวดอาร์เมเจอร์มอเตอร์ถาวร ทิศทางของแรงบิดและทิศทางของการหมุนในส่วนต่าง ๆ ของระบบสองความเฉื่อยเมื่อป้อนแรงดันอินพุตให้กับมอเตอร์ตัวขับ กรณีมีภาระทางไฟฟ้าต่อกับมอเตอร์ถาวร สามารถแสดงได้ดังแบบจำลองทางพลวัตของระบบสองความเฉื่อยดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แบบจำลองกรณีมีภาระทางไฟฟ้าต่อกับมอเตอร์ถาวร

- โดยที่ R_{al} คือ ความต้านทานอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวถาวร
 R_x คือ ความต้านทานภายนอก
 L_{al} คือ ความเหนี่ยวนำอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวถาวร
 i_{al} คือ กระแสอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวถาวร
 e_{bl} คือ แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ตัวถาวร
 K_{eL} คือ ค่าคงที่แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ตัวถาวร
 K_{mL} คือ ค่าคงที่แรงบิดของมอเตอร์ตัวถาวร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลวัตระบบสองความเฉื่อยหลังจากเพิ่มภาระทางไฟฟ้า R_x อนุกรมกับขดลวดอาร์เมเจอร์ตัวการจะสามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อมอเตอร์ตัวขับเคลื่อนและส่งแรงบิดมายังมอเตอร์ภาระ มอเตอร์ภาระจะหมุนด้วยความเร็วเชิงมุม ω_L ตัดผ่านเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากแม่เหล็กถาวรภายใน โดยอาศัยกฎของฟาราเดย์จะทำให้เกิดแรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ตัวการ $e_{bL}(t)$ ซึ่งแปรผันตามความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ภาระดังนี้

$$e_{bL}(t) = K_{eL}\omega_L(t) \quad (3.20)$$

เมื่อเพิ่มภาระทางไฟฟ้า R_x อนุกรมกับขดลวดอาร์เมเจอร์ตัวการจะทำให้เกิดกระแสอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวการ i_{aL} ไหลครบวงจรดังรูปที่ 3.5 โดยอาศัยกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้

$$e_{bL}(t) = R_x i_{aL}(t) + R_{aL} i_{aL}(t) + L_{aL} \frac{di_{aL}(t)}{dt} \quad (3.21)$$

เนื่องจากเส้นแรงของฟลัดเป็นค่าคงที่ แรงบิดของมอเตอร์ภาระจะเป็นสัดส่วนกับ $i_{aL}(t)$ ดังนี้

$$T_L(t) = K_{mL} i_{aL}(t) \quad (3.22)$$

เมื่อแปลงลาปลาซของสมการที่ (3.20) และ (3.21) จะได้

$$E_{bL}(s) = K_{eL}\omega_L(s) \quad (3.23)$$

$$E_{bL}(s) = R_x I_{aL}(s) + R_{aL} I_{aL}(s) + L_{aL} s I_{aL}(s) \quad (3.24)$$

และแทน $E_{bL}(s)$ สมการที่ (3.23) ลงในสมการที่ (3.24) เพื่อหากระแสอาร์เมเจอร์ $I_{aL}(s)$ จะได้

$$I_{aL}(s) = \frac{K_{eL}}{L_{aL}s + (R_x + R_{aL})} (\omega_L(s)) \quad (3.25)$$

เมื่อแปลงลาปลาซของสมการที่ (3.22) จะได้

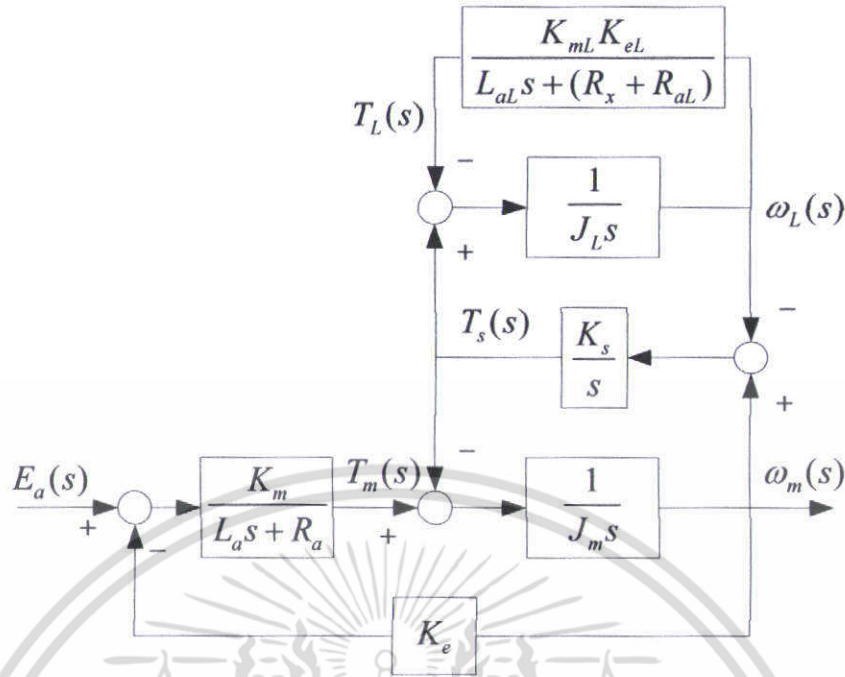
$$T_L(s) = K_{mL} I_{aL}(s) \quad (3.26)$$

แทน $I_{aL}(s)$ ในสมการที่ (3.25) ลงในสมการที่ (3.26) จะได้แรงบิดของมอเตอร์ดังนี้

$$T_L(s) = \frac{K_{mL} K_{eL}}{L_{aL}s + (R_x + R_{aL})} (\omega_L(s)) \quad (3.29)$$

ดังนั้นเมื่อต่อความต้านทาน R_x อนุกรมกับขดลวดอาร์เมเจอร์ตัวการจะเกิดแรงบิด T_L ในทิศทางตรงข้ามกับมอเตอร์ตัวขับเคลื่อน ซึ่งบล็อกไดอะแกรมที่สอดคล้องแสดงได้ดังรูปที่ 3.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมของระบบสองความถี่ต่อภาระทางไฟฟ้ากับมอเตอร์ภาระ

3.3 ระบบสองความถี่ในห้องปฏิบัติการ

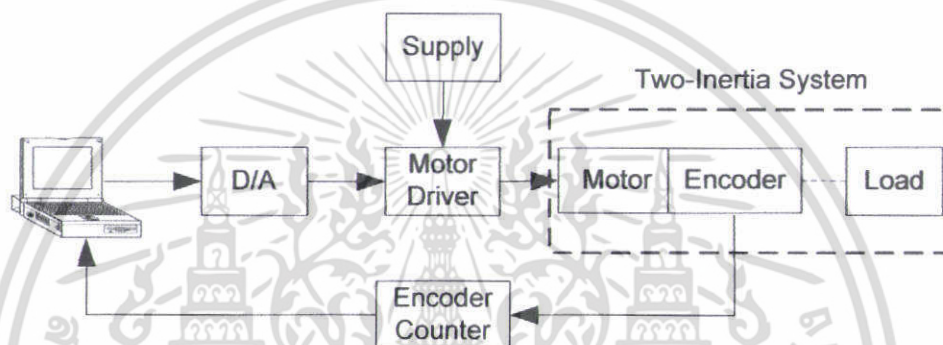
โครงสร้างระบบสองความถี่ในห้องปฏิบัติการแสดงได้ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งประกอบด้วยมอเตอร์กระแสตรงจำนวน 2 ตัว พิกัดกำลัง 80 วัตต์ พิกัดแรงดันไฟฟ้า 12 โวลต์ พิกัดกระแส 10 แอมแปร์ ของบริษัท ซาวามูระ เดนกิ โคเกีย (SAWAMURA DENKI KOGYO CO., LTD) รุ่น SS40E8 ทำหน้าที่เป็นมอเตอร์ขับและมอเตอร์ภาระ มอเตอร์ทั้งสองเชื่อมต่อกันด้วยเฟลยยาวที่เป็นแกนเหล็กสปริง บริเวณเฟลยมอเตอร์ติดตั้งเอนโคเดอร์สำหรับวัดความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ เอนโคเดอร์ที่ใช้เป็นชนิดโรตารี (Rotary Encoder) ของบริษัท ออมรอน อิเล็กทรอนิกส์ (OMRON ELECTRONICS CO., LTD) รุ่น E6C2-CWZ6C พิกัดแรงดัน 5.24 โวลต์ พิกัดกระแส 80 มิลลิแอมแปร์ (รายละเอียดอุปกรณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้แสดงในภาคผนวก ก)



รูปที่ 3.7 ระบบสองความถี่ในห้องปฏิบัติการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างการควบคุมระบบสองความเฉื่อยในห้องปฏิบัติการแสดงได้ดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.8 โดยสามารถอธิบายขั้นตอนการควบคุมระบบได้ดังนี้ ขั้นแรกเป็นการเขียนสมการควบคุมด้วยภาษาซีในคอมพิวเตอร์ จากนั้นคอมพิวเตอร์จะส่งข้อมูลดิจิทัลไปยังวงจรแปลงข้อมูลดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก (Digital to Analog Converter: D/A) รุ่น IBX-3303 สัญญาณแอนะล็อกที่ออกมาจะมีแรงดันไฟฟ้าในช่วง 0 ถึง 10 โวลต์ จะถูกป้อนเป็นอินพุตแก่อุปกรณ์ขับมอเตอร์รุ่น MS-400C1215 ของบริษัท ซาวามูระ เดนกิ โคเกียว อุปกรณ์ขับมอเตอร์จะสร้างสัญญาณควบคุมแบบพีดับเบิลยูเอ็ม (Pulse-Width Modulation: PWM) ป้อนเป็นแรงดันอินพุตมอเตอร์ตัวขับ เมื่อมอเตอร์ตัวขับหมุน เอนโคเดอ์จะสร้างสัญญาณพัลส์ตำแหน่งเชิงมุมที่เปลี่ยนไปและส่งไปยังวงจรรุ่น IBX-6101 สุดท้ายคอมพิวเตอร์จะแปลงสัญญาณที่นับได้เป็นความเร็วเชิงมุมของระบบสองความเฉื่อย เพื่อใช้เป็นสัญญาณป้อนกลับในการควบคุม



รูปที่ 3.8 โครงสร้างการควบคุมระบบสองความเฉื่อยในห้องปฏิบัติการ

3.4 การหาพารามิเตอร์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองความเฉื่อย

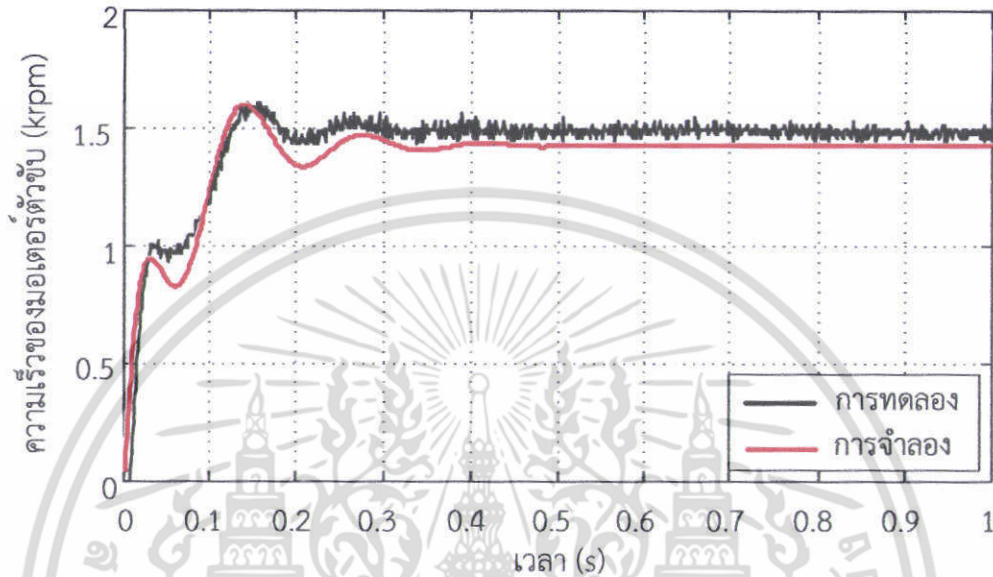
เนื่องจากระบบสองความเฉื่อยมีโครงสร้างหลัก ๆ ประกอบด้วยมอเตอร์ และเพลาแกนเหล็กสปริง ดังนั้นการหาพารามิเตอร์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบจึงสามารถแยกหาได้จากโครงสร้างทั้งสองดังนี้

สำหรับการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ อาศัยการอ่านค่าจากคู่มือมอเตอร์ในภาคผนวก ก.5 เพื่อทราบพารามิเตอร์ R_a , L_a , K_e และ K_m ของระบบ ส่วนพารามิเตอร์ J_m และ J_L ทราบค่าจากงานวิจัยระบบสองความเฉื่อยใน [3] ซึ่งสรุปค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ของมอเตอร์

พารามิเตอร์	ค่า
ความต้านทานอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวขับ: R_a	0.25 Ω
ความเหนี่ยวนำอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวขับ: L_a	0.10 mH
ค่าคงที่แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ตัวขับ: K_e	3.58 $v/krpm$
ค่าคงที่แรงบิดของมอเตอร์ตัวขับ: K_m	3.30 $N \cdot cm/A$
ค่าความแข็งตึงของเพลา: K_s	14.00 $N \cdot m/rad$
โมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์ตัวขับ: J_m	0.9 $kg \cdot cm^2$
โมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์ตัวภาระ: J_L	1.0 $kg \cdot cm^2$

สำหรับการหาค่าพารามิเตอร์เฟลาแกนเหล็กสปริง สามารถหาค่าความแข็งตึงของเฟลา K_s ด้วยการเปรียบเทียบผลการจำลองและผลการทดลองผลสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดของระบบสองความเฉื่อย โดยปรับค่า K_s ในแบบจำลองที่ทำให้ผลการจำลองและผลการทดลองมีผลตอบสนองใกล้เคียงกัน ซึ่งให้ผลตอบสนองดังรูปที่ 3.9 ผลลัพธ์จะได้ค่าความแข็งตึงของเฟลาของระบบ $K_s = 14 \text{ N.m/rad}$



รูปที่ 3.9 ผลการทดลองและผลการจำลองผลตอบสนองวงเปิดของระบบต่อสัญญาณขั้นบันได

บทที่ 4

การออกแบบตัวควบคุมอินทิกรัลและอินทิกรัลเรโซแนนซ์

4.1 กล่าวนำ

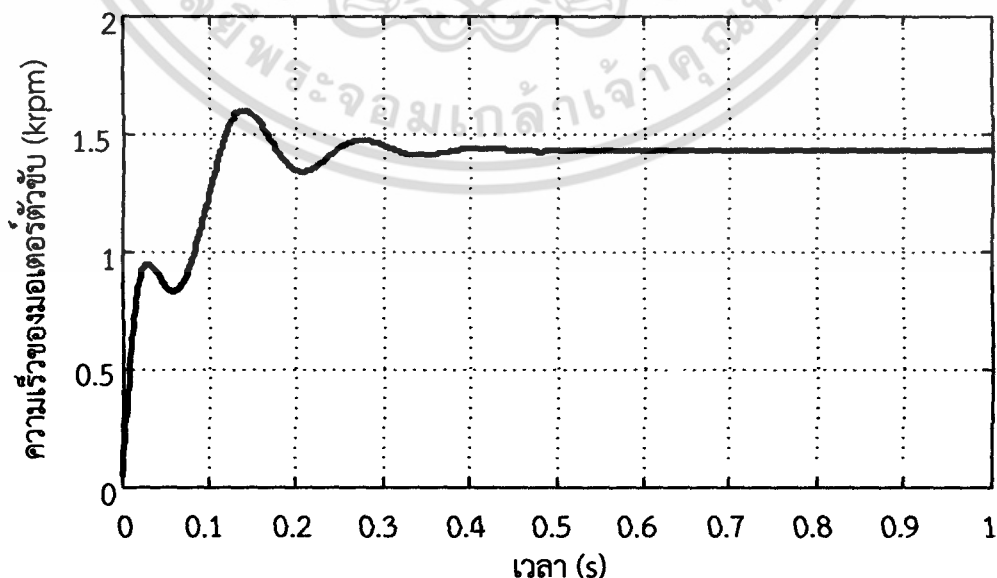
เนื้อหาบทนี้กล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมอินทิกรัลและอินทิกรัลเรโซแนนซ์สำหรับระบบสองความเฉื่อยเพื่อให้ระบบควบคุมมีสมรรถนะตามต้องการ โดยการออกแบบอาศัยแนวคิดการลดการเรโซแนนซ์ของระบบใด ๆ ด้วยตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ในบทที่ 2 สำหรับแบบจำลองระบบสองความเฉื่อยที่กล่าวในบทที่ 3 โดยรายละเอียดในบทนี้ประกอบด้วย การวิเคราะห์ผลตอบสนองวงเปิดของระบบสองความเฉื่อย โครงสร้างการควบคุมระบบสองความเฉื่อยด้วยการควบคุมอินทิกรัลและอินทิกรัลเรโซแนนซ์ และท้ายสุดเป็นการออกแบบหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้กล่าวมาแล้วตามลำดับ

4.2 ผลตอบสนองวงเปิดของระบบสองความเฉื่อย

จากระบบสองความเฉื่อยที่ใช้งานจริงในห้องปฏิบัติการ เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ในหัวข้อที่ 3.4 ลงในสมการที่ (3.19) ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุตมอเตอร์ตัวขับ $E_a(s)$ ถึงความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับ $\omega_m(s)$ ที่สอดคล้องอธิบายได้ดังสมการที่ (4.1)

$$G(s) = \frac{\omega_m(s)}{E_a(s)} = \frac{[krpm]}{[V]} \quad (4.1)$$
$$= \frac{3.67 \times 10^4 s^2 + 5.13 \times 10^7}{s^4 + 2.5 \times 10^3 s^3 + 1.45 \times 10^5 s^2 + 7.39 \times 10^6 s + 1.98 \times 10^8} \frac{[krpm]}{[V]}$$

เมื่อจำลองการป้อนแรงดันอินพุตคงที่ขนาด 5.5 โวลต์ แก่ฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการข้างต้น ผลตอบสนองวงเปิดของระบบสองความเฉื่อยแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 ผลการจำลองผลตอบสนองวงเปิดของระบบสองความเฉื่อยต่อสัญญาณขั้นบันได

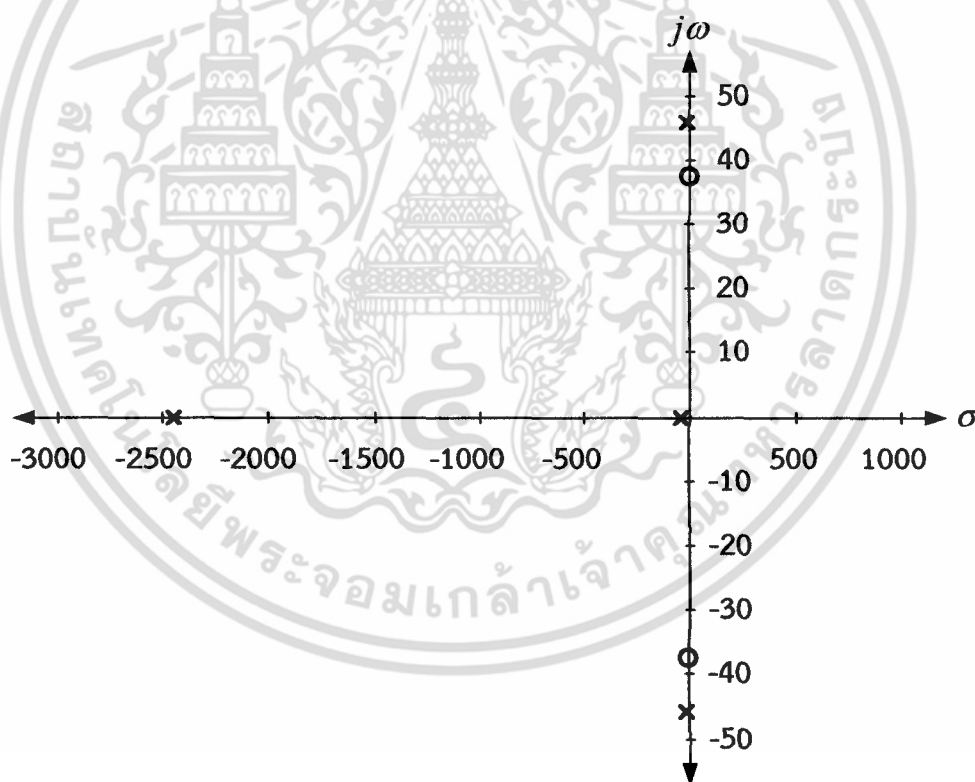
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาผลตอบสนองวงเปิดของระบบสองความถี่พบว่า แรงดันไฟฟ้าอินพุต 5.5 โวลต์ ทำให้มอเตอร์ตัวขับเคลื่อนด้วยความเร็วประมาณ 1500 รอบต่อนาทีในสภาวะอยู่ตัว นอกจากนี้ผลตอบสนองชั่วคราวยังแสดงปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ที่ไม่พึงประสงค์ สมรรถนะของระบบสองความถี่ที่สอดคล้องสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 สมรรถนะของระบบสองความถี่

สมรรถนะ	ค่า
เวลาเข้าสู่ค่าปลาย (Settling Time): $t_s (\pm 2\%)$	0.3 วินาที
ค่าพุ่งเกินสูงสุด (Maximum Percent Overshoot): P_o	12 เปอร์เซ็นต์

ตำแหน่งโพลซีโรวงเปิดของระบบสองความถี่แสดงได้ดังรูปที่ 4.2 พบว่ามีคูโพลเชิงซ้อนเป็นโพลเด่นอยู่ที่ตำแหน่ง $-10.7 \pm j45.75$ โพลด้อยอยู่ที่ -36.75 และ -2441.8 ตามลำดับ ในขณะที่ระบบมีคูซีโรเชิงซ้อนอยู่ที่ตำแหน่ง $\pm j37.39$ สังเกตว่าโพลเด่นวางตัวใกล้กับแกนจินตภาพ จึงทำให้ระบบเกิดปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ดังแสดงในผลตอบสนองชั่วคราวในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.2 ตำแหน่งโพลซีโรวงเปิดของระบบสองความถี่

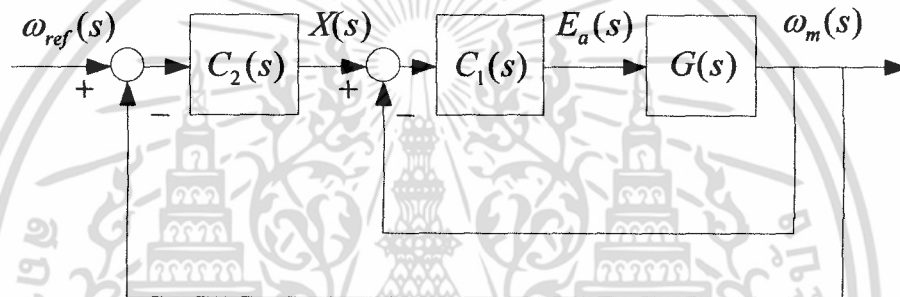
ดังนั้นการลดเรโซแนนซ์การบิดของระบบจึงต้องลดผลของโพลเด่นคู่ดังกล่าว โดยในวิทยานิพนธ์เล่มนี้มีเป้าหมายในการลดเรโซแนนซ์การบิดของระบบสองความถี่เพื่อบรรลุข้อกำหนดสมรรถนะดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ข้อกำหนดสมรรถนะที่ต้องการ

สมรรถนะ	ข้อกำหนดที่ต้องการ
เวลาเข้าสู่ค่าปลาย: $t_s (\pm 2\%)$	≤ 0.3 วินาที
ค่าพุ่งเกินสูงสุด: P_o	≤ 3 เปอร์เซ็นต์

4.3 โครงสร้างการควบคุมที่นำเสนอ

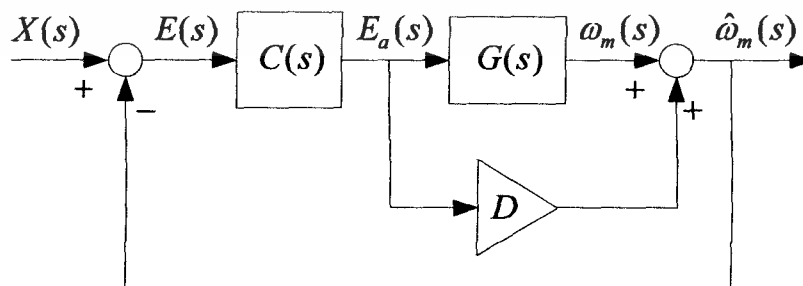
หัวข้อนี้อธิบายถึงโครงสร้างและการออกแบบตัวควบคุมระบบสองความเฉื่อย โดยการควบคุมประกอบด้วยลูปป้อนกลับสองลูป ลูปในใช้ตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ที่ถูกปรับปรุง $C_1(s)$ เพื่อลดผลของโพลเรโซแนนซ์โดยเคลื่อนซีโรเข้าไปใกล้กับโพลเรโซแนนซ์ ส่วนลูปนอกใช้ตัวควบคุมอินทิกรัล $C_2(s)$ เพื่อให้สามารถติดตามสัญญาณอ้างอิงโดยเป็นไปตามข้อกำหนดสมรรถนะ โครงสร้างการควบคุมระบบสองความเฉื่อยที่นำเสนอสามารถแสดงดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 โครงสร้างการควบคุมระบบสองความเฉื่อยที่นำเสนอ

4.3.1 ตัวควบคุมลูปใน

ตัวควบคุมลูปในจะอาศัยแนวคิดการออกแบบดังอธิบายในหัวข้อ 2.3 การออกแบบตัวควบคุมลูปในมีจุดประสงค์เพื่อลดการเรโซแนนซ์ของระบบ โดยโครงสร้างการควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ลูปในในวิทยานิพนธ์เล่มนี้เลือกวางตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ $C(s)$ ในเส้นทางป้อนไปข้างหน้าลักษณะเดียวกันกับตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ที่ปรากฏใน [13] ซึ่งมีโครงสร้างดังรูปที่ 4.4 จากรูปสังเกตว่าการควบคุมจะอาศัยตัวป้อนผ่านตรงที่มีเกน D และตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ $C(s)$ ทำงานร่วมกัน

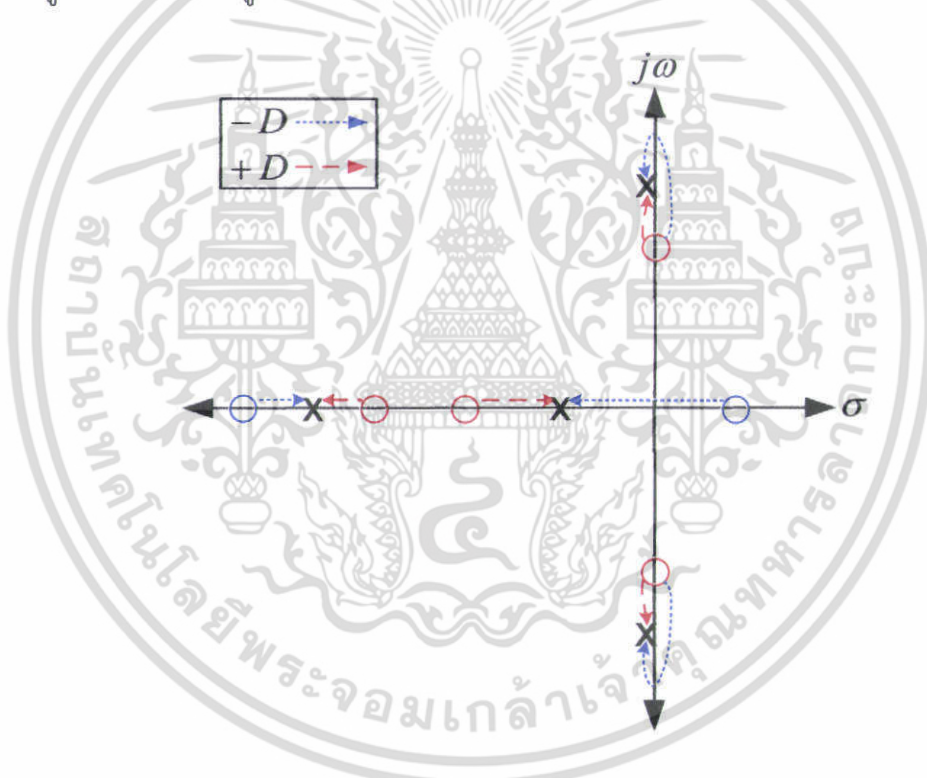


รูปที่ 4.4 โครงสร้างการควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ซึ่งวางตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ในเส้นทางป้อนไปข้างหน้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการศึกษานี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวควบคุม $C(s)$ สามารถเลือกจากตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์สามประเภท คือ ตัวควบคุมอินทิกรัลทั่วไป ตัวควบคุมอินทิกรัลแบบลูสซี และตัวควบคุมแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่ ดังกล่าวมาแล้วในบทที่ 2 แต่เพื่อความสะดวกในการออกแบบในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จึงเลือกตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์เป็นตัวควบคุมอินทิกรัลทั่วไป โดยการควบคุมลูบในสามารถออกแบบได้สองลักษณะคือ ลักษณะที่หนึ่งตัวป้อนผ่านตรงและอินทิเกรเตอร์มีค่าเป็นบวกทั้งคู่ และลักษณะที่สองตัวป้อนผ่านตรงและอินทิเกรเตอร์มีค่าเป็นลบทั้งคู่

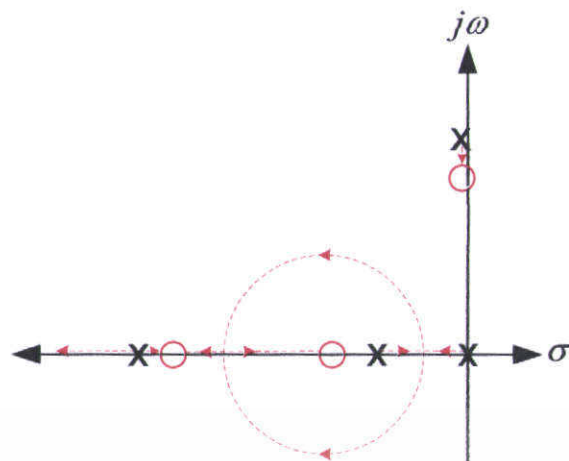
ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมลูบในสำหรับระบบสองความถี่เริ่มจากการลดปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ของระบบด้วยการเพิ่มค่าตัวป้อนผ่านตรงที่มีเกน D ส่งผลให้เกิดซีโรวิ่งเข้าใกล้โพลเรโซแนนซ์จนมากเพียงพอที่จะลดทอนผลของโพลเรโซแนนซ์ของระบบได้ การเพิ่มค่าเกนตัวป้อนผ่านตรงสามารถเพิ่มค่าได้ทั้งกรณีค่าบวกและค่าลบดังรูปที่ 4.5 จากรูปจะแสดงทิศทางการเคลื่อนของซีโรเมื่อป้อนค่าตัวป้อนผ่านตรงกรณีที่มีค่าบวกและลบ การเคลื่อนของซีโรจะเป็นไปตามลูกศรเส้นประจากจุดเริ่มต้นลูกศร ซึ่งถูกแทนด้วยค่าสัมบูรณ์ตัวป้อนผ่านตรงค่าน้อยและปลายหัวลูกศรที่ถูกแทนด้วยค่าสัมบูรณ์ตัวป้อนผ่านตรงค่ามากตามลำดับ



รูปที่ 4.5 เส้นทางการเคลื่อนตัวของซีโรหลังจากเพิ่มค่าตัวป้อนผ่านตรงในกรณีค่าบวกและค่าลบ

หลังจากนั้นจะอาศัยเส้นทางรากในการเลือกค่าเกนอินทิเกรเตอร์ให้สอดคล้องกับตัวป้อนผ่านตรงที่เลือกมาก่อนให้สามารถลดเรโซแนนซ์ตามข้อกำหนดสมรรถนะ เส้นทางรากระบบควบคุมลูบในกรณีเลือกตัวป้อนผ่านตรงและอินทิเกรเตอร์ที่มีค่าเป็นบวกทั้งคู่และมีค่าลบทั้งคู่ในกรณีเลือกแห่งของซีโรอยู่ทางซ้ายของระนาบ s สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.6 และ รูปที่ 4.7 ตามลำดับ จากรูปทั้งสองแสดงถึงทิศทางการเคลื่อนโพลวงปิดซึ่งเคลื่อนจากโพลวงเปิดไปสู่ซีโรวงเปิด เมื่อเพิ่มค่าเกนอินทิเกรเตอร์จากศูนย์ถึงอนันต์ สังเกตว่าการเพิ่มค่าเกนอินทิเกรเตอร์จะทำให้โพลวงปิดวิ่งเข้าใกล้ซีโรวงเปิดซึ่งเป็นซีโรวงปิดด้วยเหมือนกันทั้งสองกรณี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 เส้นทางรากระบบควบคุมลูบในเมื่อเลือกตัวป้อนผ่านตรงและอินทิเกรเตอร์ที่มีค่าเป็นบวก



รูปที่ 4.7 เส้นทางรากระบบควบคุมลูบในเมื่อเลือกตัวป้อนผ่านตรงและอินทิเกรเตอร์ที่มีค่าเป็นลบ

อย่างไรก็ตามการเพิ่มส่วนป้อนตรงดังรูปที่ 4.4 ไม่สามารถนำไปใช้จริงในทางปฏิบัติกับระบบสองความเฉื่อยได้ เนื่องจากไม่มีทางที่จะลดความเร็วของมอเตอร์โดยตรงได้ ดังนั้นในทางปฏิบัติจำเป็นต้องอาศัยตัวควบคุมที่สมมูลกับตัวควบคุมในรูปที่ 4.4 แต่ไม่มีการป้อนผ่านตรงมาใช้กับระบบที่มีตัวขับเป็นมอเตอร์แทน โดยตัวควบคุมที่สมมูลดังกล่าวอ้างอิงจากบทความที่ [9] ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.4 อินพุตตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ ซึ่งเลือกตัวควบคุมอินทิเกรเตอร์
ทั่วไป $C(s) = \frac{\gamma}{s}$ อธิบายได้โดย

$$E(s) = X(s) - \hat{\omega}_m(s) \quad (4.2)$$

เมื่อ

$$\hat{\omega}_m(s) = \omega_m(s) + DE_a(s)$$

และเอาต์พุตของตัวควบคุมเป็นอินพุตของระบบสองความเฉื่อย $E_a(s)$ อธิบายได้โดย

$$E_a(s) = \frac{\gamma}{s} E(s) \quad (4.3)$$

ดังนั้นอินพุตของระบบสองความเฉื่อยสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$E_a(s) = \frac{\gamma}{s} X(s) - \frac{\gamma}{s} \omega_m(s) - \frac{\gamma}{s} DE_a(s) \quad (4.4)$$

หรือ

$$E_a(s) = \left(1 + \frac{\gamma}{s} D\right)^{-1} \frac{\gamma}{s} X(s) - \left(1 + \frac{\gamma}{s} D\right)^{-1} \frac{\gamma}{s} \omega_m(s) \quad (4.5)$$

เมื่อ $\omega_m(s) = G(s)E_a(s)$ ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับจะมีค่าดังนี้

$$\omega_m(s) = \left(1 + \frac{\gamma}{s} D\right)^{-1} \frac{\gamma}{s} G(s) X(s) - \left(1 + \frac{\gamma}{s} D\right)^{-1} \frac{\gamma}{s} G(s) \omega_m(s) \quad (4.6)$$

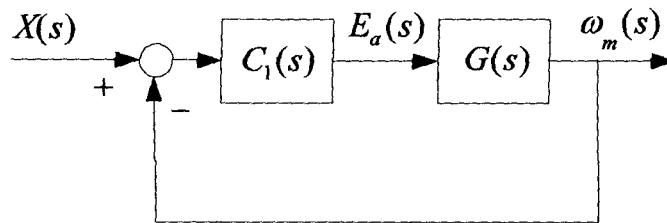
ดังนั้น จึงสามารถเขียนในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างความเร็วเชิงมุมมอเตอร์ที่ต้องการ $X(s)$ ถึง
ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ที่วัดได้จริง $\omega_m(s)$ ดังสมการที่ (4.7)

$$\frac{\omega_m(s)}{X(s)} = \frac{C_1(s)G(s)}{1 + C_1(s)G(s)} \quad (4.7)$$

เมื่อ

$$C_1(s) = \left(1 + \frac{\gamma}{s} D\right)^{-1} \frac{\gamma}{s} = \frac{\gamma}{s + \gamma D}$$

สังเกตว่าสมการที่ (4.6) อยู่ในรูปการป้อนกลับหมดแบบลบ (Unity Negative Feedback) ดังนั้นระบบควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ที่แสดงในรูปที่ 4.4 จึงมีระบบสมมูลที่สอดคล้องดังแสดงในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 โครงสร้างการควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ที่ถูกปรับปรุง

4.3.2 ตัวควบคุมลูปนอก

การเพิ่มเทอมอินทิเกรเตอร์ในระบบวงเปิดเป็นการเพิ่มโพลที่จุดกำเนิด ดังนั้นชนิดของระบบจึงสูงขึ้น ซึ่งเป็นสิ่งยืนยันว่าผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดของระบบวงปิดจะไม่มีค่าความผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัว ดังนั้นในลูปนอกจึงใช้ตัวควบคุมอินทิกรัลซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$C_2(s) = \frac{K_I}{s} \quad (4.8)$$

เมื่อ K_I คือค่าเกนอินทิเกรเตอร์ของตัวควบคุมลูปนอก โดยใช้เครื่องหมายเหมือนเกนอินทิเกรเตอร์ลูปในและอาศัยการออกแบบด้วยวิธีเส้นทางรากเพื่อให้บรรลุสมรรถนะตามต้องการ

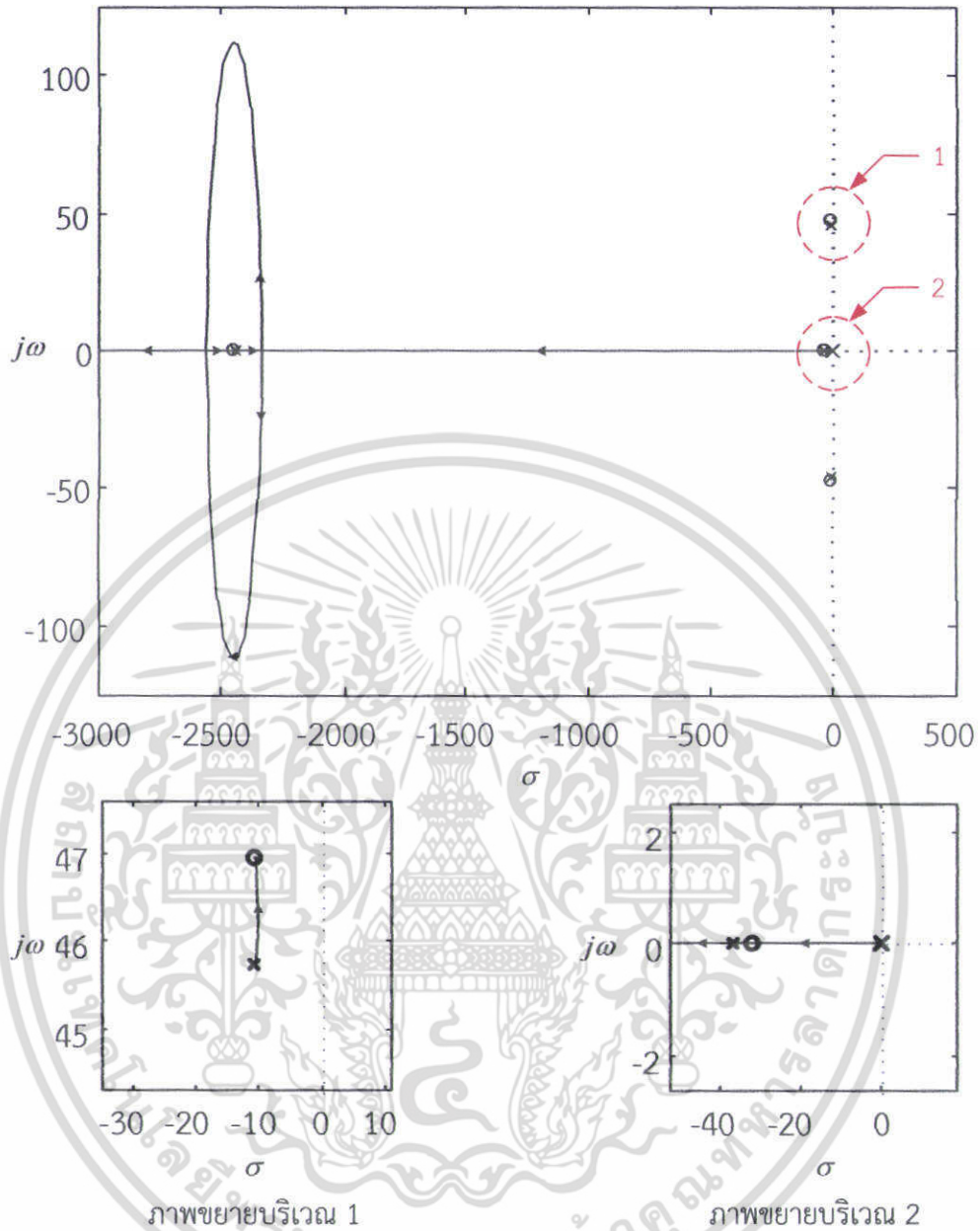
4.4 การออกแบบตัวควบคุมที่นำเสนอ

การออกแบบตัวควบคุมระบบสองความเฉื่อยจะอาศัยฟังก์ชันถ่ายโอนสมการที่ (4.1) และโครงสร้างตัวควบคุมที่นำเสนอในการออกแบบให้บรรลุสมรรถนะที่ต้องการในตารางที่ 4.2 โดยมีขั้นตอนการออกแบบดังนี้

ขั้นที่ 1 ตัวควบคุมลูปในจะถูกออกแบบโดยใช้รูปที่ 4.4 ก่อน เพื่อปรับค่าเกน D ที่ส่งผลให้ซีโรเข้าใกล้กับโพลเรโซแนนซ์เพียงพอ เริ่มจากเลือกเครื่องหมายของเกนป้อนผ่านตรงที่เป็นได้ทั้งเกนค่าบวกและเกนค่าลบ ซึ่งวิทยานิพนธ์เล่มนี้เลือกใช้เกนตัวป้อนผ่านตรงค่าลบ เนื่องจากการเลือกเกนตัวป้อนผ่านตรงค่าลบสามารถกำจัดเรโซแนนซ์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ สอดคล้องกับคำแนะนำจากบทความที่ [10] ซึ่งเลือกตัวป้อนผ่านตรงค่าลบในการลดการลดเรโซแนนซ์ระบบแกนกลแบบอ่อนตัว สำหรับการออกแบบตัวป้อนผ่านตรงในระบบสองความเฉื่อยพบว่าระบบมีโพลเรโซแนนซ์อยู่ที่ตำแหน่ง $-10.4 \pm 46.9j$ เมื่อเลือกเกน $D = -3$ จะทำให้เกิดซีโรวิ่งเข้าใกล้โพลที่ตำแหน่งดังกล่าว ซึ่งเพียงพอกับการลดผลของโพลเรโซแนนซ์

ขั้นที่ 2 อาศัยวิธีเส้นทางรากหาค่าเกนอินทิเกรเตอร์ลูปในโดยเส้นทางรากที่สอดคล้องในกรณีเกนอินทิเกรเตอร์ลูปในเป็นลบแสดงได้ดังรูปที่ 4.9 เมื่อเลือกค่าเกนตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ประเภทตัวควบคุมอินทิกรัลแบบทั่วไปที่มีค่าเกน $\gamma = -100$ จะทำให้ตำแหน่งโพลซีโรของระบบที่สอดคล้องสามารถแสดงดังตารางที่ 4.3 ซึ่งพบว่าตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ทำให้เกิดคูซีโรที่ตำแหน่ง $-10.6 \pm 47.0j$ ซึ่งเข้าใกล้กับโพลเรโซแนนซ์ที่ตำแหน่ง $-10.4 \pm 46.9j$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 เส้นทางการากของระบบควบคุมลูปในเมื่อเลือก $D = -3$ และอินทิเกรเตอร์เป็นค่าลบ

ตารางที่ 4.3 ตำแหน่งโพลซีโรของระบบควบคุมลูปในในรูปที่ 4.4

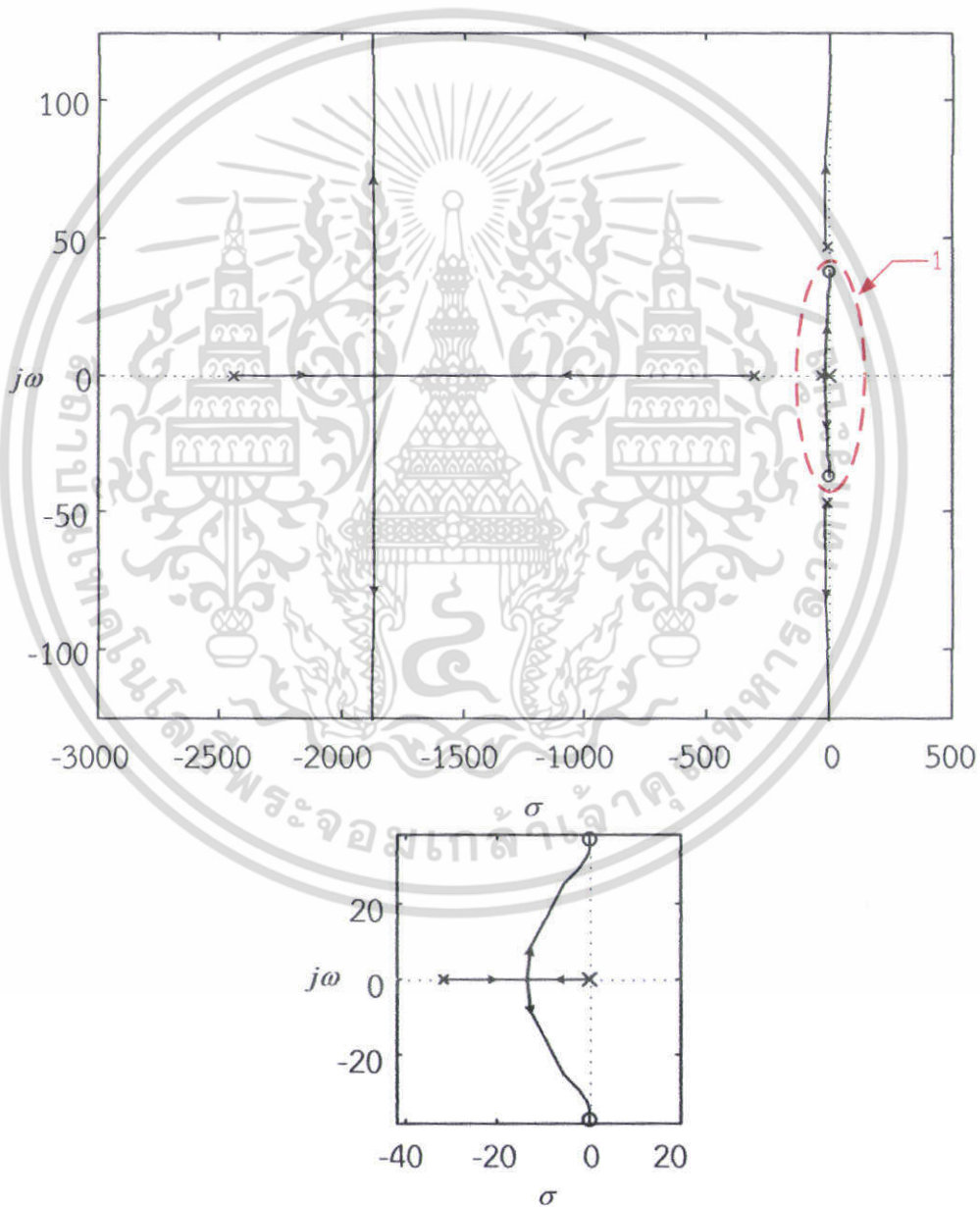
โพล	ซีโร
$-10.4 \pm 46.9j$	$-10.6 \pm 47.0j$
-2441.1	-2447.0
-31.4	-31.9
-306.8	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นที่ 3 คำนวณหาค่าควบคุมลูบในโดยอาศัยโครงสร้างตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์ที่ถูกปรับปรุงในรูปที่ 4.8 แทนโครงสร้างตัวควบคุมอินทิกรัลเรโซแนนซ์แบบเดิม โดยได้ตัวควบคุมลูบในที่สุดคัล้องมีค่าดังสมการที่ (4.9)

$$C_1(s) = \frac{-100}{s+300} \quad (4.9)$$

ขั้นที่ 4 อาศัยวิธีเส้นทางรากหาค่าเกนอินทิเกรเตอร์ลูบนอก เพื่อปรับค่าเกนอินทิเกรเตอร์ K_i ให้สอดคล้องกับตำแหน่งโพลเด่นที่ส่งผลให้ระบบสองความถี่ยบบรรลุสมรรถนะตามตารางที่ 4.2 โดยเส้นทางรากตัวควบคุมลูบนอกกรณีเกนอินทิเกรเตอร์เป็นลบสามารถแสดงรูปได้ดังนี้



ภาพขยายบริเวณ 1

รูปที่ 4.10 เส้นทางรากของระบบควบคุมลูบนอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตำแหน่งโพลเด่น $s = -\sigma \pm j\omega_d$ ที่ส่งผลให้ผลตอบสนองระบบสองความถี่ยวบยรรลุสมรรถนะตามต้องการ เมื่อส่วนจริง $\sigma = \zeta\omega_n$ และส่วนจินตภาพ $\omega_d = \omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$ สามารถคำนวณตำแหน่งโพลเด่นจากสมการสมรรถนะดังสมการที่ (4.9) และ (4.10)

เวลาเข้าสู่ค่าปลาย:

$$t_s(\pm 2\%) = \frac{4}{\sigma} \quad \text{วินาที} \quad (4.9)$$

ค่าพุ่งเกินสูงสุด:

$$P_o = e^{-\pi\sigma/\omega_d} \times 100 \quad \text{เปอร์เซ็นต์} \quad (4.10)$$

แทนค่าสมรรถนะที่ต้องการจากตารางที่ 4.2 ลงในสมการที่ (4.9) ถึง (4.10) จะได้สมการดังนี้

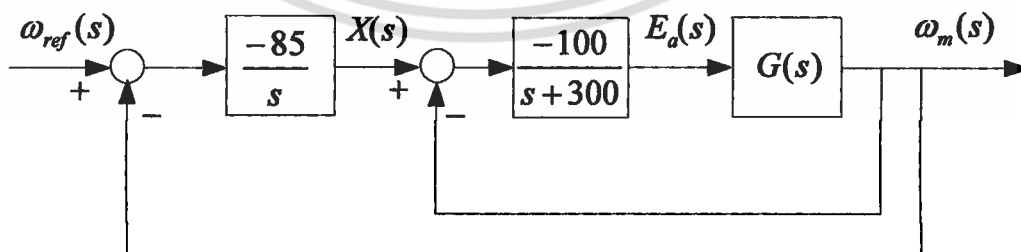
$$\frac{4}{\sigma} \leq 0.3 \quad (4.11)$$

$$e^{-\pi\sigma/\omega_d} \leq 0.03 \quad (4.12)$$

เมื่อหาคำตอบของสมการที่ (4.11) และ (4.12) จะได้ตำแหน่งโพลเด่นที่สอดคล้องกับค่าขอบของข้อกำหนดสมรรถนะ คือ $-13.33 \pm 11.94j$ จากนั้นอาศัยเส้นทางรากรูปที่ 4.10 ปรับค่าเกนอินทิเกรเตอร์ K_i ที่ทำให้ตำแหน่งโพลเด่นจากการปรับเกนใกล้เคียงกับโพลเด่นจากการคำนวณ เมื่อปรับค่าเกน $K_i = -85$ พบว่าตำแหน่งโพลเด่นจากการปรับเกนอยู่ที่ $-12.8 \pm 8.16j$ ซึ่งใกล้เคียงกับตำแหน่งโพลเด่นจากการคำนวณดังกล่าว ดังนั้นตัวควบคุมลูบนอกจึงเป็นดังนี้

$$C_2(s) = \frac{-85}{s} \quad (4.13)$$

ท้ายที่สุด เมื่อแทนตัวควบคุมลูบในและตัวควบคุมลูบนอกสมการที่ (4.9) และ (4.13) ลงในรูปที่ 4.3 โครงสร้างการควบคุมระบบสองความถี่ยวบยหลังการออกแบบจึงมีโครงสร้างดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 โครงสร้างการควบคุมระบบสองความถี่ยวบยหลังการออกแบบ

สำหรับเนื้อหาในบทถัดไป จะกล่าวถึงการจำลองและการทดลองควบคุมความเร็วระบบสองความถี่ยวบยเพื่อศึกษาประสิทธิภาพของตัวควบคุมที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การจำลองและการทดลอง

5.1 กล่าวนำ

เนื้อหาบทนี้กล่าวถึงผลการจำลองและผลการทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยเมื่อใช้ตัวควบคุมอินทิกรัลและอินทิกรัลเรโซแนนซ์ที่ออกแบบไว้ในบทที่ 4 และเปรียบเทียบผลการควบคุมระบบเมื่อใช้เพียงตัวควบคุมอินทิกรัล การจำลองและการทดลองระบบควบคุมใช้เวลาชั่งตัวอย่าง 1 มิลลิวินาที การจำลองและการทดลองระบบควบคุมประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ ส่วนแรกกล่าวถึงการทดสอบสมรรถนะระบบควบคุมเมื่อกำหนดให้ความเร็วอ้างอิงเป็นสัญญาณแบบขั้นบันได ส่วนต่อมากล่าวถึงการทดสอบประสิทธิภาพของตัวควบคุมเมื่อเพิ่มหรือลดความเร็วอ้างอิงแบบขั้นบันไดจากค่าความเร็วอ้างอิงเดิมในขณะที่ระบบควบคุมยังทำงานอยู่ และส่วนสุดท้ายกล่าวถึงการทดสอบความสามารถของตัวควบคุมในการกำจัดผลกระทบจากสิ่งรบกวน

5.2 การจำลองควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อย

การจำลองควบคุมความเร็วระบบสองความเฉื่อยมีจุดประสงค์เพื่อทดสอบสมรรถนะของระบบที่จำลองด้วยตัวควบคุมที่นำเสนอเปรียบเทียบกับตัวควบคุมอินทิกรัล โดยตัวควบคุมอินทิกรัลมีค่าเกน $K_i = 85$ ซึ่งเป็นค่าเกนอินทิเกรเตอร์ค่าบวกในตัวควบคุมลูปนอกของตัวควบคุมที่นำเสนอ การจำลองควบคุมความเร็วของระบบจะอาศัยบล็อกโอดะแกรมของระบบสองความเฉื่อยในรูปที่ 3.4 โดยการจำลองด้วยการจำลองควบคุมความเร็วของระบบที่ความเร็วอ้างอิงคงที่ที่ 1500 รอบต่อนาที การจำลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วอ้างอิงอย่างฉับพลัน และสุดท้ายจะเป็นการจำลองเพื่อทดสอบความสามารถในการกำจัดสิ่งรบกวนระบบ รายละเอียดการจำลองสามารถอธิบายได้ดังนี้

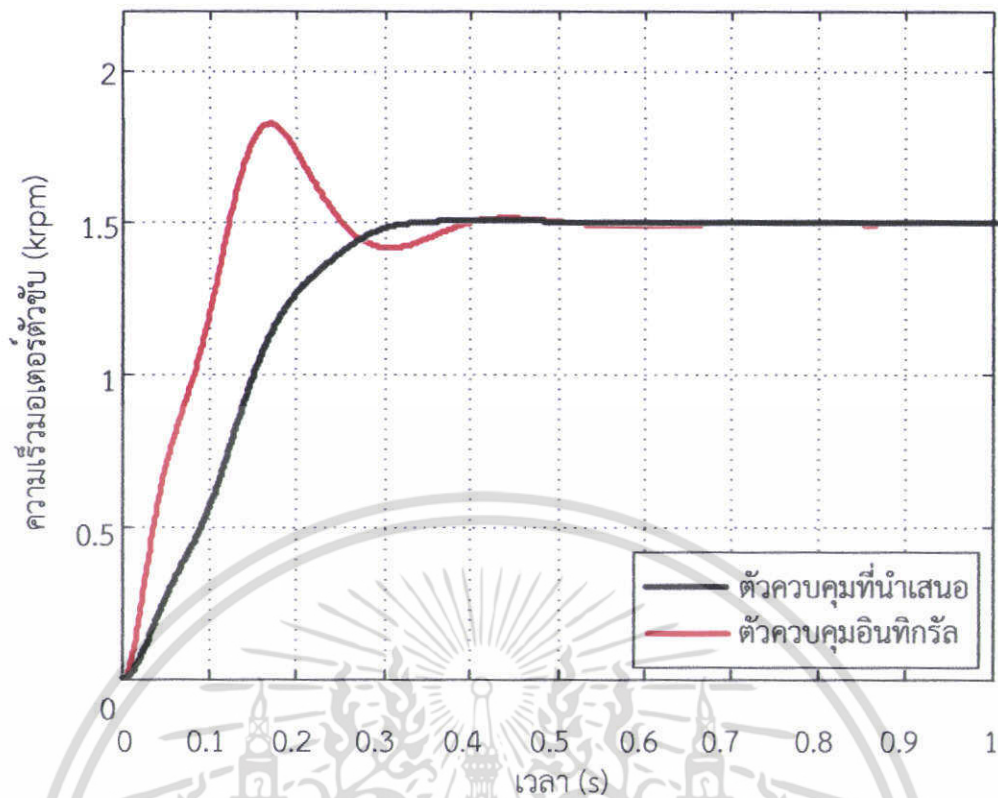
5.2.1 การจำลองเมื่อป้อนความเร็วอ้างอิงแบบขั้นบันได

การจำลองควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยเมื่อป้อนความเร็วอ้างอิงแบบขั้นบันได มีจุดประสงค์เพื่อทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุม และทดสอบประสิทธิภาพในการติดตามความเร็วอ้างอิงแบบขั้นบันได โดยจำลองควบคุมความเร็วของระบบที่ความเร็วอ้างอิงคงที่ที่ 1500 รอบต่อนาที ใช้เวลาจำลอง 1 วินาที ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมระบบที่สอดคล้องสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.1 และ รูปที่ 5.2 ตามลำดับ

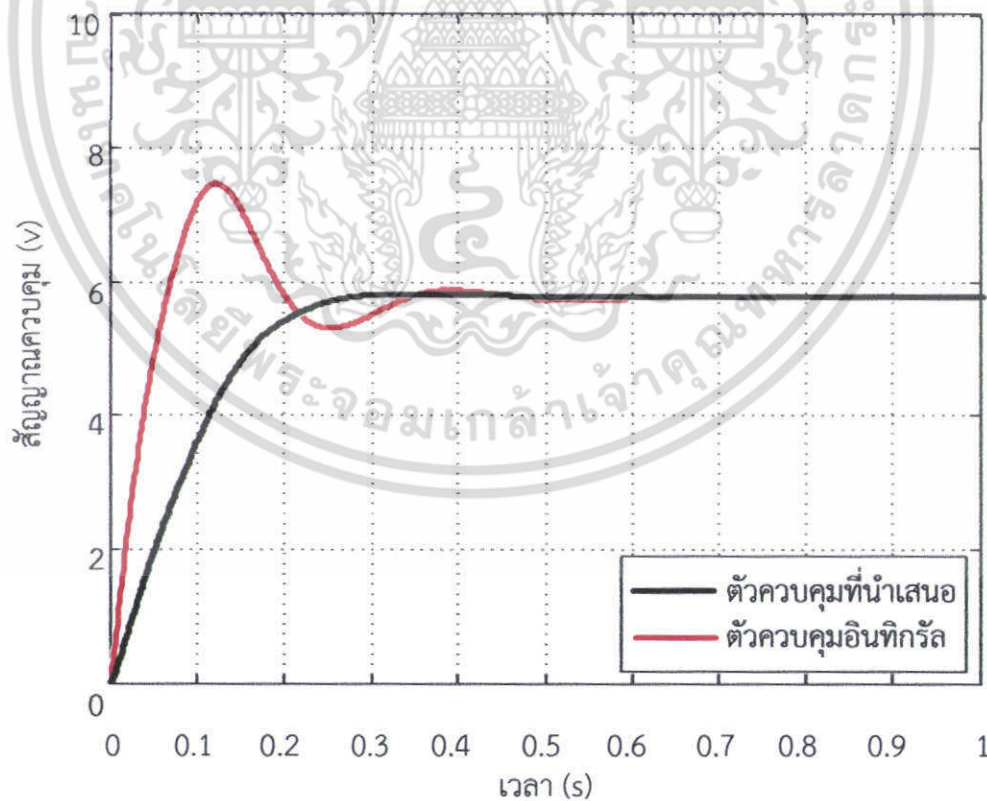
จากรูปที่ 5.1 พบว่าตัวควบคุมทั้งสองสามารถติดตามความเร็วอ้างอิงได้โดยไม่มี ความผิดพลาดที่สภาวะอยู่ตัว สามารถสรุปสมรรถนะได้ดังตารางที่ 5.1 เมื่อ t_r คือ เวลาไต่ขึ้น (Rise Time) 0 ถึง 100 % t_s คือเวลาเข้าสู่ค่าปลาย ($\pm 2\%$) และ P_o คือค่าพุ่งเกินสูงสุด

ตารางที่ 5.1 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลอง

ตัวควบคุม	$t_r(0-100\%)$ (s)	$t_s(\pm 2\%)$ (s)	P_o (%)
ตัวควบคุมที่นำเสนอ	0.330	0.285	0.66
ตัวควบคุมอินทิกรัล	0.120	0.365	22



รูปที่ 5.1 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที



รูปที่ 5.2 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

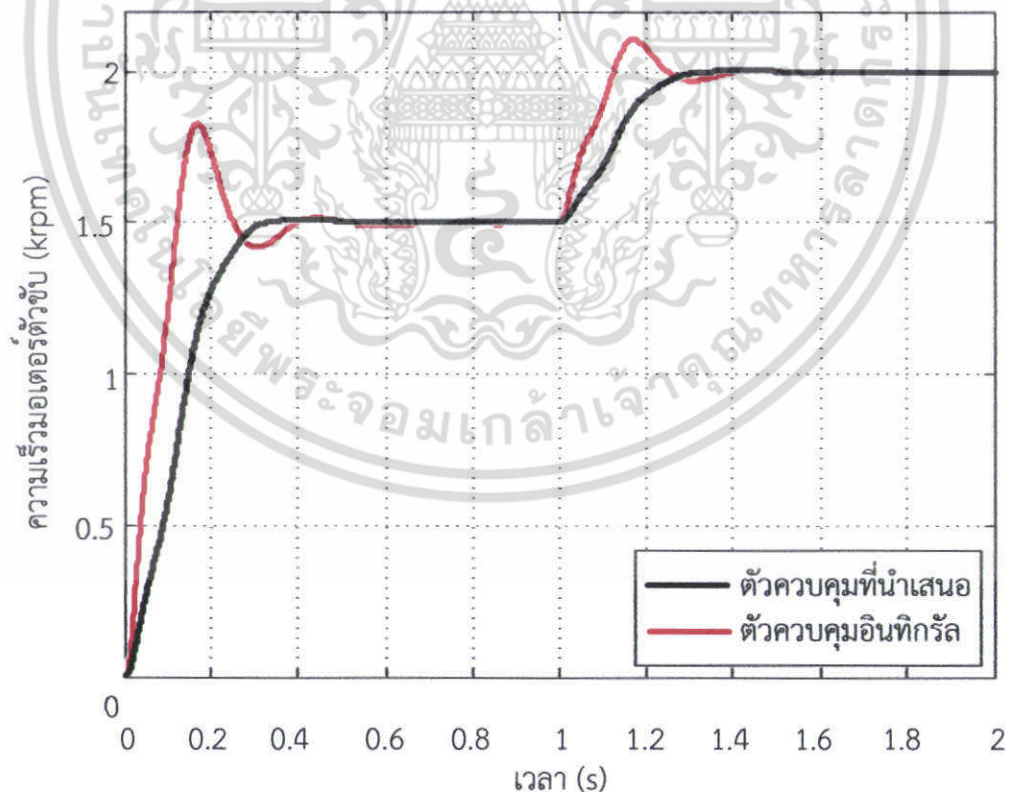
พิจารณาสมรรถนะจากการจำลองพบว่าตัวควบคุมอินทิกรัลให้เวลาไต่ขึ้นที่เร็วกว่าตัวควบคุมที่นำเสนอ 0.210 วินาที แต่ในทางตรงข้ามตัวควบคุมดังกล่าวกลับทำให้ระบบเข้าสู่ค่าอ้างอิงที่เวลา 0.365 วินาที ช้ากว่าผลการจำลองของตัวควบคุมที่นำเสนอ นอกจากนี้ยังพบว่าตัวควบคุมดังกล่าวยังให้ค่าพุ่งเกินสูง 22 % ซึ่งต่างกับตัวควบคุมที่นำเสนอที่ให้ค่าพุ่งเกินเพียงเล็กน้อยและไม่พบเรโซแนนซ์การบิด

5.2.2 การจำลองเมื่อเปลี่ยนแปลงความเร็วอ้างอิงแบบฉับพลัน

การจำลองควบคุมความเร็วของระบบเมื่อเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบฉับพลันมีจุดประสงค์เพื่อทดสอบความสามารถในการติดตามความเร็วอ้างอิง โดยอาศัยการเปลี่ยนความเร็วอ้างอิงอย่างฉับพลัน โดยการจำลองจะจำลองการเปลี่ยนความเร็วใน 2 กรณีคือ กรณีเพิ่มความเร็วจาก 1500 รอบต่อนาทีเป็น 2000 รอบต่อนาที และกรณีลดความเร็วจาก 1500 รอบต่อนาทีเป็น 1000 รอบต่อนาที การจำลองใช้เวลา 2 วินาที การเพิ่มหรือลดความเร็วจะกระทำอย่างฉับพลันเมื่อเวลา 1 วินาที การจำลองควบคุมความเร็วกรณีต่าง ๆ มีผลการจำลองดังนี้

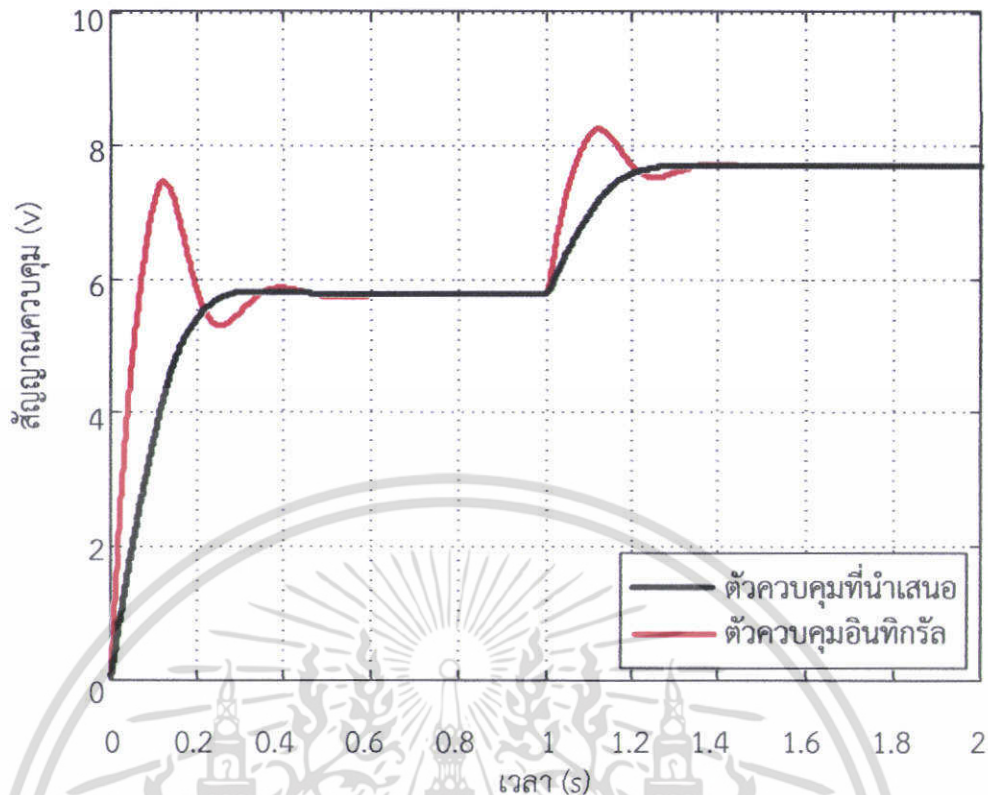
5.2.2.1 การจำลองเมื่อเพิ่มความเร็ว

ผลตอบสนองของระบบเมื่อเพิ่มความเร็วอ้างอิงจาก 1500 รอบต่อนาทีเป็น 2000 รอบต่อนาที อย่างฉับพลันที่เวลา 1 วินาที แสดงได้ดังรูปที่ 5.3 และสัญญาณควบคุมระบบที่สอดคล้องแสดงได้ดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.3 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อเพิ่มความเร็วเป็น 2000 รอบต่อนาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อเพิ่มความเร็วเป็น 2000 รอบต่อนาที

ผลการจำลองรูปที่ 5.3 พบว่าเมื่อเปลี่ยนแปลงความเร็วอ้างอิง ตัวควบคุมที่นำเสนอสถาปัตยกรรมสามารถควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยให้เข้าสู่ความเร็วอ้างอิงค่าใหม่ที่ 2000 รอบต่อนาทีโดยไม่มีค่าพุ่งเกิน ในขณะที่ตัวควบคุมอินทิกรัลให้ค่าพุ่งเกินที่สูงกว่าที่ 22 % และใช้เวลาการเข้าสู่ค่าอ้างอิงค่าใหม่มากกว่าตัวควบคุมที่นำเสนอสถาปัตยกรรม 0.15 วินาที

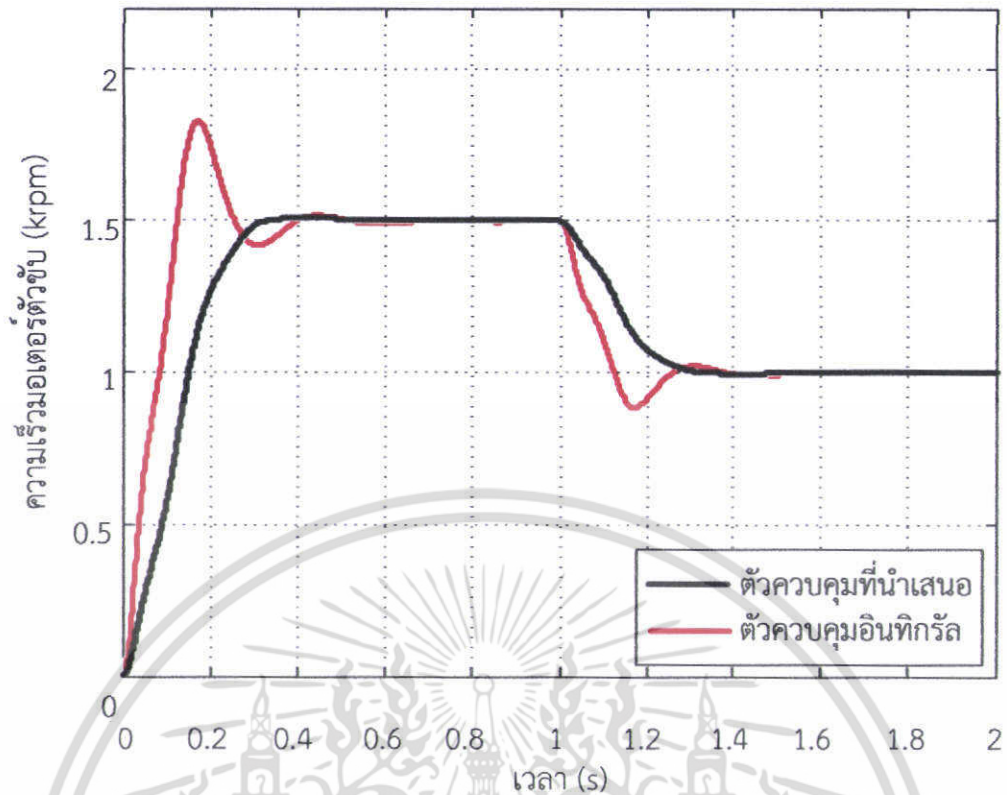
5.2.2.2 การจำลองเมื่อลดความเร็ว

หลังจากได้ทดลองเพิ่มความเร็วอ้างอิงของระบบแล้ว ต่อไปเป็นการทดลองลดความเร็วอ้างอิง โดยลดความเร็วจากความเร็ว 1500 รอบต่อนาทีเป็น 1000 รอบต่อนาที อย่างฉับพลันที่เวลา 1 วินาที ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมของระบบสองความเฉื่อยที่สอดคล้องสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.5 และ รูปที่ 5.6 ตามลำดับ

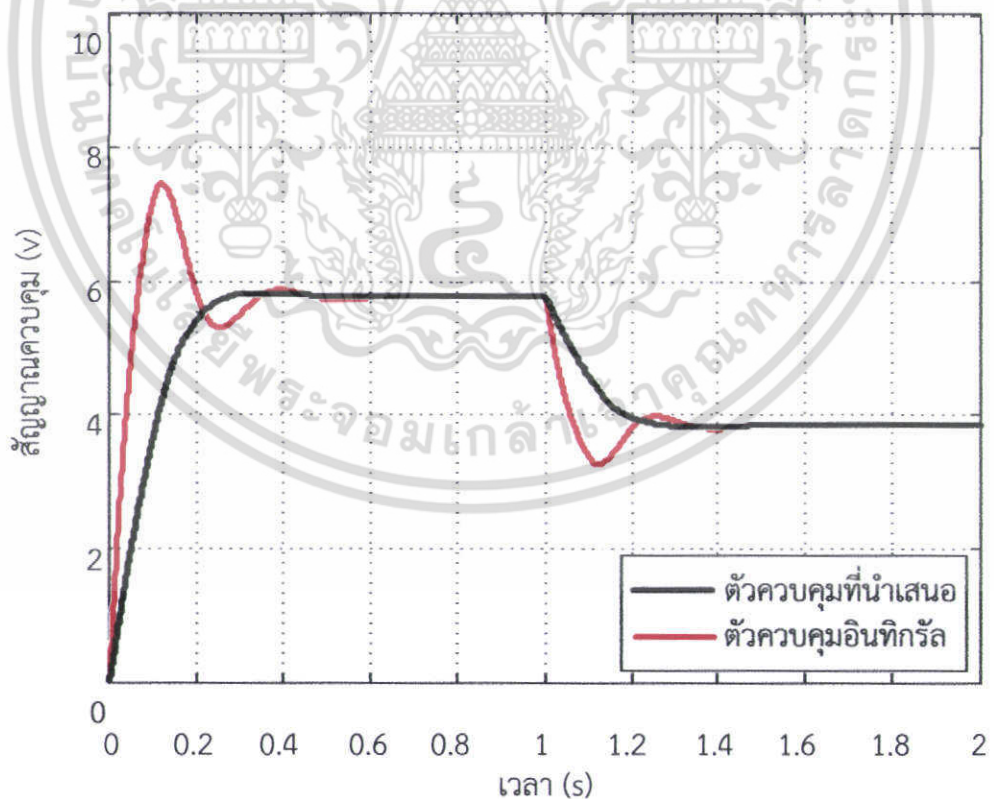
จากผลตอบสนองรูปที่ 5.5 พบว่า เมื่อลดความเร็วอ้างอิงอย่างฉับพลัน ตัวควบคุมที่นำเสนอสถาปัตยกรรมยังสามารถควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยให้เข้าสู่ความเร็วอ้างอิงค่าใหม่ที่ 1000 รอบต่อนาทีโดยไม่มีค่าพุ่งเกิน ในขณะที่ตัวควบคุมอินทิกรัลทำให้ผลตอบสนองมีค่าพุ่งเกิน 22 % ซึ่งสูงกว่าตัวควบคุมที่นำเสนอสถาปัตยกรรม

ผลการจำลองทั้งสองกรณีสามารถสรุปได้ว่า เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วอ้างอิงอย่างฉับพลัน ตัวควบคุมที่นำเสนอสถาปัตยกรรมสามารถติดตามความเร็วอ้างอิงได้โดยไม่มีค่าพุ่งเกิน ซึ่งต่างจากตัวควบคุมอินทิกรัลที่พบค่าพุ่งเกินทั้งการเพิ่มและการลดความเร็วอ้างอิง นอกจากนี้เมื่อพิจารณาเวลาการเข้าสู่ค่าอ้างอิงค่าใหม่ยังพบว่าตัวควบคุมที่นำเสนอสถาปัตยกรรมใช้เวลาที่น้อยกว่าตัวควบคุมอินทิกรัลอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วเป็น 1000 รอบต่อนาที



รูปที่ 5.6 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วเป็น 1000 รอบต่อนาที

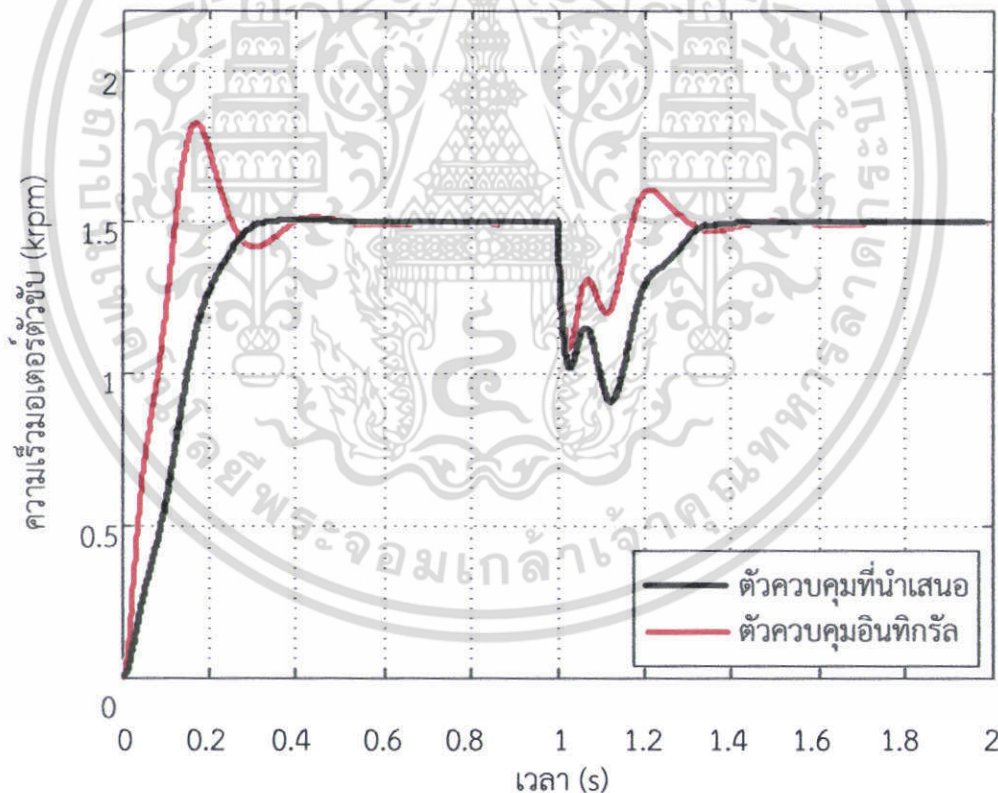
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.3 การจำลองเมื่อมีสิ่งรบกวน

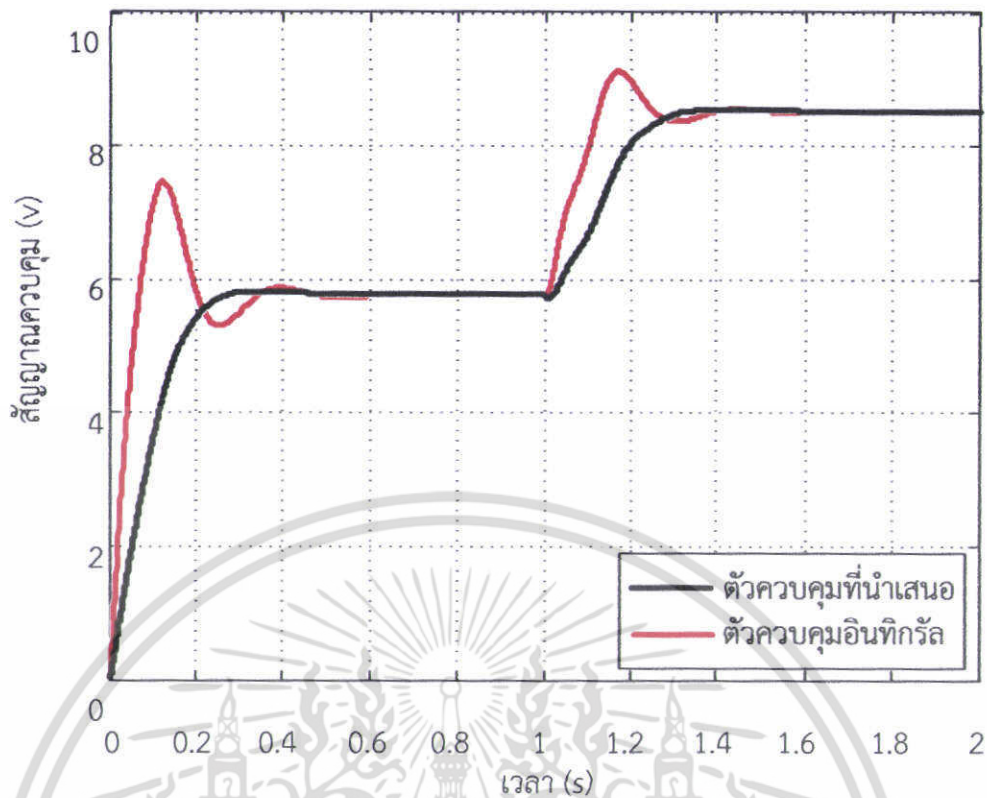
เพื่อยืนยันประสิทธิภาพของตัวควบคุมในการกำจัดสิ่งรบกวน จึงทำการจำลองควบคุมความเร็วระบบสองความเฉื่อยเมื่อมีการรบกวนระบบใน 2 กรณี คือกรณีระบบถูกรบกวนที่ภาคอินพุต และกรณีระบบถูกรบกวนจากแรงบิดที่ภาคการะ การจำลองควบคุมความเร็วของระบบเมื่อมีสิ่งรบกวนทั้งสองกรณีมีผลการจำลองดังนี้

5.2.3.1 การจำลองเมื่อมีสิ่งรบกวนที่ภาคอินพุต

การจำลองในหัวข้อนี้อาศัยการป้อนแรงดันไฟฟ้าคงที่ให้แก่ระบบสองความเฉื่อย โดยป้อนแรงดันไฟฟ้ารบกวนไปหักออกจากแรงดันอินพุต e_d ของมอเตอร์ตัวขับ การรบกวนที่ภาคอินพุตในกรณีนี้จะส่งผลทำให้ความเร็วของระบบเปลี่ยนไป ดังนั้นในการจำลองจึงมีจุดประสงค์เพื่อทดสอบความสามารถของตัวควบคุมในการกำจัดผลของการรบกวนดังกล่าว โดยทำการจำลองระบบที่ความเร็วคงที่ที่ 1500 รอบต่อนาที เป็นเวลา 2 วินาที ในช่วงเวลาวินาทีที่ 1 - 2 ทำการป้อนแรงดันไฟฟ้ารบกวนคงที่ที่ 2.75 โวลต์ ซึ่งคิดเป็นแรงดันขนาด 50% ของแรงดันไฟฟ้าที่ทดลองจ่ายให้ระบบที่ความเร็วคงที่ 1500 รอบต่อนาที ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมของระบบสองความเฉื่อยสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.7 และรูปที่ 5.8 ตามลำดับ



รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อมีสิ่งรบกวนที่ภาคอินพุตคงที่ที่ 2.75 โวลต์



รูปที่ 5.8 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อมีสิ่งรบกวนที่ภาคอินพุตคงที่ที่ 2.75 โวลต์

ผลการจำลองรูปที่ 5.7 พบว่าหลังจากการระบบถูกรบกวนที่ภาคอินพุต จะทำให้ความเร็วของระบบลดลงทันทีในเวลาวินาทีที่ 1 หลังจากนั้นตัวควบคุมทั้งสองจะสร้างสัญญาณควบคุมมาชดเชยการรบกวนดังกล่าวตั้งสัญญาณควบคุมรูปที่ 5.8 จนทำให้ระบบสามารถรักษาความเร็วอ้างอิงเดิมที่ 1500 รอบต่อนาทีได้ในที่สุด สมรรถนะของตัวควบคุมในช่วงที่ระบบถูกรบกวนสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลอง เมื่อระบบถูกรบกวนภาคอินพุตด้วยแรงดันไฟฟ้า 2.75 โวลต์ ณ ความเร็วคงที่ที่ 1500 รอบต่อนาที

ตัวควบคุม	เวลาที่ใช้กำจัดผลการรบกวน (s)	ความเร็วที่ลดลงสูงสุด (%)	ค่าพุ่งเกินหลังจากการรบกวนระบบ (%)
ตัวควบคุมที่นำเสนอ	0.310	41.66	0
ตัวควบคุมอินทิกรัล	0.280	28.33	6.6

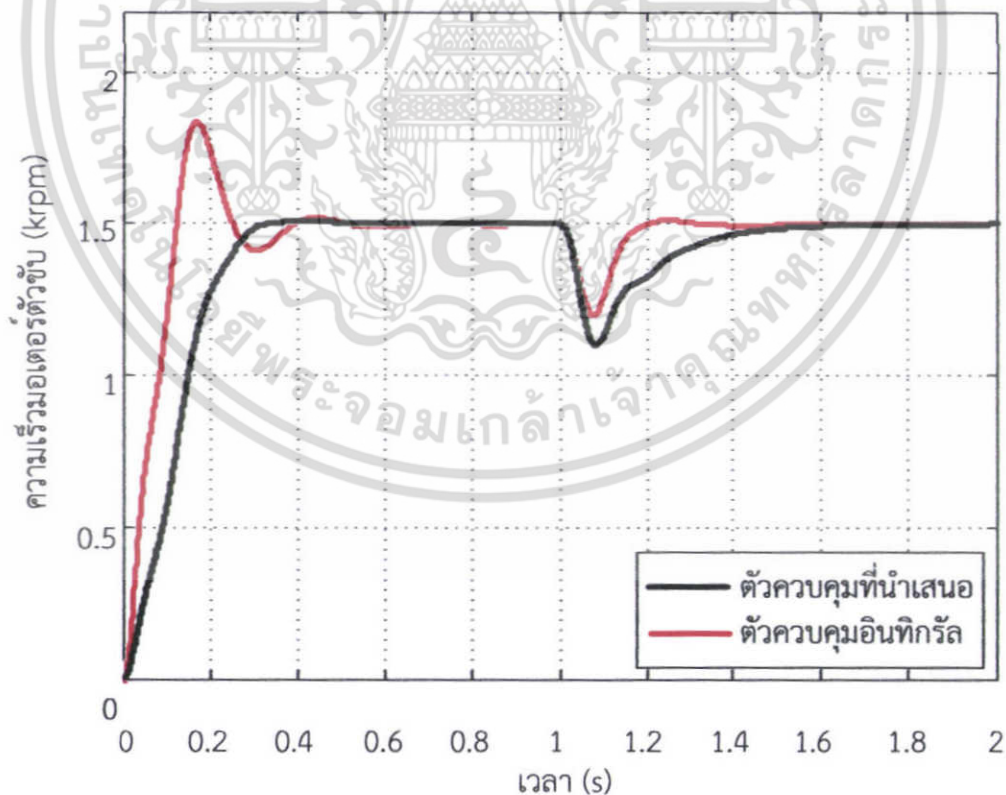
เมื่อพิจารณาค่าสมรรถนะตารางที่ 5.2 พบว่าตัวควบคุมทั้งสองสามารถลดผลจากการรบกวนภาคอินพุตได้มากกว่า 50% โดยไม่มีความผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัว สังเกตว่าตัวควบคุมอินทิกรัลมีประสิทธิภาพในการกำจัดสิ่งรบกวนภาคอินพุตได้ดีกว่าตัวควบคุมที่นำเสนอ โดยตัวควบคุมอินทิกรัลใช้เวลากำจัดผลการรบกวน 0.280 วินาที เร็วกว่าตัวควบคุมที่นำเสนอ 0.03 วินาที นอกจากนี้พบว่าตัวควบคุมอินทิกรัลให้ความเร็วอ้างอิงลดลง 28.33 % ซึ่งน้อยกว่าตัวควบคุมที่เอกสาร์เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำเสนอ 13.33 % แต่อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาค่าพุ่งเกินหลังจากการรบกวนระบบ กลับพบว่าผลตอบสนองของตัวควบคุมอินทิกรัลให้ค่าพุ่งเกิน 6.6 % ในขณะที่ตัวควบคุมที่นำเสนอไม่ให้ค่าพุ่งเกิน กล่าวโดยสรุปตัวควบคุมอินทิกรัลสามารถกำจัดการรบกวนด้วยเวลาที่น้อยกว่าและทำให้ความเร็วที่หน่วยลงน้อยกว่าตัวควบคุมที่นำเสนอ แต่ตัวควบคุมอินทิกรัลจะให้ค่าพุ่งเกินก่อนระบบเข้าสู่ความเร็วอ้างอิง

5.2.3.2 การจำลองเมื่อมีแรงบิดรบกวนที่ภาคการะ

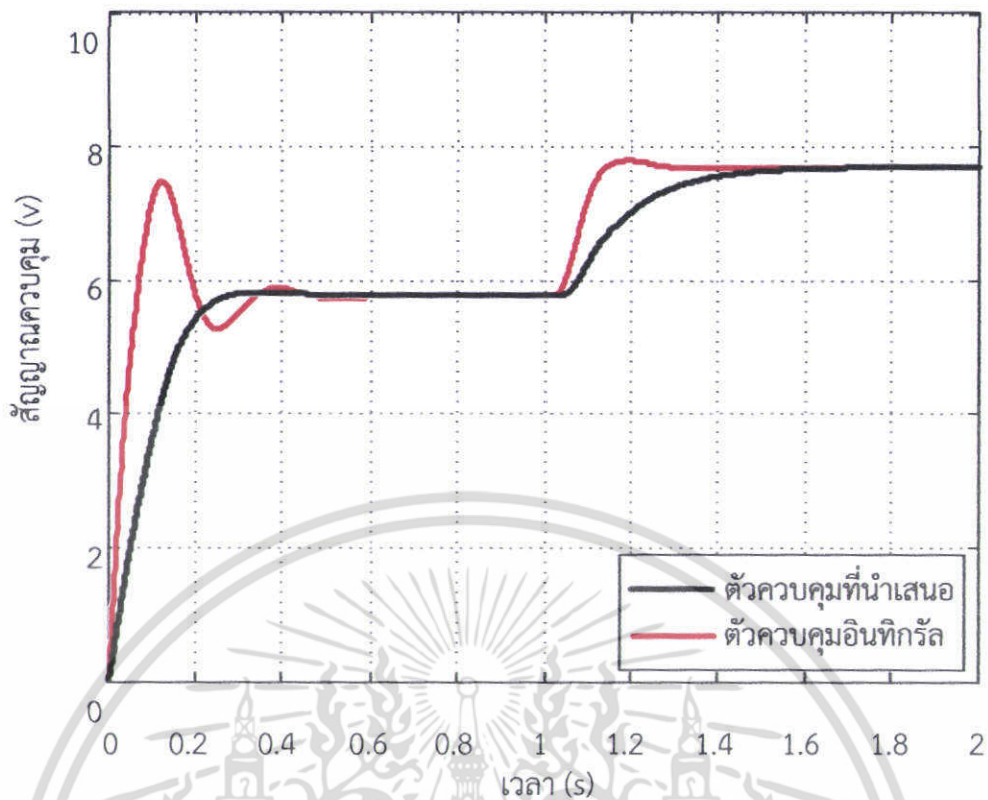
การจำลองควบคุมความเร็วของระบบเมื่อมีแรงบิดรบกวนที่ภาคการะ จะอาศัยผลจากการศึกษาแบบจำลองกรณีมีภาระทางไฟฟ้าต่อกับมอเตอร์ภาระในบทที่ 3 ซึ่งพบว่าเมื่อต่อภาระทางไฟฟ้า R_x อนุกรมกับขดลวดอาร์เมเจอร์มอเตอร์ภาระจะทำให้เกิดแรงบิดรบกวนมอเตอร์ตัวขับ โดยระบบสองความถี่ภายหลังการต่อภาระทางไฟฟ้ามีบล็อกไดอะแกรมที่สอดคล้องในรูปที่ 3.6

การจำลองหัวข้อนี้จะจำลองควบคุมความเร็วของระบบโดยอาศัยบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.6 สร้างแบบจำลองในโปรแกรมแมทแล็บที่สอดคล้องดังแสดงในรูปที่ ข.3 และทำการจำลองควบคุมความเร็วอ้างอิงคงที่ที่ 1500 รอบต่อนาที โดยใช้เวลาลงจำลอง 2 วินาที เมื่อเวลา 1 วินาที โปรแกรมจะจำลองการต่อภาระทางไฟฟ้าด้วยการต่อความต้านทานขนาด 0.5 โอห์มแก่มอเตอร์ตัวการะ ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจากการจำลองสามารถแสดงดังรูปที่ 5.9 และรูปที่ 5.10 ตามลำดับ



รูปที่ 5.9 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อถูกรบกวนจากภาระแรงบิดด้วยภาระทางไฟฟ้า 0.5 โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อถูกรบกวนจากภาระแรงบิดด้วยภาระทางไฟฟ้า 0.5 โอห์ม

จากผลการจำลองรูปที่ 5.9 สามารถสรุปค่าสมรรถนะของตัวควบคุมในช่วงที่ระบบถูกรบกวนได้ดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลอง เมื่อถูกรบกวนจากภาระแรงบิดด้วยภาระทางไฟฟ้า 0.5 โอห์ม ณ ความเร็วคงที่ที่ 1500 รอบต่อนาที

ตัวควบคุม	เวลาที่ใช้กำจัดผลกระทบรบกวน (s)	ความเร็วที่ลดลงสูงสุด (%)	ค่าพุ่งเกินหลังจาการรบกวนระบบ (%)
ตัวควบคุมที่นำเสนอ	0.440	26.66	0
ตัวควบคุมอินทิกรัล	0.160	20	1

เมื่อพิจารณาค่าสมรรถนะตารางที่ 5.3 ตัวควบคุมที่นำเสนอสสามารถกำจัดผลกระทบจากแรงบิดรบกวนได้ภายในเวลา 0.440 วินาทีซึ่งน้อยกว่าตัวควบคุมอินทิกรัล 0.28 วินาที นอกจากนั้นการควบคุมด้วยตัวควบคุมที่นำเสนอยังทำให้ความเร็วลดลงสูงสุด 26.66 % ซึ่งลดลงมากกว่ามากกว่าตัวควบคุมอินทิกรัล 6.66 % เมื่อพิจารณาค่าพุ่งเกินที่เกิดจากการรบกวนระบบยังพบว่าพบว่าตัวอินทิกรัลให้ค่าพุ่งเกิน 1 % ในขณะที่ตัวควบคุมที่นำเสนอไม่มีค่าพุ่งเกิน

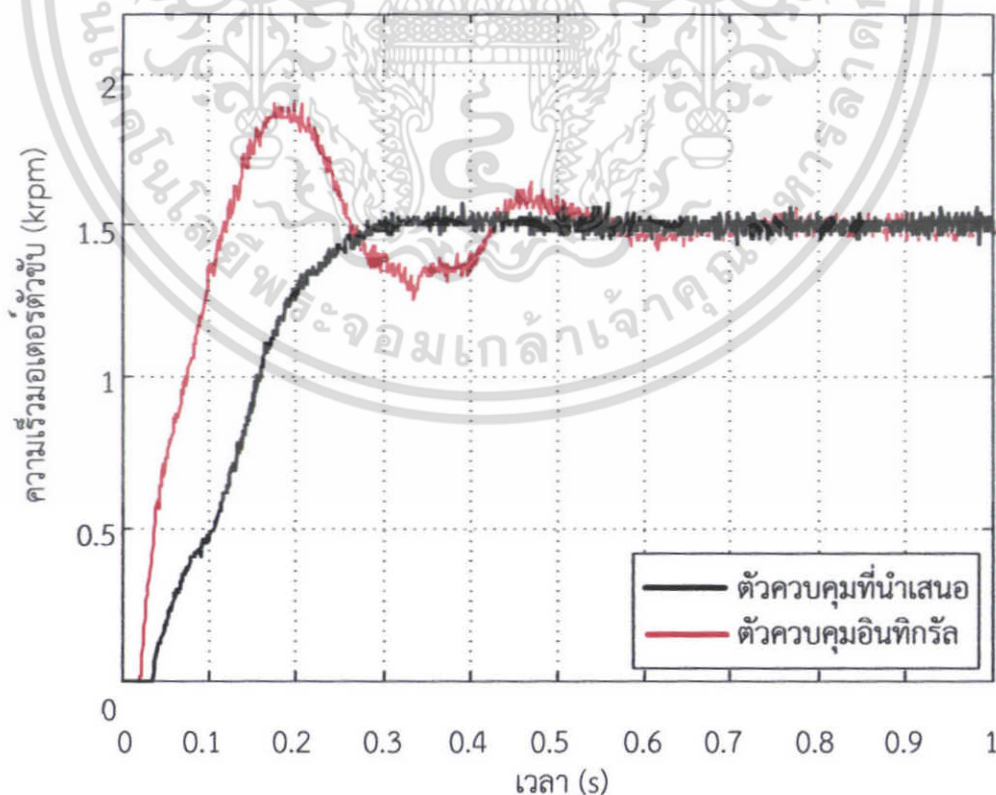
5.3 การทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อย

ในหัวข้อนี้ เป็นการทดลองนำตัวควบคุมทั้งสองมาควบคุมความเร็วระบบสองความเฉื่อยในห้องปฏิบัติการ โดยอาศัยวิธีการควบคุมดังอธิบายในหัวข้อ 3.3 การทดลองใช้เวลาชักตัวอย่าง 1 มิลลิวินาที วัดอุปกรณ์การทดลองเพื่อศึกษาเปรียบเทียบความสอดคล้องกันของผลการจำลองในหัวข้อ 5.2 และผลการทดลองในหัวข้อ 5.3 โดยขั้นตอนการทดลองจะเรียงลำดับเหมือนการจำลองตามหัวข้อ 5.2 รายละเอียดการทดลองสามารถอธิบายได้ดังนี้

5.3.1 การทดลองเมื่อป้อนความเร็วอ้างอิงแบบขั้นบันได

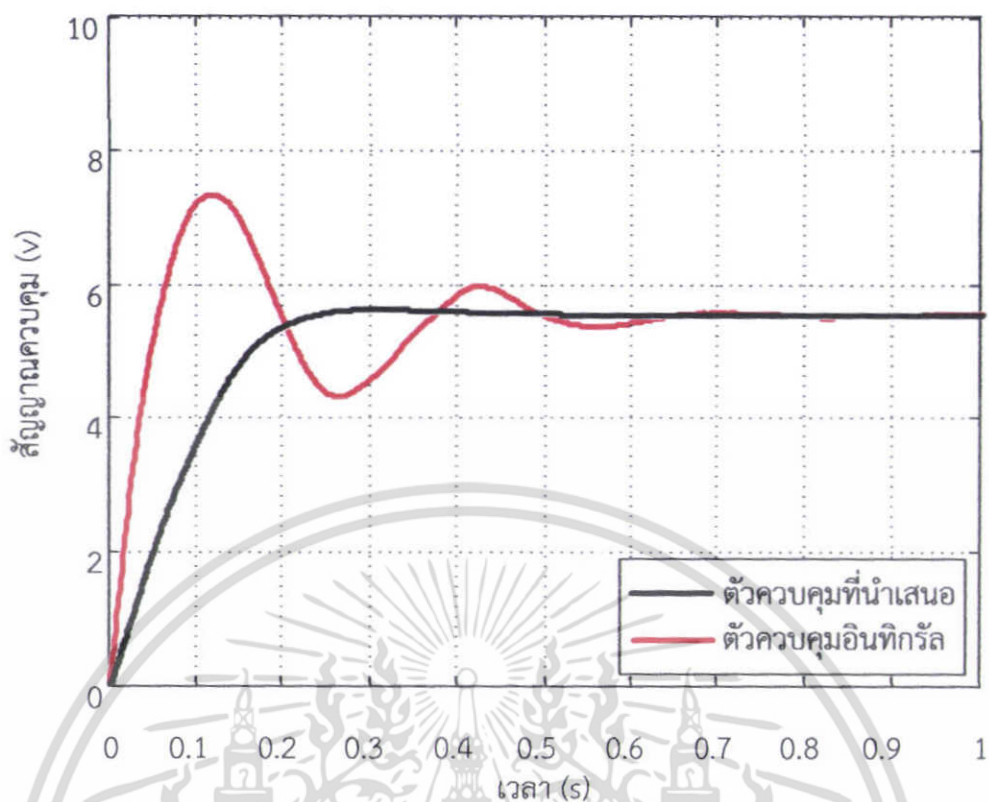
การทดลองควบคุมความเร็วของระบบที่ความเร็วอ้างอิงคงที่ที่ 1500 รอบต่อนาที ใช้เวลาทดลอง 1 วินาที ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมระบบที่สอดคล้องกันสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.11 และ รูปที่ 5.12 ตามลำดับ

จากรูปที่ 5.11 พบว่าสัญญาณความเร็วของระบบจากการทดลองที่ได้จากตัวควบคุมทั้งสองปรากฏสัญญาณรบกวนขนาดไม่เกิน $\pm 3.3\%$ ของค่าเฉลี่ยจากการวัด และพบว่าตัวควบคุมทั้งสองสามารถติดตามความเร็วอ้างอิงที่ 1500 รอบต่อนาทีได้โดยไม่มีค่าความผิดพลาดที่สภาวะอยู่ตัว ผลของแรงเสียดทานสถิต (Static Friction Force) ของระบบ ทำให้มอเตอร์ไม่เคลื่อนที่จนกระทั่งตัวควบคุมสามารถสร้างแรงบิดชนะแรงเสียดทานสถิตมอเตอร์จึงเริ่มเคลื่อนที่ โดยพบว่ามอเตอร์เอาชนะผลของแรงเสียดทานสถิตเมื่อได้รับแรงดัน 1.4 ถึง 2.5 โวลต์ โดยตัวควบคุมที่นำเสนอทำให้มอเตอร์เริ่มหมุนที่เวลา 0.036 วินาที และตัวควบคุมอินทิกรัลทำให้มอเตอร์เริ่มหมุนที่เวลา 0.02 วินาที เมื่อเปรียบเทียบผลการทดลองกับผลการจำลองในรูปที่ 5.1 และ รูปที่ 5.11 พบว่า สัญญาณความเร็วของระบบหลังจากมอเตอร์เคลื่อนที่จะให้ผลที่สอดคล้องใกล้เคียงกัน



รูปที่ 5.11 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที

ผลการทดลองรูปที่ 5.11 สามารถสรุปสมรรถนะในการติดตามความเร็วคงที่ที่ 1500 รอบต่อนาที ดังตารางที่ 5.4

ตารางที่ 5.4 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลอง

ตัวควบคุม	t_r (0–100%) (s)	t_s ($\pm 2\%$) (s)	P_o (%)
ตัวควบคุมที่นำเสนอ	0.310	0.285	2
ตัวควบคุมอินทิกรัล	0.120	0.540	25

จากการทดลองพบว่า ค่าสมรรถนะจากการทดลองและจำลองให้ผลสอดคล้องใกล้เคียงกันโดยเฉพาะเวลาเข้าสู่ค่าปลายของตัวควบคุมทั้งสองที่ให้ค่าตรงกัน เมื่อพิจารณาสมรรถนะจากการทดลองพบว่า ตัวควบคุมที่นำเสนอสามารถควบคุมความเร็วมอเตอร์ให้เข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาทีโดยไม่พบเรโซแนนซ์การบิด ผลตอบสนองมีค่าพุ่งเกินเพียง 2% ซึ่งน้อยกว่าตัวควบคุมอินทิกรัล นอกจากนี้ยังพบว่าตัวควบคุมที่นำเสนอสามารถเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่เวลา 0.285 วินาที ใช้เวลาน้อยกว่าตัวควบคุมอินทิกรัล 0.255 วินาที มีเพียงเวลาไต่ขึ้นเท่านั้นที่ตัวควบคุมที่นำเสนอใช้เวลา 0.310 วินาทีซึ่งมากกว่าตัวควบคุมอินทิกรัล

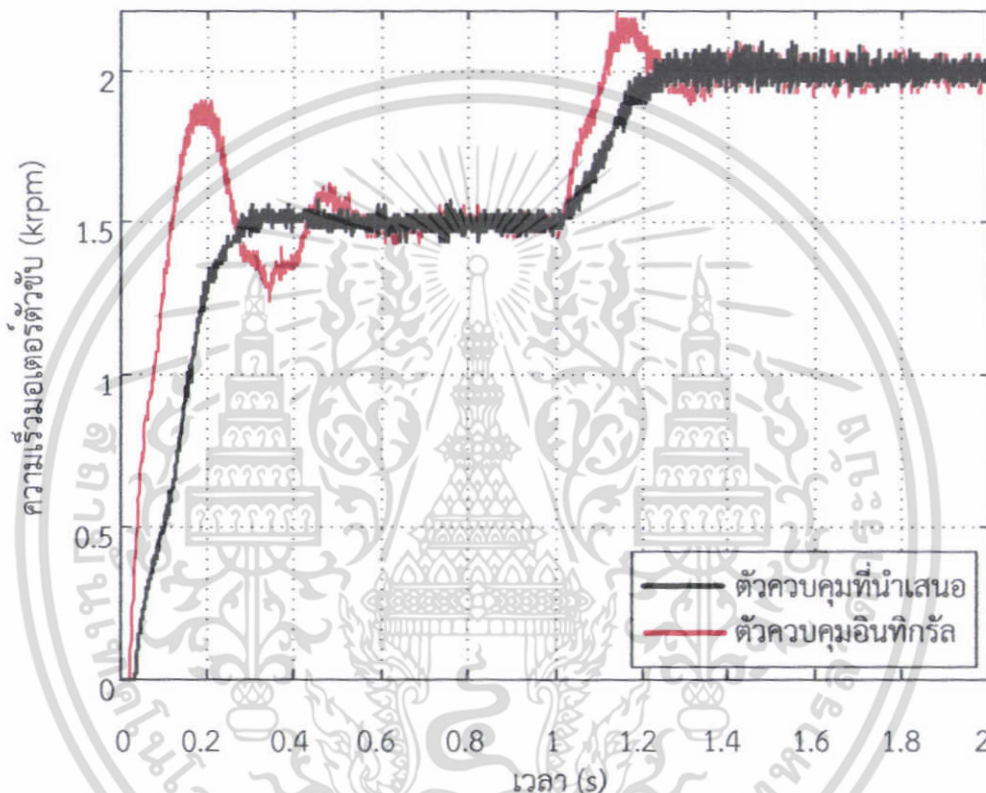
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.2 การทดลองเมื่อเปลี่ยนแปลงความเร็วอ้างอิงแบบฉับพลัน

การทดลองเปลี่ยนแปลงความเร็วอ้างอิงมีจุดประสงค์เพื่อทดสอบความสามารถการติดตามความเร็วอ้างอิง โดยการสร้างเปลี่ยนแปลงความเร็วอ้างอิงระบบอย่างฉับพลันใน 2 กรณีดังนี้

5.3.2.1 การทดลองเมื่อเพิ่มความเร็ว

ทดลองเพิ่มความเร็วอ้างอิงจาก 1500 รอบต่อนาทีเป็น 2000 รอบต่อนาทีอย่างฉับพลันที่เวลา 1 วินาที ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมที่สอดคล้องแสดงได้ดังรูปที่ 5.13 และ 5.14 ตามลำดับ

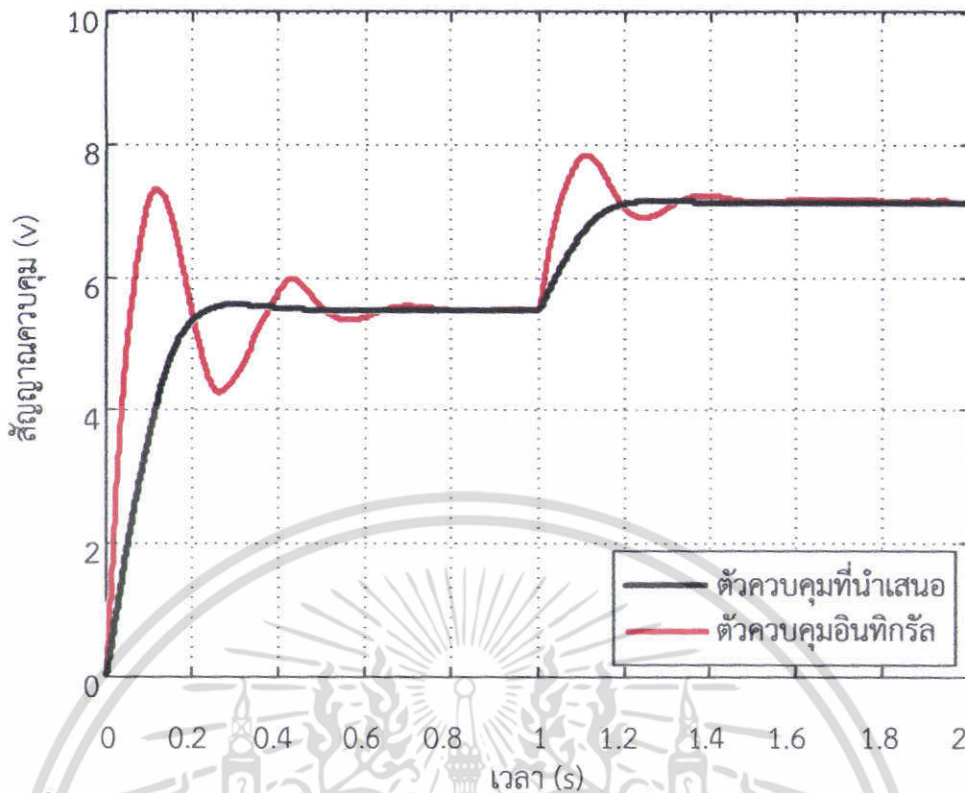


รูปที่ 5.13 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อเพิ่มความเร็วเป็น 2000 รอบต่อนาที

เมื่อเปรียบเทียบผลตอบสนองจากการทดลอง รูปที่ 5.13 และการทดลอง รูปที่ 5.3 พบว่าตัวควบคุมที่นำเสนอให้ผลที่สอดคล้องใกล้เคียงกัน ส่วนตัวควบคุมอินทิกรัลให้ค่าพุ่งเกินจากการทดลองสูงกว่าการจำลองเล็กน้อยประมาณ 8 % ซึ่งค่าพุ่งเกินของตัวควบคุมทั้งสองสามารถอธิบายจากสัญญาณควบคุมในรูปที่ 5.14 ได้ดังนี้

ผลการตอบสนองของสัญญาณควบคุมในรูปที่ 5.14 ที่เวลา 1 วินาที พบว่าตัวควบคุมที่นำเสนอจะเพิ่มขนาดสัญญาณควบคุมเป็น 7.3 โวลต์จากเดิมที่ 5.6 โวลต์ ภายในเวลา 0.2 วินาที โดยไม่พบการอิ่มตัว (Saturation) ของสัญญาณ สัญญาณควบคุมที่เพิ่มขึ้นไม่มีค่าพุ่งเกินทำให้ผลตอบสนองของตัวควบคุมที่นำเสนอสามารถเข้าสู่ความเร็วอ้างอิงได้ภายใน 0.3 วินาที โดยไม่พบค่าพุ่งเกินเช่นกัน ในขณะที่สัญญาณควบคุมของตัวควบคุมอินทิกรัลเมื่อเพิ่มความเร็วจะพบค่าพุ่งเกินสูงถึง 44.17 % จึงทำให้ผลตอบสนองมีค่าพุ่งเกินตามมาที่ 30 %

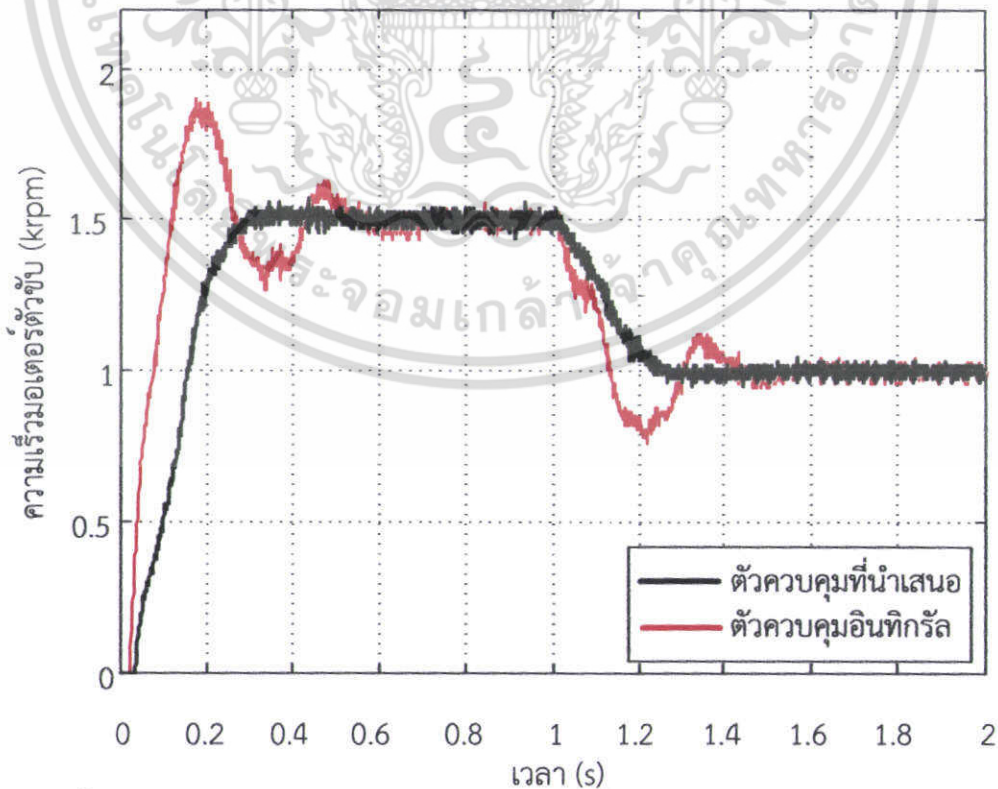
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.14 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อเพิ่มความเร็วเป็น 2000 รอบต่อนาที

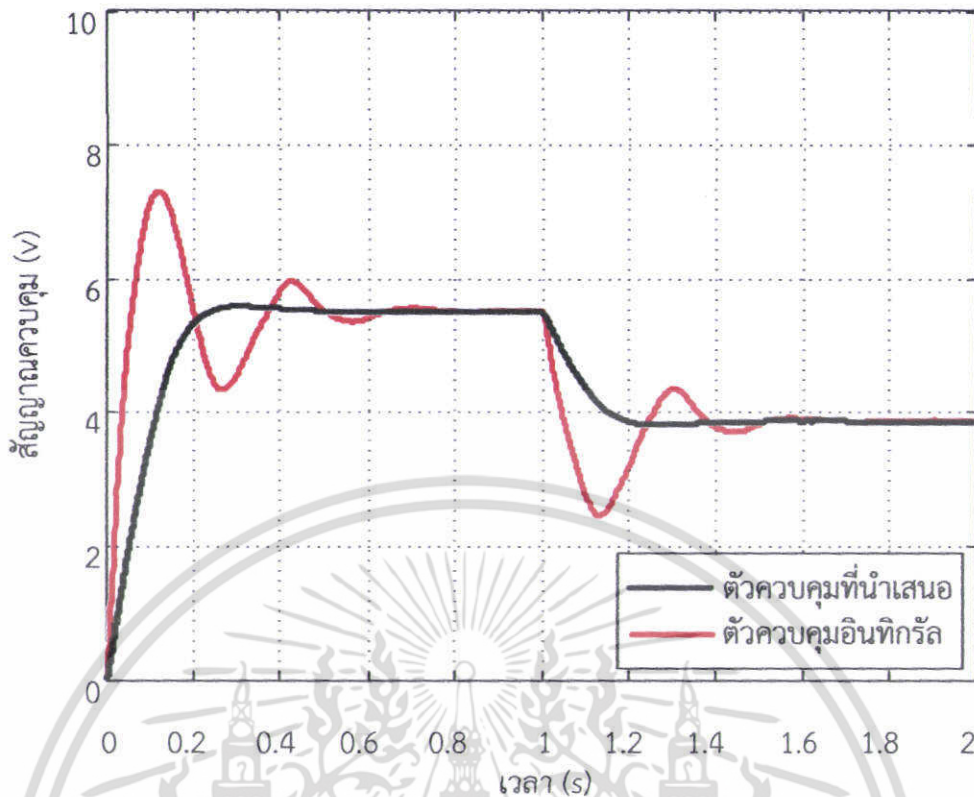
5.3.2.2 การทดลองเมื่อลดความเร็ว

เมื่อลดความเร็วอ้างอิงจาก 1500 เป็น 1000 รอบต่อนาที ที่เวลา 1 วินาที ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมที่สอดคล้องแสดงได้ดังรูปที่ 5.15 และ 5.16 ตามลำดับ



รูปที่ 5.15 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วเป็น 1000 รอบต่อนาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.16 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วเป็น 1000 รอบต่อนาที

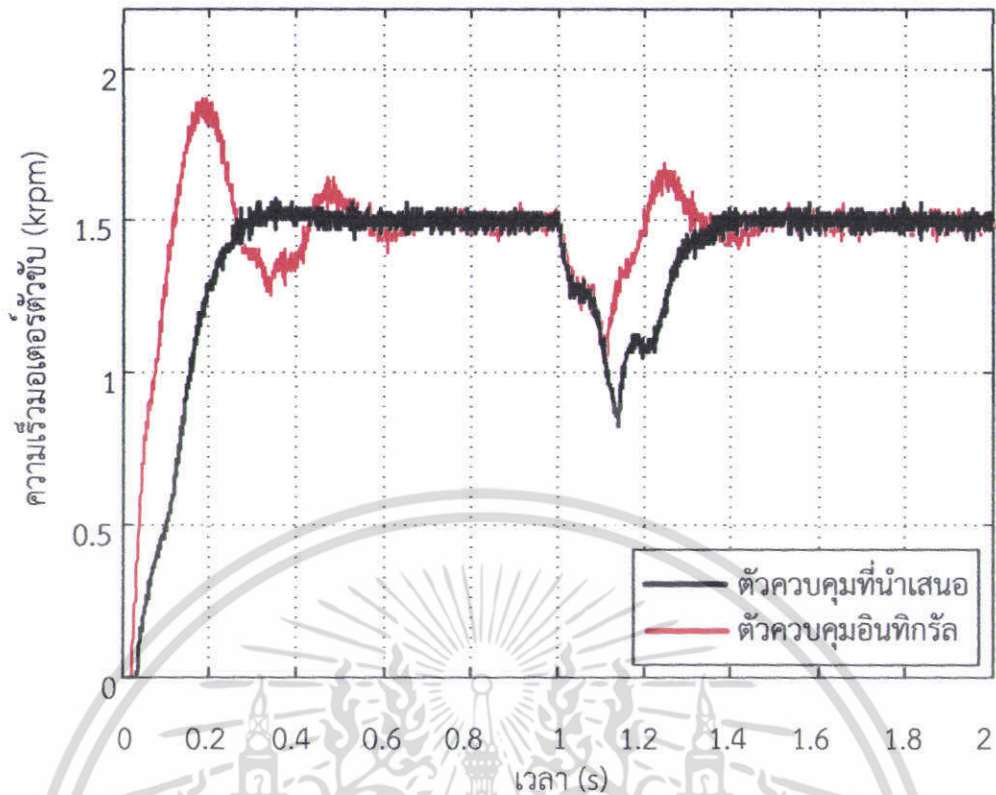
ผลการทดลองรูปที่ 5.15 พบว่า เมื่อลดความเร็วอ้างอิงอย่างฉับพลันตัวควบคุมอินทิกรัลจะหาค่าพุ่งเกินสูงถึง 20 % จากความเร็วอ้างอิงใหม่ที่ 1000 รอบต่อนาที ค่าพุ่งเกินนี้ทำให้ความเร็วของตัวควบคุมอินทิกรัลลดไปชั่วคราวที่ 800 รอบต่อนาที จากนั้นตัวควบคุมจึงลดสัญญาณควบคุมจนทำให้ระบบสามารถติดตามความเร็วอ้างอิงค่าใหม่ได้ ซึ่งแตกต่างกับตัวควบคุมที่นำเสนอที่สามารถติดตามความเร็วอ้างอิงค่าใหม่โดยไม่พบค่าพุ่งเกิน นอกจากนั้นเมื่อพิจารณาเวลาการเข้าสู่ความเร็วอ้างอิงใหม่ที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาทียังพบว่า ตัวควบคุมที่นำเสนอยังใช้เวลาเข้าสู่ค่าอ้างอิงเพียง 0.3 วินาที ซึ่งน้อยกว่าตัวควบคุมอินทิกรัลถึง 0.11 วินาที อีกด้วย

5.3.3 การทดลองเมื่อมีสิ่งรบกวน

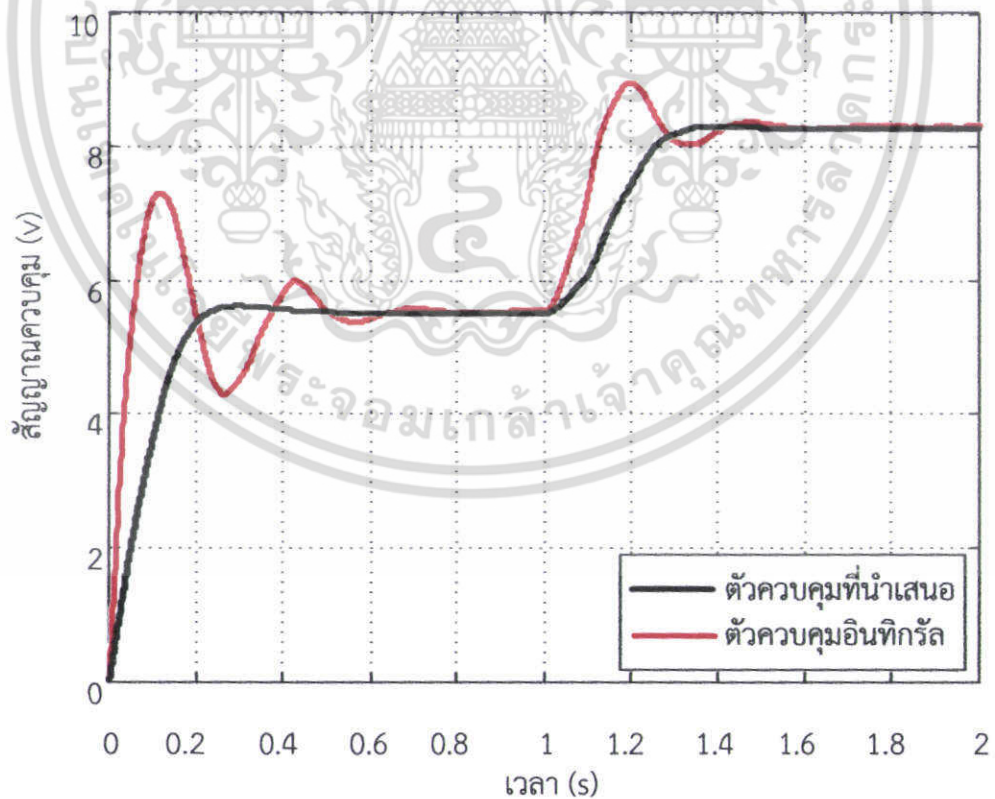
ขั้นตอนต่อไปเป็นการทดสอบประสิทธิภาพของตัวควบคุมในการกำจัดสิ่งรบกวนระบบ การทดลองนี้จะศึกษาผลตอบสนองจากการรบกวนระบบใน 2 กรณีดังนี้

5.3.3.1 การทดลองเมื่อมีสิ่งรบกวนที่ภาคอินพุต

การทดลองเมื่อมีสิ่งรบกวนภาคอินพุต จะอาศัยวิธีทางโปรแกรมในการสร้างแรงดันรบกวนระบบ สำหรับขั้นตอนการทดลองจะมีขั้นตอนเหมือนกับการจำลองเมื่อมีสิ่งรบกวนที่ภาคอินพุตในหัวข้อ 5.2.3.1 กล่าวคือทดลองควบคุมความเร็วของระบบที่ความเร็วคงที่ที่ 1500 รอบต่อนาที จากนั้นป้อนแรงดันไฟฟ้ารบกวนไปหักออกจากแรงดันอินพุต e_d ของมอเตอร์ตัวขับที่เวลา 1 วินาที โดยป้อนแรงดันรบกวนขนาด 2.75 โวลต์ เท่ากับการจำลอง ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมของระบบสองความถี่สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.17 และรูปที่ 5.18 ตามลำดับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.17 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อมีสิ่งรบกวนที่ภาคอินพุตคงที่ที่ 2.75 โวลต์



รูปที่ 5.18 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อมีสิ่งรบกวนที่ภาคอินพุตคงที่ที่ 2.75 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองรูปที่ 5.17 พบว่าลักษณะผลตอบสนองจากการทดลองมีความใกล้เคียงกับผลการจำลอง กล่าวคือหลังจากระบบถูกรบกวนด้วยแรงดัน 2.75 โวลต์ ที่ภาคอินพุต ตัวควบคุมทั้งสองสามารถรักษาความเร็วอ้างอิงที่ 1500 รอบต่อนาทีได้ โดยไม่พบค่าผิดพลาดที่สภาวะอยู่ตัว เมื่อพิจารณาสัญญาณควบคุมรูปที่ 5.18 พบว่าตัวควบคุมทั้งสองจะสร้างสัญญาณควบคุมเพิ่มขึ้นขนาด 2.75 โวลต์ ซึ่งมีค่าเท่ากับแรงดันรบกวนระบบ ผลจากการเพิ่มของสัญญาณควบคุมทำให้ระบบสามารถรักษาความเร็วอ้างอิงเดิมได้ในที่สุด สมรรถนะของตัวควบคุมในช่วงที่ระบบถูกรบกวนสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 5.5

ตารางที่ 5.5 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลอง เมื่อระบบถูกรบกวนภาคอินพุตด้วยแรงดันไฟฟ้า 2.75 โวลต์ ณ ความเร็วคงที่ที่ 1500 รอบต่อนาที

ตัวควบคุม	เวลาที่ใช้กำจัดผลการรบกวน (s)	ความเร็วที่ลดลงสูงสุด (%)	ค่าพุ่งเกินหลังจากการรบกวนระบบ (%)
ตัวควบคุมที่นำเสนอ	0.360	43.33	0
ตัวควบคุมอินทิกรัล	0.425	30	10

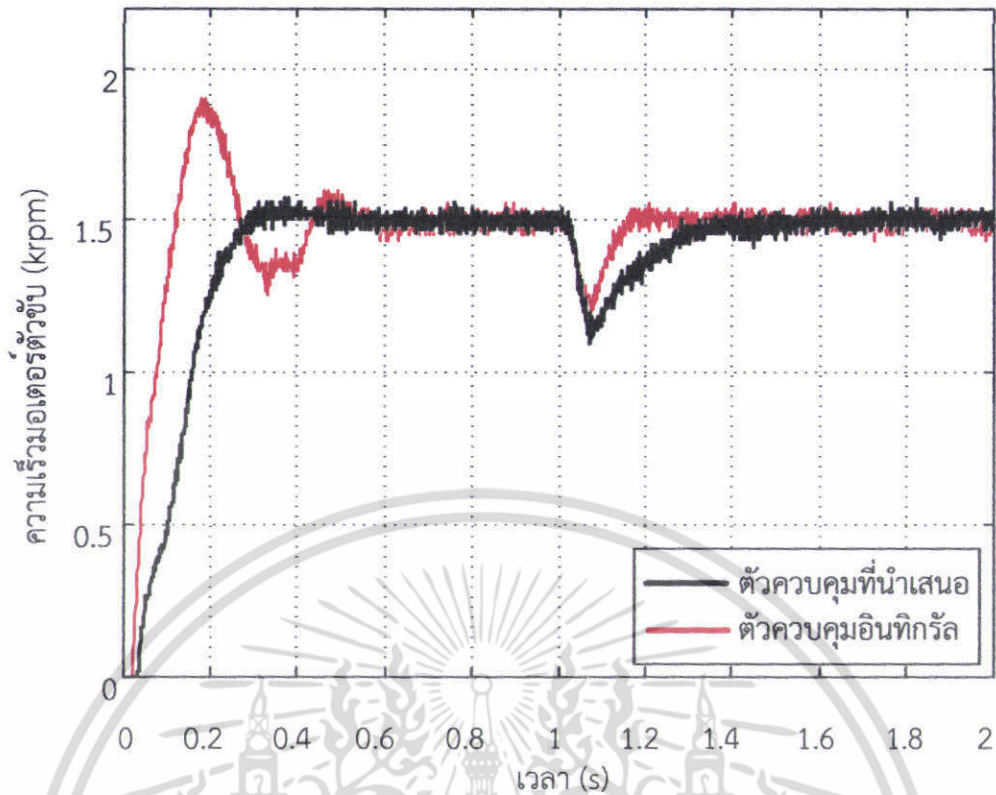
เมื่อพิจารณาค่าสมรรถนะตารางที่ 5.5 พบว่าตัวควบคุมทั้งสองสามารถลดผลการรบกวนภาคอินพุตโดยไม่มีความผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัว เมื่อพิจารณาความเร็วที่ลดลงสูงสุดพบว่าแม้ตัวควบคุมที่นำเสนอจะทำให้ความเร็วลดลงมากกว่าตัวควบคุมอินทิกรัล 13.33 % แต่ตัวควบคุมที่นำเสนอกลับใช้เวลาในการกำจัดผลการรบกวนน้อยกว่าตัวควบคุมอินทิกรัลที่ 0.360 วินาที โดยที่ผลตอบสนองไม่มีค่าพุ่งเกิน

เมื่อเปรียบเทียบสมรรถนะจากการทดลองและการจำลองพบว่า ค่าสมรรถนะความเร็วที่ลดลงสูงสุด และค่าพุ่งเกินหลังจากการรบกวนระบบ มีความสอดคล้องใกล้เคียงกัน เช่นเดียวกับสมรรถนะเวลาที่ใช้กำจัดผลการรบกวน แม้ว่าตัวควบคุมอินทิกรัลจะใช้เวลากำจัดผลการรบกวน 0.425 วินาที ซึ่งมากกว่าตัวควบคุมที่นำเสนอและอาจดูไม่สอดคล้องกับค่าสมรรถนะจากการจำลองก็ตาม แต่เมื่อพิจารณาว่าสมรรถนะดังกล่าวได้จากการอ่านกราฟความเร็วของระบบที่เข้าสู่ค่าปลายที่ $\pm 2\%$ ซึ่งปรากฏสัญญาณรบกวนจากการวัดทำให้เวลาที่อ่านได้คลาดเคลื่อนไป แต่เมื่ออ่านค่าจากค่าเฉลี่ยที่ได้จากการวัดก็พบว่า เวลาที่ใช้กำจัดผลการรบกวนของตัวควบคุมอินทิกรัลก็ยังมีค่าน้อยกว่าตัวควบคุมที่นำเสนอและสอดคล้องกับสมรรถนะจากการจำลองในตารางที่ 5.2

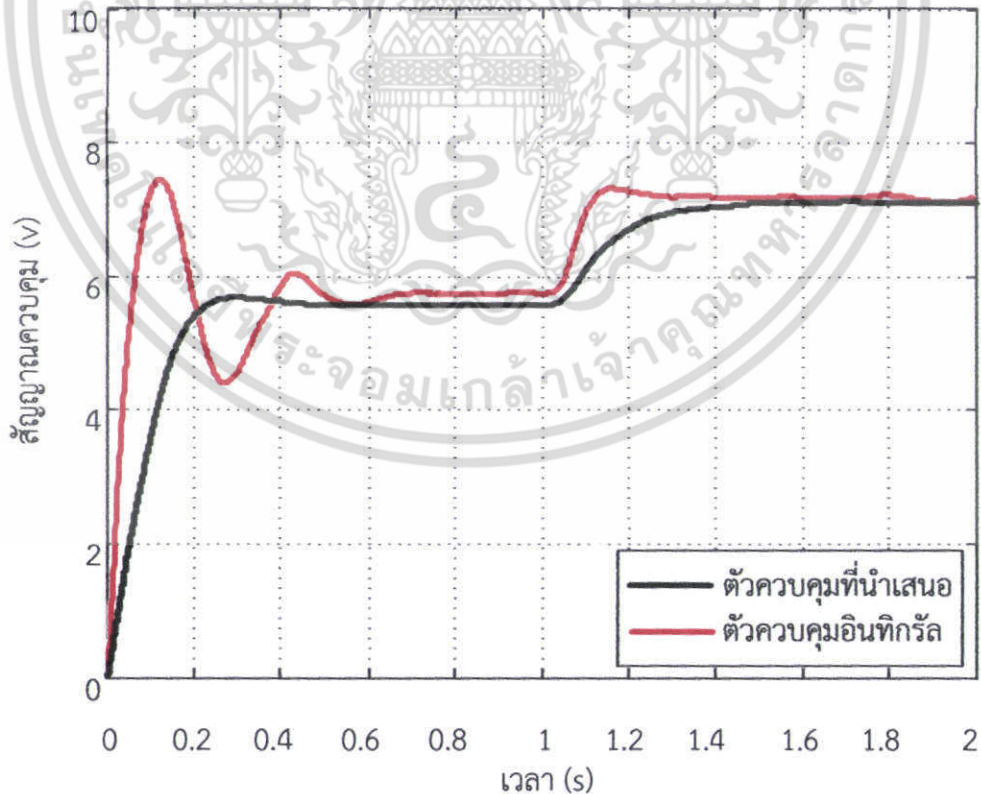
5.3.3.2 การทดลองเมื่อมีแรงบิดรบกวนที่ภาคภาระ

การทดลองนี้เป็นการทดสอบความสามารถในการกำจัดการรบกวนที่ภาคภาระ โดยอาศัยการต่อความต้านทาน 0.5 โอห์ม ผ่านรีเลย์ (Relay) และต่ออนุกรมกับขดลวดอาร์เมเจอร์มอเตอร์ภาระ ทดลองควบคุมความเร็วคงที่ที่ 1500 รอบต่อนาที เป็นเวลา 2 วินาที ในช่วงเวลาวินาทีที่ 1 ถึง 2 โปรแกรมภาษาซีจะสั่งงานให้รีเลย์ทำงาน ส่งผลให้ความต้านทาน 0.5 โอห์ม ถูกต่ออนุกรมกับขดลวดอาร์เมเจอร์มอเตอร์ภาระ ทำให้เกิดภาระแรงบิดรบกวนตามมาดังอธิบายในหัวข้อที่ 3.2.2 โดยผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจากการทดลองที่สอดคล้องสามารถแสดงดังรูปที่ 5.19 และรูปที่ 5.20 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.19 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อถูกรบกวนจากภาระแรงบิด ด้วยภาระทางไฟฟ้า 0.5 โห้ท้ม



รูปที่ 5.20 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อถูกรบกวนจากภาระแรงบิด ด้วยภาระทางไฟฟ้า 0.5 โห้ท้ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองรูปที่ 5.19 และรูปที่ 5.20 พบว่าผลตอบสนองมีความสอดคล้องใกล้เคียงกับผลการจำลองในหัวข้อ 5.2.3.2 ซึ่งสามารถสรุปค่าสมรรถนะจากการทดลองของตัวควบคุมในช่วงที่ระบบถูกรบกวนได้ดังตารางที่ 5.6

ตารางที่ 5.6 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลอง เมื่อถูกรบกวนจากภาระแรงบิดด้วยภาระทางไฟฟ้า 0.5 โทม์ ณ ความเร็วคงที่ที่ 1500 รอบต่อนาที

ตัวควบคุม	เวลาที่ใช้กำจัดผลการรบกวน (s)	ความเร็วที่ลดลงสูงสุด (%)	ค่าพุ่งเกินหลังจากการรบกวนระบบ (%)
ตัวควบคุมที่นำเสนอ	0.400	26.66	0
ตัวควบคุมอินทิกรัล	0.125	20	2

เมื่อเปรียบเทียบค่าสมรรถนะระหว่างการจำลองและการทดลองในตารางที่ 5.3 และ 5.6 พบว่า สมรรถนะทั้งสามมีความสอดคล้องใกล้เคียงกัน โดยสมรรถนะการทดลองตารางที่ 5.6 ของตัวควบคุมที่นำเสนอสามารถกำจัดผลกระทบจากแรงบิดรบกวนได้ภายในเวลา 0.400 วินาทีช้ากว่าตัวควบคุมอินทิกรัล 0.275 วินาที นอกจากนั้นการควบคุมด้วยตัวควบคุมที่นำเสนอยังทำให้ความเร็วลดลง 26.66 % ซึ่งลดลงมากกว่ามากกว่าตัวควบคุมอินทิกรัล 6.66 % เมื่อพิจารณาค่าพุ่งเกินที่เกิดจากการรบกวนระบบยังพบว่าพบว่ามีค่าพุ่งเกิน 2 % ในขณะที่ตัวควบคุมที่นำเสนอไม่มีค่าพุ่งเกิน

5.4 สรุป

ผลตอบสนองในการควบคุมความเร็วระบบสองความเฉื่อย จากการจำลองและการทดลองด้วยตัวควบคุมที่นำเสนอและตัวควบคุมอินทิกรัลสามารถสรุปได้ว่า ผลการจำลองและผลการทดลองมีความสอดคล้องใกล้เคียงกัน ตัวควบคุมทั้งสองสามารถรักษาความเร็วอ้างอิงได้โดยไม่พบค่าผิดพลาดที่สภาวะอยู่ตัว ผลการควบคุมด้วยตัวควบคุมที่นำเสนอสามารถบรรลุข้อกำหนดสมรรถนะที่ต้องการ ตัวควบคุมสามารถติดตามความเร็วอ้างอิงได้แม้เปลี่ยนความเร็วอย่างฉับพลัน นอกจากนั้นตัวควบคุมยังสามารถกำจัดผลจากการรบกวนทั้งภาคอินพุตและภาคภาระได้ เมื่อพิจารณาผลตอบสนองเปรียบเทียบกับตัวควบคุมอินทิกรัลพบว่า ตัวควบคุมอินทิกรัลสามารถติดตามความเร็วอ้างอิงได้ และกำจัดผลจากการรบกวนได้เช่นเดียวกับตัวควบคุมที่นำเสนอ แม้ว่าตัวควบคุมอินทิกรัลจะใช้เวลาไต่ขึ้น และใช้เวลากำจัดสิ่งรบกวนที่น้อยกว่าตัวควบคุมที่นำเสนอก็ตาม แต่ตัวควบคุมอินทิกรัลจะทำให้ระบบมีค่าพุ่งเกินที่สูง ซึ่งหมายความว่า การควบคุมด้วยตัวควบคุมอินทิกรัลอาจทำให้เกิดเรโซแนนซ์การบิดที่ไม่พึงประสงค์ได้

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมอินทิกรัลและอินทิกรัลเรโซแนนซ์ที่ทำงานร่วมกันสำหรับควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อย ตัวควบคุมที่นำเสนอถูกออกแบบให้มีรูปการป้อนกลับแบบลบ 2 ลูป ตัวควบคุมลูปในเป็นตัวควบคุมแบบอินทิกรัลเรโซแนนซ์ ทำหน้าที่ลดเรโซแนนซ์การบิดที่ไม่พึงประสงค์ ตัวควบคุมลูปนอกเป็นตัวควบคุมอินทิกรัลทำหน้าที่ช่วยการติดตามความเร็วอ้างอิง พารามิเตอร์ของตัวควบคุมสามารถออกแบบได้ง่ายด้วยวิธีเส้นทางราก ทั้งนี้ตัวควบคุมที่นำเสนอ ถูกนำไปเปรียบเทียบกับตัวควบคุมอินทิกรัลลูปนอกอย่างเดียว โดยอาศัยการจำลองด้วยโปรแกรมแมทแลบและการทดลองควบคุมความเร็วระบบสองความเฉื่อยในห้องปฏิบัติการ เพื่อทดสอบการควบคุมระบบในสามลักษณะคือ การควบคุมความเร็วเมื่อป้อนความเร็วอ้างอิงแบบขั้นบันได การเปลี่ยนความเร็วอ้างอิงอย่างฉับพลัน และการกำจัดผลกระทบต่อการรบกวน

จากผลการจำลองและผลการทดลองพบว่า ผลตอบสนองของการจำลองและการทดลองมีความสอดคล้องใกล้เคียงกัน ตัวควบคุมที่นำเสนอสามารถควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยให้เป็นไปตามข้อกำหนดสมรรถนะโดยไม่มีเรโซแนนซ์การบิดเกิดขึ้น ตัวควบคุมที่นำเสนอสามารถติดตามความเร็วอ้างอิงได้โดยไม่พบค่าผิดพลาดที่สภาวะอยู่ตัว และตัวควบคุมยังมีประสิทธิภาพในการกำจัดการรบกวนในภาคอินพุตและภาคการะ ในขณะที่ผลตอบสนองของตัวควบคุมอินทิกรัลลูปนอก ทำให้ระบบสามารถติดตามความเร็วอ้างอิงโดยไม่มีค่าผิดพลาดที่สภาวะอยู่ตัว และสามารถกำจัดผลกระทบต่อการรบกวนระบบได้เช่นกัน โดยทำให้เวลาการได้ขึ้นและเวลาการกำจัดสิ่งรบกวนน้อยกว่าตัวควบคุมที่นำเสนอ แต่ผลตอบสนองก็ยิ่งปรากฏค่าพุ่งเกินที่สูงมากกว่าตัวควบคุมที่นำเสนอ ซึ่งค่าพุ่งเกินที่สูงมากนี้อาจทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ได้

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

ปัญหาที่พบในการทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยคือ ผลตอบสนองความเร็วที่ได้จากการทดลองถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนจากการวัด ดังนั้นจึงควรปรับปรุงในส่วนของการกรองสัญญาณรบกวนเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว ปัญหาในการทดลองควบคุมความเร็วของระบบควบคุมที่นำเสนอพบว่า ช่วงเวลาที่มอเตอร์ได้รับสัญญาณควบคุมจนถึงเวลามอเตอร์เริ่มหมุนใช้เวลาาน ซึ่งการพัฒนาในอนาคตอาจมีการปรับเปลี่ยนตัวควบคุมลูปนอกให้ลดเวลาช่วงนี้ โดยเลือกตัวควบคุมที่สามารถสร้างสัญญาณควบคุมที่มีขนาดสูง ๆ ในช่วงเริ่มต้นการทำงาน เช่นตัวควบคุมแบบพีไอ ตัวควบคุมแบบพีไอดี นอกนั้นอาจมีการพัฒนาตัวควบคุมเรโซแนนซ์ที่ป้อนผ่านตรงค่าบวก และเลือกตัวควบคุมเรโซแนนซ์ประเภทอื่น ๆ เช่น ตัวควบคุมแบบอินทิกรัลลู่สี่ ตัวควบคุมแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่ เป็นต้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] G. Zhang, J. Furusho. "Speed Control of Two-Inertia System by PI/PID Control." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 3, January 2000. pp. 603–609.
- [2] S. Suathed, S. Nuadrakwang, T. Benjanarasuth, N. Komine, J. Ngamwiwit. "Simplified Design of I-PD Controller Based on CRA Approach." *Proceedings of International Conference on Engineering Applied Sciences and Technology, Bangkok, Thailand, November 2007*. pp. 695–698.
- [3] สถาพร เสือเทศ. 2551. "การออกแบบตัวควบคุมไอพีทีอย่างง่ายด้วยวิธีกำหนดอัตราส่วนคุณลักษณะ." *วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง*.
- [4] ณภัทรพงศ์ สุขเสรีวัฒนากุล. 2549. "การควบคุมความเร็วของระบบสองมวลโดยตัวควบคุมแมมดานีฟิชซีไอ-พี." *วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง*.
- [5] S. Prommeuan, S. Boonpiyathud, T. Suksri. "Fuzzy Logic based on LabVIEW for Speed Control of Two-Inertia System." *Proceedings of International Joint Conference, Fukuoka, Japan, August 2009*. pp. 2867–2870.
- [6] I. A. Mahmood, S. O. R. Moheimani, B. Bhikkaji. "Precise Tip Positioning of a Flexible Manipulator Using Resonant Control." *IEEE Transactions on Mechatronics*, vol. 13, no. 2, April 2008. pp. 180–186.
- [7] S. O. R. Moheimani, B. J. G. Vautier. "Resonant Control of Structural Vibration Using Charge-driven Piezoelectric Actuators." *Proceedings of IEEE Conference on Decision and Control, Atlantis Paradise Island, Bahamas, December 2004*. pp. 5368–5373.
- [8] E. Pereira, S. O. R. Mohenimani, S. S. Aphale. "Analog implementation of integral resonant control scheme." *Smart Materials and Structures*, vol. 17, November 2008. pp. 1-6.
- [9] E. Pereira, S. S. Aphale, V. Feliu, S. O. R. Mohenimani. "Integral Resonant Control for Vibration Damping and Precise Tip-Positioning of a Single-Link Flexible Manipulator." *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 16, no. 2, April 2010. pp. 232–240.
- [10] S. S. Aphale, A. J. Fleming, S. O. R. Mohenimani. "Integral Resonant Control of Collocated Smart Structures." *Smart Materials and Structures*, vol. 16, February 2007. pp. 439-446.
- [11] R. A. Serway, J. W. Jeweet. *Principles of Physics*. 3rd ed. Singapore: Thomson. 2002.
- [12] Halliday, Resnick, J. Walker. *Fundamentals of Physics*. 8th ed. Asia: Wiley. 2008.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] B. Bhikkaji, S. O. R. Mohenimani, I. R. Petersen. "Multivariable Integral Control of Resonant Structures." **Proceedings of IEEE Conference on Decision and Control, Cancun, Mexico, December 2008.** pp. 3743-3748.
- [14] รณเดช จันทรมัส. 2547. "การกำจัตรีโซแนนซ์การบิดในระบบคู่ควบทางกล." วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำตัวควบคุมอินทิกรัลและอินทิกรัลเรโซแนนซ์มาทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยในห้องปฏิบัติการ เพื่อศึกษาประสิทธิภาพของตัวควบคุม ซึ่งระบบสองความเฉื่อยประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้

ก.1 คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล

คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลทำหน้าที่รับและส่งข้อมูลระหว่างอุปกรณ์เชื่อมต่อ จากนั้นนำข้อมูลที่ได้มาประมวลผลเพื่อส่งสัญญาณควบคุมให้แก่ระบบควบคุม

ก.2 วงจรนับจำนวนพัลส์

วงจรถับจำนวนพัลส์ (Pulse Counter) ใช้วงจรถับขนาด 12 บิต รุ่น IBX-6101 ทำหน้าที่เป็นตัวนับสัญญาณพัลส์จากเอนโคเดอร์ที่อยู่กับมอเตอร์จำนวนสองตัว แล้วแปลงสัญญาณพัลส์ที่ได้รับให้เป็นข้อมูลดิจิทัลเพื่อส่งให้คอมพิวเตอร์ประมวลผลต่อไป

ก.3 วงจรแปลงข้อมูลดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนาล็อก

วงจรแปลงข้อมูลดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนาล็อก (D/A Converter) เป็นวงจรที่เชื่อมต่อระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์กับวงจรถับมอเตอร์ (Motor Driver) โดยใช้การ์ดแปลงสัญญาณรุ่น IBX-3303 โดยรับข้อมูลดิจิทัลจากคอมพิวเตอร์ และแปลงข้อมูลนี้เป็นสัญญาณแอนาล็อกในรูปของแรงดันไฟฟ้ามีขนาด 0 โวลต์ ถึง 10 โวลต์เพื่อส่งแรงดันนี้เข้าสู่วงจรถับมอเตอร์

ก.4 วงจรถับมอเตอร์

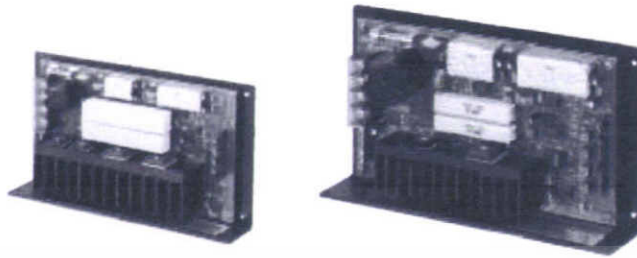
วงจรถับมอเตอร์ทำหน้าที่รับแรงดันจากวงจรแปลงข้อมูลดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนาล็อก จากนั้นจะแปลงแรงดันให้เป็นสัญญาณ PWM เพื่อใช้ขับมอเตอร์ โดยใช้วงจรถับมอเตอร์รุ่น MS-400 SERIES ของ SAWAMURA DENKI KOGYO ซึ่งแสดงรายละเอียดดังรูปที่ ก.1

ก.5 มอเตอร์

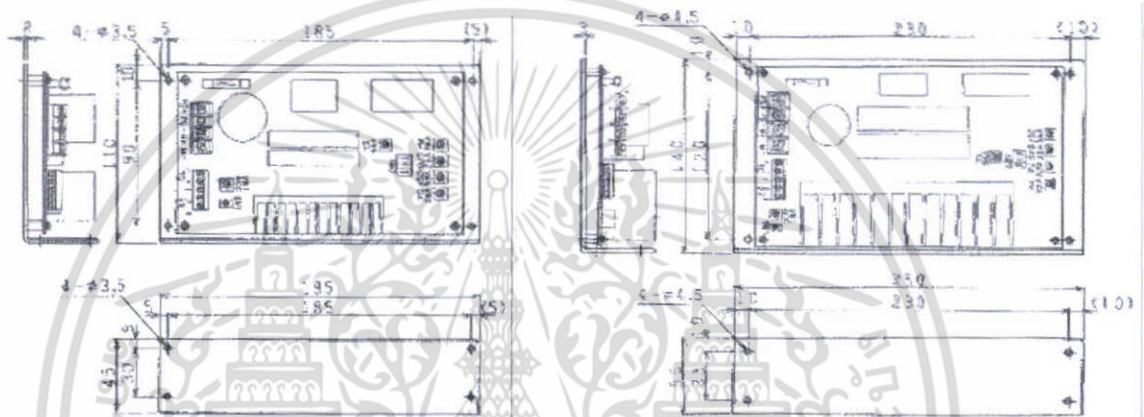
มอเตอร์ทั้งสองตัวที่ใช้ในห้องปฏิบัติการสำหรับชุดทดลองระบบสองความเฉื่อย เป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC Motor) ขนาด 80 วัตต์ มีขนาดแรงดัน 12 โวลต์ พิกัดกระแส 10 แอมแปร์ผลิตโดย DENKI KOGYO CO., LTD รายละเอียดของมอเตอร์แสดงดังรูปที่ ก.2

DC モータードライバ
DC MOTOR DRIVER

MS-400 SERIES



◆寸法図
DIMENSIONS



MS-400 04 質量 0.5kg
MS-400 08 Mass
MS-400 15 質量 1.2kg
MS-400 30 Mass

◆仕様 SPECIFICATION

形式名	MODEL	MS-400T2430	MS-400T4804	MS-400T4808	MS-400T4815	MS-400C1204	MS-400C1208	MS-400C1215
適用モータ	MATCHING MOTOR	SS60E8-T0	SS40E2-T0 ~SS60E3-T0	SS60E6-T0	SS60E8-T0	SS52G SS40E2	SS40E4 SS40E6	SS40E8 SS60E3
モータ出力	MOTOR OUTPUT	350W	20W~120W	250W	350W	14W,20W	40W,60W	80W,120W
主回路	MAIN CIRCUIT	FET PWM制御 非可逆			FET PWM control (Non-reversible)			
電源電圧	SUPPLY VOLTAGE	DC 24V±20%	DC 48V±20%			DC 12V±20%		
出力電圧	OUTPUT VOLTAGE	DC 0~23V	DC 0~47V(電源48V Power Supply 48V)			DC 0~11V(電源12V Power Supply 12V)		
定格電流	RATED CURRENT	DC 30A	DC 4A	DC 8A	DC15A	DC 4A	DC 8A	DC 15A
指令電圧	COMMAND VOLTAGE	DC 0~10V						
指令入力抵抗	COMMAND INPUT IMPEDANCE	100kΩ						
速度帰還	SPEED FEEDBACK	タコジェネレータ 3~7V/krpm TACHO-GENERATOR				モータ逆起電圧 Counter Electromotive Force		
調整機能	ADJUSTMENT	スタティックゲイン、位相補償、ソフトスタート、オフセット、スピード、電流制限 STATIC GAIN, PHASE COMPEN, SOFT START, OFFSET, SPEED, CURRENT LIMIT						
保護機能	PROTECTION	過電流 OVER CURRENT, 電圧低下 LOW VOLTAGE						
使用温度範囲	OPERATING TEMPERATURE	-10~40℃						

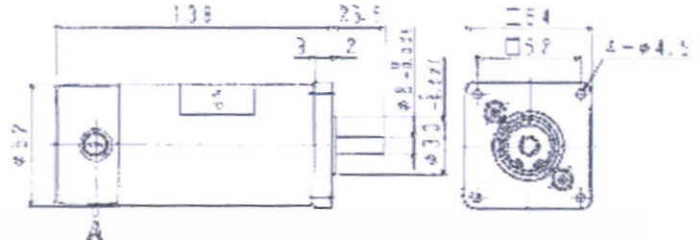
本カタログ記載の内容は予告なく変更させていただく場合がありますのでご了承ください。 Content of this catalogue is subject to change without notice.

澤村電気工業株式会社 〒213-0002 神奈川県川崎市高津区 子6-12-10 TEL (044) 811-9331 FAX (044) 833-9260
URL <http://www.sawamura.co.jp/>

รูปที่ ก.1 รายละเอียดของชุดวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

標準定格電圧 Standard Rated Voltage 12V/24V/100V DC モーター 80W DC MOTOR 80W MODEL SS40E8

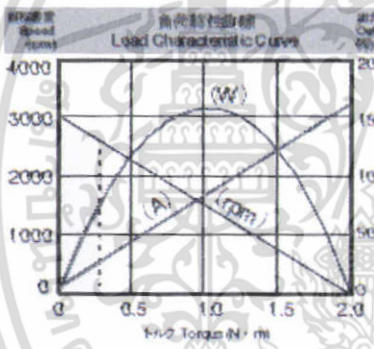


質量 Mass 1.6kg

モーター、ギヤードモーター

連続定格 Continuous rating				無負荷 No load		電機子 抵抗 Armature R Ω	電機子 慣性モーメント (GD ²) R Inertia kg·cm ² (kgf·cm ²)	機械的 時定数 (τm) ms	過起電力 定数 (Ke) V/4rpm	トルク 定数 (Kt) N·cm/A	ブラシ 長さ Brush L mm
電圧 Voltage DC-V	電流 Current A	回転速度 Speed rpm	トルク Torque N·m (kgf·cm)	電流 Current A	回転速度 Speed rpm						
12	10	2500	0.31 (3.2)	0.8	3000	0.25	0.7 (2.8)	12	4	0.038	
24	5	2500	0.31 (3.2)	0.4	3000	0.25	0.7 (2.8)	12	8	0.076	
100	1.2	2500	0.31 (3.2)	0.09	3000	15	0.7 (2.8)	12	33.3	0.32	

標準定格電圧以外の電圧も製作いたします。 Ready for offering manufacturing services for special voltage products, apart from standard voltage.



許容オーバーハング 2W量: 60N(0.6gf) Permissible Overhung Load
許容スラスト 14W量: 70N(0.7gf) Permissible Thrust Load
オーバーハング許容の着点位置は、軸端長さの1/2の位置。
Point of application of forces for overhung load is, in half as long as shaft edge length.

●適用ドライバ Matching Driver List

電源電圧 Supply Voltage	ドライバ形式名 Driver Model	ページ Page
DC12V	MS-100□10	62
	MS-400□1215	66
DC24V	MS-100□10	62
	MS-400□2408	66
AC100V	MS-300□1001	64

●標準仕様

- 使用温度: -10℃~40℃
- 使用湿度: 40%~90% 結露なきこと
- 回転方向: 可逆
- 耐熱クラス: B
- 絶縁抵抗: DC500Vメガーにて、20MΩ以上
- 耐電圧: AC 1000V 1分間
- 外観: 生地(塗装ケース部を除く)

●取り扱い上の注意

- モーターリード線の赤を(+), 黒を(-)に接続するとモーター軸から見て時計方向に回転します。
- DC電源の極性を替えると、正逆相変の特性が得られます。モーターが回転中に極性を替えると、モーターが短時間過電流に悪影響を与えます。一旦停止後に逆方向に回転して下さい。
- 定格は平滑な直流電源での連続定格です。脈流電源を使用する場合は温度上昇が高くなりますのでモーターの温度上昇に注意して下さい。

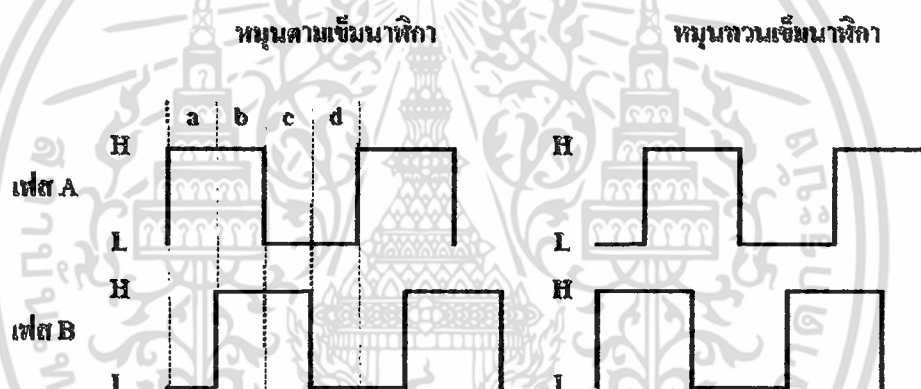
本カタログ記載の内容は予告なく変更させていただく場合がありますのでご了承下さい。 Content of this catalogue is subject to change without notice.

รูปที่ ก.2 รายละเอียดของมอเตอร์กระแสตรงที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.6 เอนโคเดเดอร์

เอนโคเดเดอร์เป็นส่วนประกอบที่สำคัญในระบบควบคุมที่มีการป้อนกลับ เนื่องจากสัญญาณป้อนกลับที่ส่งมาจากเอนโคเดเดอร์นั้น สามารถนำมาวิเคราะห์เพื่อหาคุณสมบัติของระบบหรือสามารถบอกสถานะของระบบนั้นได้ว่าเป็นอย่างไร โดยนำสัญญาณป้อนกลับที่ได้นี้มาคำนวณเพื่อหาสัญญาณควบคุมให้กับระบบนั้นทำงานอย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งเอนโคเดเดอร์ที่ใช้ในชุดทดลองระบบสองความถี่อยู่ในห้องปฏิบัติการแสดงดังรูปที่ ก.4 นั้นได้ใช้เอนโคเดเดอร์แบบหมุน (Rotary Encoder) มีความละเอียด 2000 พัลส์ต่อการหมุน 1 รอบ (360 องศา) แต่เนื่องจากเมื่อเอนโคเดเดอร์หมุนจะทำให้เกิดสัญญาณพัลส์ขึ้นที่ขา A และ B ของเอนโคเดเดอร์ซึ่งต่างเฟสกันอยู่ 90 องศา โดยทั้งสองสัญญาณนี้จะถูกขยายสัญญาณและส่งเข้าสู่วงจรมุม ซึ่งวงจรมุมจะแบ่งสัญญาณพัลส์ทั้งสองออกเป็น 4 ส่วน จึงทำให้ความละเอียดของสัญญาณพัลส์เพิ่มขึ้นเป็น 4 เท่า นั่นคือ การหมุนของเอนโคเดเดอร์ 1 รอบจะได้สัญญาณพัลส์ 8000 พัลส์ ดังนั้น ความละเอียดของมุมที่วัดได้จากเอนโคเดเดอร์ต่อสัญญาณ 1 พัลส์คือ $360/8000 = 0.045$ องศา สำหรับลักษณะของสัญญาณพัลส์ที่เกิดขึ้นในขณะที่เอนโคเดเดอร์หมุนแสดงได้ดังรูปที่ ก.3



รูปที่ ก.3 ลักษณะของสัญญาณพัลส์ที่เกิดขึ้นเมื่อเอนโคเดเดอร์หมุน

เอนโคเดเดอร์ที่ใช้เป็นรุ่น E6C2-CWZ6C ผลิตโดยบริษัท ออมรอน อิเล็กทรอนิกส์ ทำหน้าที่วัดค่าความเร็วของมอเตอร์ มีรายละเอียดดังรูปที่ ก.4

Incremental Rotary Encoder E6C2-C

<READ AND UNDERSTAND THIS CATALOG>

Please read and understand this catalog before purchasing the products. Please consult your OMRON representative if you have any questions or comments.

IP64 Drip-proof Construction

The E6C2-C incorporates a rubber-seal bearing cover of IP64 drip-proof construction thus ensuring ease of use in places with water dripping or sprayed oil.

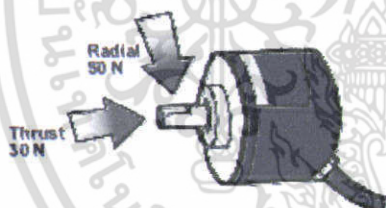


CE



Shaft Withstands Heavy Loads

The bearing used by the E6C2-C is larger than that of the conventional E6C-C, thus withstanding heavier loads.



Protective Circuit for Output Shorting

The E6C2-C incorporates a circuit protecting the E6C2-C from damage resulting from the incorrect wiring of output, thus ensuring ease of use.

33% Smaller than E6C-C

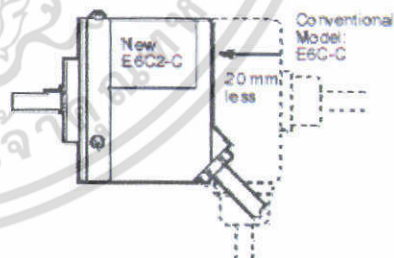
The E6C2-C uses a high-performance LED indicator, custom-made receiver element, high-density PCB, and seal bearing thus making the E6C2-C 33% smaller than the conventional E6C-C.

Conventional Model



Incorporating Cord to Be Pulled Out Aslant Ensuring Ease of Mounting and Wiring

To suit the mounting position, it was necessary to select a conventional E6C-C model with a cord that is pulled out horizontally or a model with a cord that is pulled out backwards. The E6C2-C incorporates a cord that is pulled out aslant, thus ensuring ease of mounting and wiring while saving mounting space.



รูปที่ ก.4 รายละเอียดของเอนโคเดอร์ที่ใช้ในการทดลอง

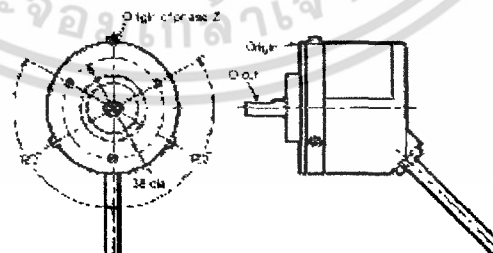
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Specifications

■ Ratings/Characteristics

Item	E6C2-CW2C	E6C2-CW2B	E6C2-CW2E	E6C2-CW2X
Power supply voltage	5 VDC -5% to 24 VDC $+15\%$	12 VDC -10% to 24 VDC $+15\%$	5 VDC -5% to 12 VDC $+10\%$	5 VDC $+5\%$
Current consumption (see note 1)	80 mA max	100 mA max		160 mA max
Resolution	10, 20, 30, 40, 50, 60, 100, 200, 300, 360, 400, 500, 600, 720, 800, 1,000, 1,024, 1,200, 1,500, 1,800, 2,000 P/R	100, 200, 360, 500, 600, 1,000, 2,000 P/R	10, 20, 30, 40, 50, 60, 100, 200, 300, 360, 400, 500, 600, 720, 800, 1,000, 1,024, 1,200, 1,500, 1,800, 2,000 P/R	
Output phases	A, B, and Z (reversible)			A, A', B, B', Z, Z'
Output configuration	NPN open collector output	PNP open collector output	Voltage output (NPN output)	Line driver output (see note 2)
Output capacity	Applied voltage: 30 VDC max Output current: 35 mA max Residual voltage: 0.4 V max (at sink current of 35 mA)	Output current: 35 mA max Residual voltage: 0.4 V max (at sink current of 35 mA)	Output resistance: 2 k Ω Output current: 20 mA max Residual voltage: 0.4 V max (at sink current of 20 mA)	AW26LS31 equivalent Output current: High level (I _H): 20 mA Low level (I _L): 20 mA Output voltage: V _H : 2.5 V min V _L : 0.5 V max
Max response frequency (see note 3)	100 kHz	50 kHz	100 kHz	
Phase difference on output	90° $\pm 5^\circ$ between A and B (1:1A':1:1B')			
Rise and fall time of output	1 μ s max (control output voltage 5 V, load resistance 1 k Ω , cable length 2 m)	1 μ s max (cable length 2 m, I _{sc} 10 mA)		0.1 μ s max (cable length 2 m, I _L 20 mA, V _L 20 mA)
Starting torque	10 mNm max			
Moment of inertia	1 x 10 ⁻⁶ kg m ² max, 3 x 10 ⁻⁷ kg m ² max at 600 P/R max			
Shaft loading	Radial: 50 N Thrust: 30 N			
Max. permissible revolution	6,000 p/r			
Protection circuits	Reversed power supply connection protection circuit, output load short-circuit protection circuit			---
Ambient temperature	Operating: 10°C to 70°C (with no load) Storage: -25°C to 85°C (with no load)			
Ambient humidity	Operating: 35% to 85% (with no condensation)			
Insulation resistance	20 M Ω min (at 500 VDC) between current carry parts and case			
Dielectric strength	500 VAC, 50/60 Hz for 1 min between current carry parts and case			
Vibration resistance	Destruction: 10 to 500 Hz, 150 ms ² or 2 mm double amplitude for 11 min 3 times each in X, Y, and Z directions			
Shock resistance	Destruction: 1,000 ms ² (100G) 3 times each in X, Y, and Z directions			
Degree of protection	IP68 (529-IP64)			
Connection method	Pre-wired (standard length 2 m)			
Weight	Approx. 400 g			
Others	Instruction manual			

- Note: 1. An inrush current of approx. 9 A flows for approx. 0.3 ms right after the E6C2-C is turned on.
2. The line driver output of the E6C2-C is used for data transmission circuitry conforming to RS-422A and ensures long distance transmission over twisted-pair cable, the quality of which is equivalent to AW26LS31.
3. The maximum electrical response revolution is determined by the resolution and maximum response frequency as follows:
Maximum electrical response frequency (rpm) = Maximum response frequency \times resolution \times 60
This means that the E6C2-C Rotary Encoder will not operate electrically if its revolution exceeds the maximum electrical response revolution.
4. Origin Indication
It is easy to adjust the position of phase Z with the origin indication function. The following illustration (on the left side) shows the relationship between phase Z and the origin. Set cut face B to the origin as shown in the illustration (on the right side):



รูปที่ ก.4 รายละเอียดของเอนโคเดอร์ที่ใช้ในการทดลอง (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Warranties and Limitations of Liability

■ WARRANTY

OMRON's exclusive warranty is that the products are free from defects in materials and workmanship for a period of one year (or other period if specified) from date of sale by OMRON.

OMRON MAKES NO WARRANTY OR REPRESENTATION, EXPRESS OR IMPLIED, REGARDING NON-INFRINGEMENT, MERCHANTABILITY, OR FITNESS FOR PARTICULAR PURPOSE OF THE PRODUCTS. ANY BUYER OR USER ACKNOWLEDGES THAT THE BUYER OR USER ALONE HAS DETERMINED THAT THE PRODUCTS WILL SUITABLY MEET THE REQUIREMENTS OF THEIR INTENDED USE. OMRON DISCLAIMS ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS OR IMPLIED.

■ LIMITATIONS OF LIABILITY

OMRON SHALL NOT BE RESPONSIBLE FOR SPECIAL, INDIRECT, OR CONSEQUENTIAL DAMAGES, LOSS OF PROFITS OR COMMERCIAL LOSS IN ANY WAY CONNECTED WITH THE PRODUCTS, WHETHER SUCH CLAIM IS BASED ON CONTRACT, WARRANTY, NEGLIGENCE, OR STRICT LIABILITY.

In no event shall responsibility of OMRON for any act exceed the individual price of the product on which liability is asserted.

IN NO EVENT SHALL OMRON BE RESPONSIBLE FOR WARRANTY, REPAIR, OR OTHER CLAIMS REGARDING THE PRODUCTS UNLESS OMRON'S ANALYSIS CONFIRMS THAT THE PRODUCTS WERE PROPERLY HANDLED, STORED, INSTALLED, AND MAINTAINED AND NOT SUBJECT TO CONTAMINATION, ABUSE, MISUSE, OR INAPPROPRIATE MODIFICATION OR REPAIR.

Application Considerations

■ SUITABILITY FOR USE

OMRON shall not be responsible for conformity with any standards, codes, or regulations that apply to the combination of products in the customer's application or use of the products.

Take all necessary steps to determine the suitability of the product for the systems, machines, and equipment with which it will be used.

Know and observe all provisions of use applicable to this product.

NEVER USE THE PRODUCTS FOR AN APPLICATION INVOLVING SERIOUS RISK TO LIFE OR PROPERTY WITHOUT ENSURING THAT THE SYSTEM AS A WHOLE HAS BEEN DESIGNED TO ADDRESS THE RISKS, AND THAT THE OMRON PRODUCTS IS PROPERLY RATED AND INSTALLED FOR THE INTENDED USE WITHIN THE OVERALL EQUIPMENT OR SYSTEM.

Disclaimers

■ CHANGE IN SPECIFICATIONS

Product specifications and accessories may be changed at any time based on improvements and other reasons. Consult with your OMRON representative at any time to confirm actual specifications of purchased product.

■ DIMENSIONS AND WEIGHTS

Dimensions and weights are nominal and are not to be used for manufacturing purposes, even when tolerances are shown.

ALL DIMENSIONS SHOWN ARE IN MILLIMETERS.

To convert millimeters into inches, multiply by 0.03937. To convert grams into ounces, multiply by 0.03527.

Cal. No. Q103-E1-04

In the interest of product improvement, specifications are subject to change without notice.

OMRON Corporation

Industrial Automation Company

Industrial Sensors Division
Sensing Devices and Components Division H.O.
3-2, Naruhari, Nakayama-cho, Ayabe-shi,
Kyoto, 623-0105 Japan
Tel: (81)773-43-4078; Fax: (81)773-43-4030

Printed in Japan
0403-05M (0997) (A)

รูปที่ ก.4 รายละเอียดของเอนโคเดอร์ที่ใช้ในการทดลอง (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข.

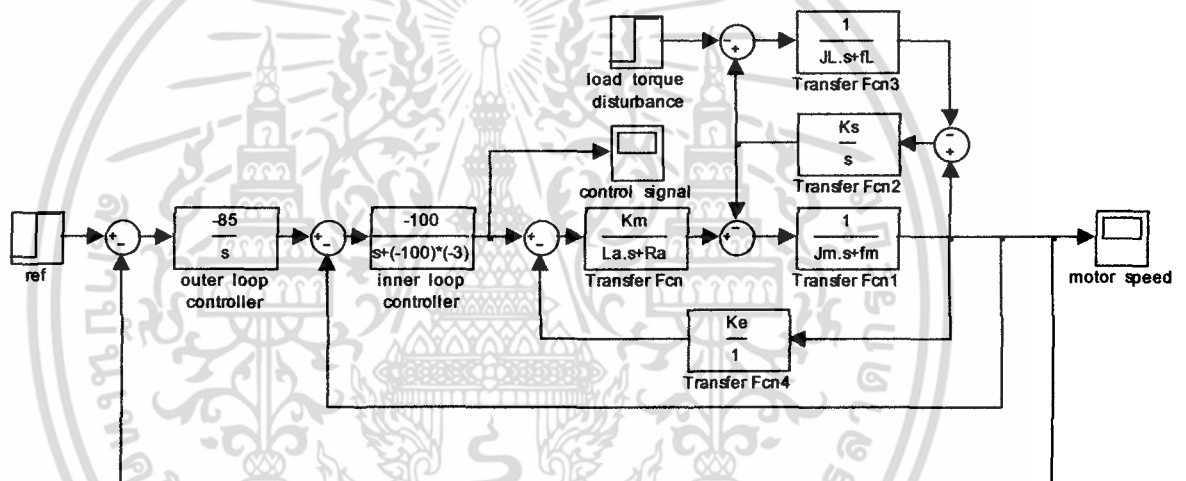
บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมโดยโปรแกรมแมทแลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

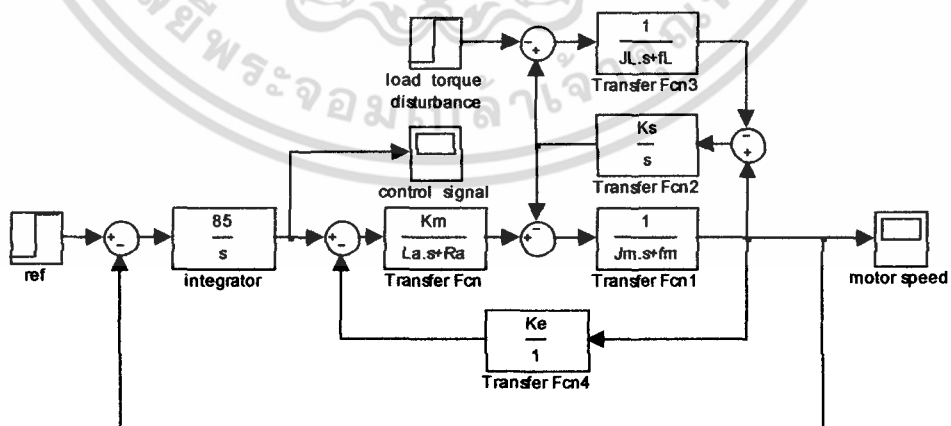
การจำลองควบคุมระบบสองความเฉื่อย มีจุดประสงค์เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของตัวควบคุมที่ออกแบบว่ามีสมรรถนะตามต้องการหรือไม่ ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้เลือกจำลองระบบควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์แมทแลบ การจำลองอาศัยบล็อกไดอะแกรมระบบสองความเฉื่อยและพารามิเตอร์ของระบบในบทที่ 3 จำลองควบคุมความเร็วระบบใน 3 กรณี คือ การจำลองเมื่อป้อนความเร็วอ้างอิงแบบขั้นบันได การจำลองเมื่อมีสิ่งรบกวนภาคอินพุต และการจำลองเมื่อมีแรงบิดรบกวนภาคการะ ซึ่งการจำลองทั้งสามกรณี สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมที่สอดคล้องตามชนิดตัวควบคุมได้ดังนี้

ข.1 การจำลองเมื่อป้อนความเร็วอ้างอิงแบบขั้นบันได

การจำลองเมื่อป้อนความเร็วอ้างอิงแบบขั้นบันไดกรณีป้อนความเร็วอ้างอิงคงที่ และการเพิ่มหรือลดความเร็วอ้างอิงอย่างฉับพลัน จะใช้บล็อกไดอะแกรมในรูปแบบเดียวกัน บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมที่นำเสนอ และระบบควบคุมอินทิกรัลที่ใช้ในการจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แสดงดังรูปที่ ข.1 และ ข.2 ตามลำดับ

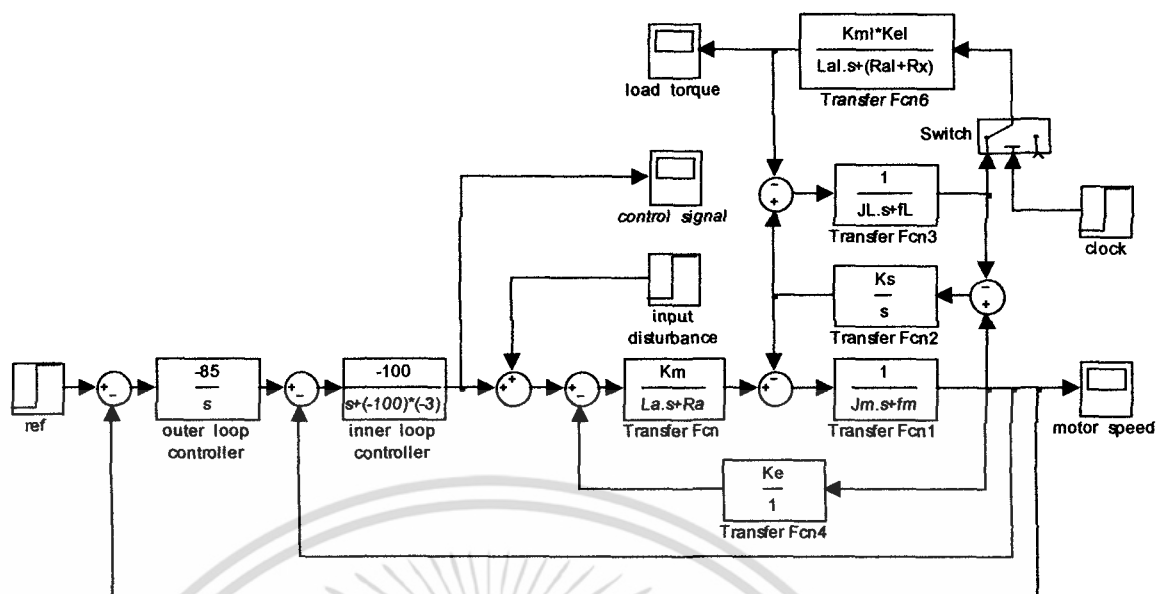


รูปที่ ข.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมที่นำเสนอ

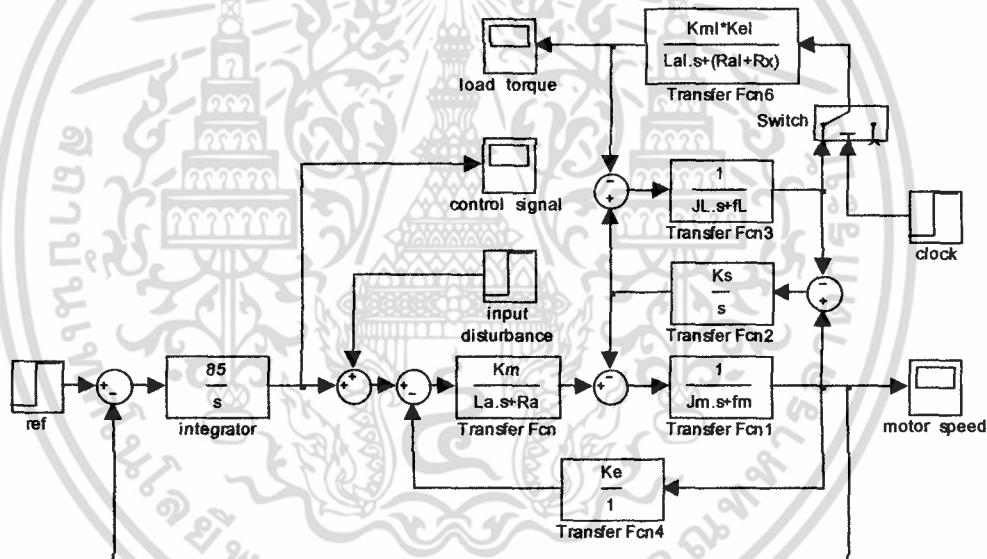


รูปที่ ข.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมอินทิกรัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.5 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมที่นำเสนอ เมื่อมีแรงบิดรบกวนภาคการะ



รูปที่ ข.6 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมอินทิกรัล เมื่อมีแรงบิดรบกวนภาคการะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ค.

โปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมที่ใช้ควบคุมความเร็วระบบสองความถี่ด้วยตัวควบคุมที่นำเสนอ

```

#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <math.h>
#include <bios.h>
#include <dos.h>

#define DISTURB 2500
#define CH1 1
#define ADR1 0x280 /* Counter ch.1 address */
#define ADR2 0x281 /* Counter ch.2 address */
#define CH 0
#define DAADR 0x0300 /* DA ch.1 I/O adress */
#define da_deta 0.00244141 /* da_deta=10.0/4096.0 */
#define cls() printf("\x1B[2J")
#define locate(x,y) printf("\x1b[%d;%dH",y+1,x+1)

#define VCT 0x0b /* Interrupt vector IR3 */
#define IMR 0x21
#define MASK 0x08 /* Interrupt mask IR3 */
#define NN 2000 /* Number of collected data */
char s[20];
int i,tn;
unsigned int dl,dh,dd1,dd2,uv;
double cnt_read(unsigned int);
double ywm[NN],un[NN];
double cntnew,cntold,cnt;
FILE *fp_1;
FILE *fp_2;
int inter=0;
double wm,error,v,T;
double volt,volt1;
double cntnew1,cntold1,cnt1;
double cntnew2,cntold2,cnt2;
double ua,ua0,ua_out,ua_out0,r,rf,y,ee,ee0;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

void interrupt far insub(void)
{
    inter=1;
    outp(0x20,0x20);
}

void main(void)
{
    void (interrupt far *savevect)(void);
    /* Initialize Timer with Sampling Frequency = 8Mhz/dd1*dd2 */
    dd1=80; dd2=100;
    outp(DAADR+14,0x36);
    outp(DAADR+8,dd1 & 0x00ff);
    outp(DAADR+8,(dd1 >> 8) & 0x00ff);
    outp(DAADR+14,0x74);
    outp(DAADR+10,dd2 & 0x00ff);
    outp(DAADR+10,(dd2 >> 8) & 0x00ff);
    outp(DAADR+6,0x01);

    /* Enable and Set Interrupt */
    savevect= _dos_getvect(VCT);
    _dos_setvect(VCT,insub);
    outp((IMR),inp(IMR) & ~ MASK);
    /* Initial Variables */
    i=0;
    tn=NN;
    T=0.001;

    outp(ADR1+4,0x8c);
    outp(ADR2+4,0x8c);
    cntold2=cnt_read(ADR1);
    cntold1=cnt_read(ADR2);

    /* Initial Variables */
    y=0.0; ee=0.0; volt=0.0; ee0=0.0; ua0=0.0;ua_out0=0.0;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

/*****MAIN ROUTINE*****/
while(i<tn)
{
    if(kbhit() !=0) break;
    if(i<1000) r=1.5;      /* Step time at 1000th sampling */
    if(i>=1000) r=1.5;
    if(inter==1)
    {
        cntnew2=cnt_read(ADR1);
        cnt2=cntnew2-cntold2;
        cntold2=cntnew2;
        cntnew1=cnt_read(ADR2);
        cnt1=cntnew1-cntold1;
        cntold1=cntnew1;

        wm=-0.015*cnt1; /* unit in x1000 rpm */
        ywm[i]=wm;
        y=wm;
    rf=r;
    ee=rf-y;
    ua_out=-0.0425*ee-0.0425*ee0+ua_out0;
    ua=-0.0435*ua_out-0.0435*ua_out0+0.7391*ua0;
    v=ua;

    if(v<0)
        v=0;
    else if(v>10)
        v=10;
    else
        v=v;

        un[i]=v;
        uv=v/da_deta;
        dl=uv&0xff;
        dh=(uv>>8)&0x0f;

        outp(DAADR+2,CH*4+1);
        outp(DAADR+0,dl);
        outp(DAADR+1,dh);
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        outp(DAADR+2,CH*4+3);
        outp(DAADR+0,0x00);

        ee0=ee;
        ua0=ua;
        ua_out0=ua_out;
        inter=0;
        i++;
    }
}

```

```

/* DISABLE AND RESET INTERRUPT */

```

```

outp((IMR),inp(IMR) | MASK);
_dos_setvect(VCT,savevect);
outp(DAADR+6,0x00);

```

```

/* OUT 0 V. TO DA CH.1*/

```

```

outp(DAADR+2,CH*4+1);
outp(DAADR+0,0x00);
outp(DAADR+1,0x00);
outp(DAADR+2,CH*4+3);
outp(DAADR+0,0x00);

```

```

/* OUT 0 V. TO DA CH.2*/

```

```

outp(DAADR+2,1*4+1);
outp(DAADR+0,0x00);
outp(DAADR+1,0x00);
outp(DAADR+2,1*4+3);
outp(DAADR+0,0x00);

```

```

/* WRITE DATA TO FILE */

```

```

fp_1=fopen("gg3.txt","w");
i=0;
while(i<tn)
{
    fprintf(fp_1,"%f %f\n",ywm[i],un[i]);
    i++;
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

fclose(fp_1);
printf("\n Final Speed %f (x1000rpm) = ",wm);
}

double cnt_read(unsigned int adr)
{
    double cnter;
    unsigned char lbyt, mbyt, hbyt;

    outp(adr + 2, 0x10);
    while((inp(adr + 2) & 0x08) ==0) ;
    lbyt = inp(adr + 0) ;
    mbyt = inp(adr + 0) ;
    hbyt = inp(adr + 0) ;
    cnter= (double)hbyt*65536.0+(double)mbyt*256.0+(double)lbyt;
    return(cnter);
}

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AIMS 2010

4th Asia International Symposium on
Mechatronics

15 – 18 December 2010
 Singapore



**Program &
 Abstracts**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A Cooperative Integral Resonant Control and Integral Control for Two-Inertia Systems

A. Jaiyong¹, T. Benjanarasuth²

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

Bangkok 10520, Thailand

¹tongkone@hotmail.com

²kbtaworn@kmitl.ac.th

Abstract— In this paper, a cooperative control scheme of integral resonant control (IRC) and integral control has been employed for two-inertia systems. IRC has a simple structure and is capable of achieving significant damping, while guaranteeing close-loop stability of the system in the presence of unmodeled out-of-bandwidth dynamics. In this paper, IRC is employed as an inner loop control to dampen the resonance of two-inertia systems. In order to achieve a good tracking performance, the integral control is utilized as an outer loop control. The parameters of both controllers can be easily designed by root locus technique. The effectiveness of the proposed control scheme is verified by both computer simulations and experiments.

Keywords— Integral resonant control, integral control, two-inertia, root locus, torsional resonance.

I. INTRODUCTION

In the industrial motor drive systems such as industrial robots, rolling mills, elevators and so on, the shaft torsional resonance is often generated when a motor and a load are connected with a flexible shaft. Such systems are called two-inertia systems. Torsional resonance is a problem that causes poor system's performance. Therefore, resonance control techniques have been an active research.

In 1998, J.S. Kim et al.[1] proposed the vibration suppression control of the two-mass resonant system using the H_∞ filter. The H_∞ filter was used as an observer of the state feedback controller. Although it can reduce a resonant mode efficiently, this methodology is relatively difficult. In 2008, S. Suathed et al.[2] proposed the simplified design of I-P controller for speed control of two-inertia system. It could also improve motor speed tracking and disturbance effect rejection. However, the method provides no explicit explanation on how the torsional resonance can be suppressed.

On the other hand, several resonance suppression techniques have been presented for other applications. In 2008, I.A. Mahmood et al.[3] proposed the methodology to control a precise tip positioning of a flexible manipulator using resonant control. The controllers consist of an inner loop controller and an outer loop controller. The inner loop controller is designed to damp the resonant mode, while the outer loop controller is implemented as an integral controller to achieve zero steady-state error in a tip position response. In [4]-[5], IRC has been proposed to eliminate the effect of

dominant resonant poles in collocated smart structures and analog circuits. By adding a direct feed-through to the plant, zeros will approach to resonant poles. So, resonance due to these lightly-damped poles will be suppressed.

In this paper, a cooperative control scheme of IRC and integral control has been employed for two-inertia systems. IRC is employed as an inner loop control to dampen the resonance of two-inertia systems. In order to achieve a good tracking performance, the integral control is utilized as an outer loop control. The parameters of both controllers can be easily designed by root locus technique. This paper is organized as follows. In section II, the mathematical model of the two-inertia system is briefly reviewed. The proposed control scheme is mentioned in section III. Section IV shows the results of the simulations and experiments in applying the proposed control scheme to the two-inertia system. Finally, the conclusion is drawn in section V.

II. TWO-INERTIA SYSTEMS

The two-inertia systems to be controlled in this paper and its corresponding block diagram are shown in Fig. 1 and Fig. 2 respectively.



Fig. 1 Model of the two-inertia systems

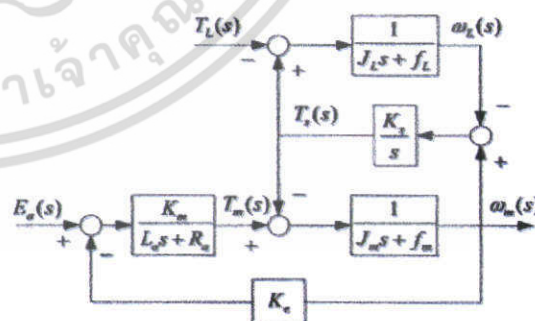


Fig. 2 Block diagram of the two-inertia systems

Proceedings of the 4th Asia International Symposium on Mechatronics (AISM 2010)

Copyright © AISM 2010 Organizers

ISBN: 978-981-06-7723-1

From the actual system in the laboratory, the parameters shown in Table 1 are used [2]. The transfer function from the input voltage $E_a(s)$ to the angular velocity of a motor $\omega_m(s)$ can be obtained as

$$G(s) = \frac{\omega_m(s)}{E_a(s)} \frac{[krpm]}{[V]} \quad (1)$$

$$= \frac{3.67 \times 10^4 s^2 + 5.13 \times 10^7}{s^4 + 2.5 \times 10^3 s^3 + 1.45 \times 10^5 s^2 + 7.39 \times 10^6 s + 1.98 \times 10^8}$$

TABLE I
PARAMETERS OF TWO-INERTIA SYSTEM

Armature resistance: R_a	0.25 Ω
Armature inductance: L_a	0.10 mH
Back emf constant: K_e	3.85 v/krpm
Motor torque constant: K_M	3.30 N · cm/A
Drive shaft torsional stiffness: K_s	14.00 N · m/rad
Moment of motor inertia: J_M	0.90 kg · cm ²
Moment of load: J_L	1.00 kg · cm ²

When applying the input voltage at 4.65 volts, the open-loop response of the two-inertia system is obtained and shown in Fig. 3. It can be seen from Fig. 3 that both the simulated and the experimental responses are corresponding to each other. They exhibit the unsatisfied torsional resonance which must be reduced.

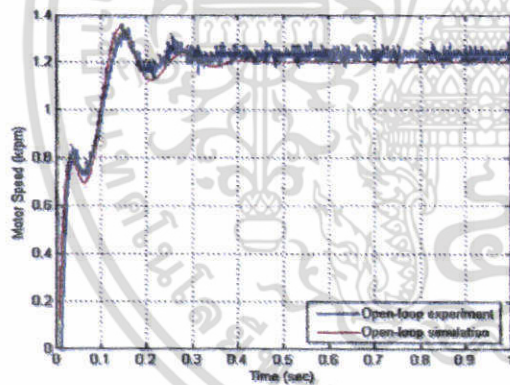


Fig. 3 Open-loop step response of two-inertia system

III. PROPOSED CONTROL STRUCTURE

This section discusses and details the structure and design procedure of the proposed control system. The control scheme consists of two negative feedback loop illustrated in Fig. 4. The inner loop uses the IRC controller designed to move zeros to approach the resonant poles [4]-[5]. The outer loop employs the integral control designed for constant velocity set point tracking. Details of two loops are presented in the following sub-sections.

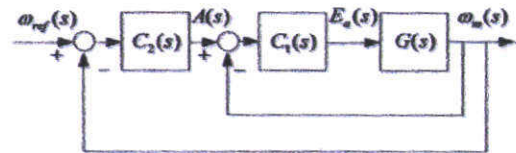


Fig. 4 Proposed control structure

A. Inner Loop Controller

Based on IRC concept, an inner loop controller is composed of a feed-through term D and an integrator term $\frac{K}{s}$ as illustrated in Fig 5(a).

When adding the feed-through term, it causes the pair of complex conjugate zeros moving closed to the pair of complex conjugate poles of the system $G(s)$ as depicted in Fig 6, where Fig 6(a) and Fig 6(b) are poles and zeros locations of the two-inertia system before and after adding the feed-through term respectively. Therefore, the effect of the resonant poles can be suppressed. Then, the system is sufficed to be controlled with an integrator term in positive feedback $K < 0$. Both of the parameters are designed by the root locus technique.

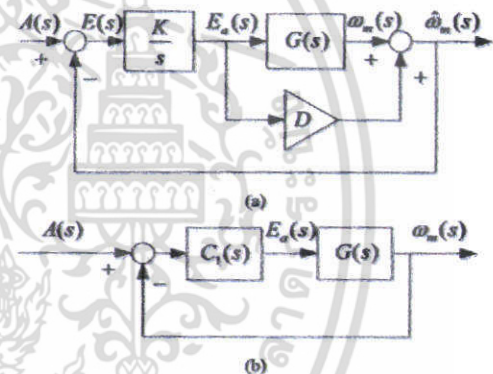


Fig. 5 IRC control scheme and its modification

- (a) IRC control scheme
- (b) Modified IRC control scheme

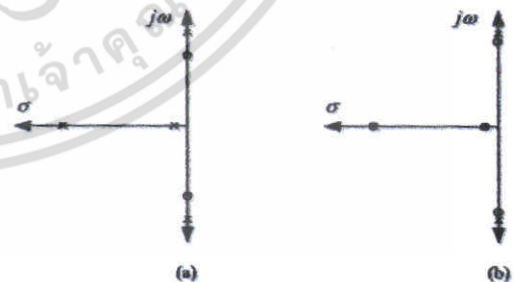


Fig. 6 Poles and zeros locations

- (a) Two-inertia system $G(s)$
- (b) Two-inertia system $G(s)$ with feed-through D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

However, adding the feed-through as depicted in Fig. 5(a) cannot be implemented in the two-inertia system since there is no explicit way to increase the motor speed directly. So, the modified IRC control is evaluated.

From Fig. 5(a), the input to the integral controller is given by

$$E(s) = A(s) - \hat{\omega}_m(s), \quad (2)$$

where

$$\hat{\omega}_m(s) = \omega_m(s) + DE_a(s). \quad (3)$$

The output of the controller, which is the plant input

$$E_a(s), \text{ is given by } \frac{K}{s} E(s). \text{ Therefore,}$$

$$E_a(s) = \frac{K}{s} A(s) - \frac{K}{s} \omega_m(s) - \frac{K}{s} DE_a(s), \quad (4)$$

or

$$E_a(s) = [1 + \frac{K}{s} D]^{-1} \frac{K}{s} A(s) - [1 + \frac{K}{s} D]^{-1} \frac{K}{s} \omega_m(s). \quad (5)$$

As $\omega_m(s) = G(s)E_a(s)$, it implies that

$$\omega_m(s) = [1 + \frac{K}{s} D]^{-1} \frac{K}{s} G(s) A(s) - [1 + \frac{K}{s} D]^{-1} \frac{K}{s} G(s) \omega_m(s), \quad (6)$$

and yields

$$\frac{\omega_m(s)}{A(s)} = \frac{C_1(s)G(s)}{1 + C_1(s)G(s)}, \quad (7)$$

where

$$C_1(s) = [1 + \frac{K}{s} D]^{-1} \frac{K}{s} = \frac{K}{s + KD}. \quad (8)$$

It can be inferred from (7) that the control strategy presented in Fig. 5(a) is equivalent to the one presented in Fig. 5(b) with $C_1(s)$ as given in (8).

B. Outer Loop Controller

Adding the integral term in the open-loop will add an open-loop pole at the origin so the type of system will be increased. This ensures zero steady-state error of the close-loop step responses. The integral controller

$$C_2(s) = \frac{K_i}{s} \quad (9)$$

is therefore chosen as the outer loop controller for set point tracking. The integral gain K_i , which is also negative, can be designed by the root locus technique in order to achieve performance specifications.

IV. SIMULATIONS AND EXPERIMENTS

Based on the transfer function of the two-inertial system in (1) and the proposed control structure described in section III, the corresponding controllers can be designed.

First, the inner loop controller is designed the using Fig. 5(a) in order to move zeros to approach resonant poles. By the root locus technique, the feed-through gain D and integral resonant gain K are obtained as $D = -3$ and $K = -100$. The poles and zeros locations of the system in Fig. 5(a) are listed in Table 2. It is seen that IRC brings a pair of zeros at $-10.6 \pm 47.0j$ approaching the resonant poles at $-10.4 \pm 46.9j$. For the two-inertia

system, the modified IRC scheme in Fig. 5(b) will be used instead. The corresponding controller is

$$C_1(s) = \frac{-100}{s + 300}, \quad (10)$$

TABLE II
Poles and Zeros of Inner Loop in Fig. 5(a)

Poles	Zeros
$-10.4 \pm 46.9j$	$-10.6 \pm 47.0j$
-31.4	-31.9
-2441.1	-2447.0
-306.8	

The integral controller for the outer loop is designed by the root locus technique. The desired performance specifications are as follows: $t_r(10-90\%) \leq 0.25s$, $t_s(\pm 2\%) \leq 0.3s$ and $M_p \leq 3\%$. The integral gain K_i is derived as $K_i = -85$. The outer loop controller is then obtained as

$$C_2(s) = \frac{-85}{s}. \quad (11)$$

In order to test and validate this control scheme, the simulations using MATLAB program and experiments are conducted. An experimental setup in Fig. 7(a) mainly consists of a driven motor and a load. Both are connected by a filament shaft. Rotary encoders are used for measuring the angular velocities. A block diagram of the experimental setup is shown in Fig. 7(b).

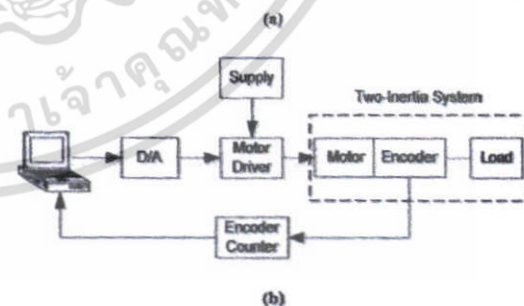
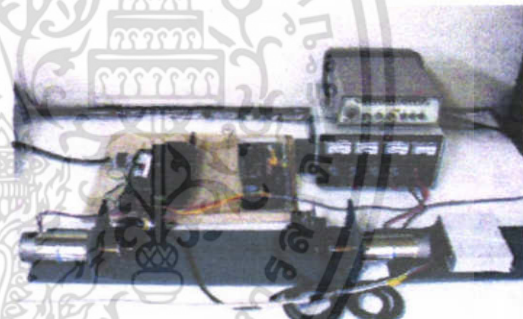


Fig. 7 Experimental setup

- (a) Physical system
(b) Block diagram

In the experiment, controllers are realized by a computer using C language. Then, the digital command is sent to the digital to analog card (Interface, IBX-3303), producing an analog command 0-10 volt. In order to drive a motor, a motor driver (Sawamura Denki Kogyo, MS-400C1215) is used to generate PWM signals. When a motor is rotating an encoder (Omron, E6C2-CWZ6C) produces a pulse train to the encoder counter card (Interface, IBX6101) as an angular velocity feedback signals.

To verify the effectiveness of the proposed controllers, the following simulations and experiments are conducted when the reference motor speed at 1200 rpm is applied.

A. Step Response

The comparative motor speed responses of simulation and experiment are illustrated in Fig. 8. It is seen that, both responses are corresponding to each other. The resonance can be suppressed while the responses have only small overshoot and no steady state error. The system performance of the simulation and experiment can be numerated in Table 3 and all desired specifications can be achieved. There is some discrepancy between both responses. The response of the experiment at the beginning remains inactive until the command voltage is greater than 2 volts due to the coulomb friction.

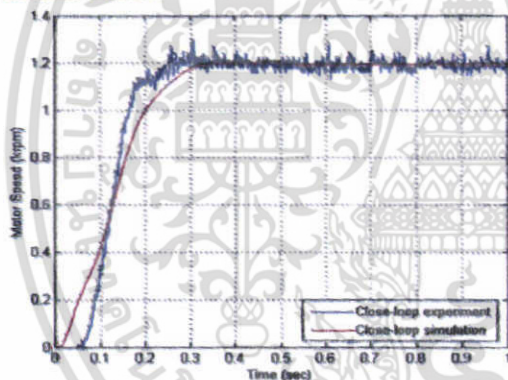


Fig. 8 Step responses at 1200 rpm

TABLE III
SYSTEM PERFORMANCE

Specification	Simulation	Experiment
t_r (10–90%)	0.22 s	0.18 s
t_s ($\pm 2\%$)	0.30 s	0.28 s
M_p	0.73 %	2.50 %

B. Effect of Input Disturbance

The capability of a constant input disturbance effect rejection is investigated in this sub-section. When the reference motor speed is applied and the motor speed target is reached, the 2.325 volts constant input disturbance (50 % of the applied voltage at 1200 rpm

constant speed) is entered to the system at 1 sec. The results are illustrated in Fig. 9 and Fig. 10. From Fig. 9, both simulated and experimental responses are also corresponding to each other, but the motor speed are dropped to 496 and 600 rpm in the transient state respectively. The command input voltages in Fig. 10 are then increased in order to compensate the effect of the input disturbance. Finally, both responses can reach the set point again within 0.3 sec and preserve the angular velocity of the motor at 1200 rpm.

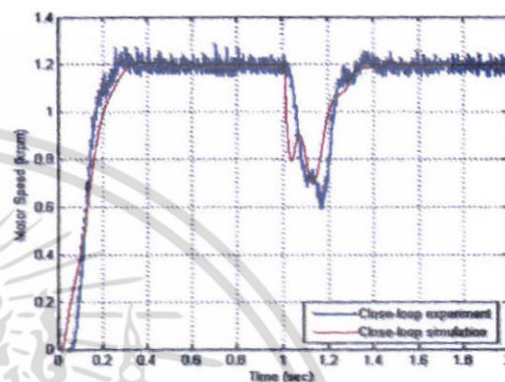


Fig. 9 Motor speed responses with the effect of the input disturbance

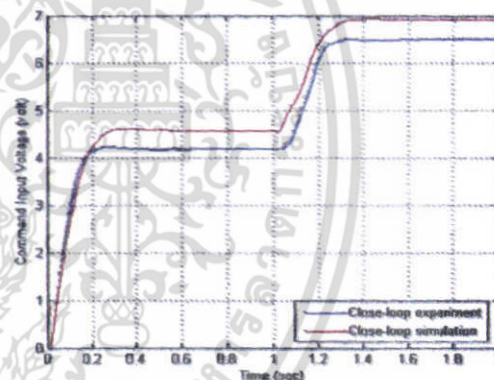


Fig. 10 Command input voltages with the effect of the input disturbance

C. Effect of Load Torque

To verify the effectiveness in eliminating the effect of a load torque disturbance, the load $T_L(s)$ in Fig. 2 is applied in this sub-section. Due to the unavailability of the physical device, the effect of load torque disturbance can be investigated by a simulation only. As expected, the motor speed is dropped, when 10 N·m constant load torque enters to the system at 1 sec. The corresponding motor speed response and command input voltage response are illustrated in Fig. 11 and Fig. 12 respectively. Fig. 12 shows that the effect of load torque disturbance is compensated by the command input voltage so the motor speed in Fig. 11 can be recovered back to 1200 rpm rapidly within the designed settling time 0.3 sec.

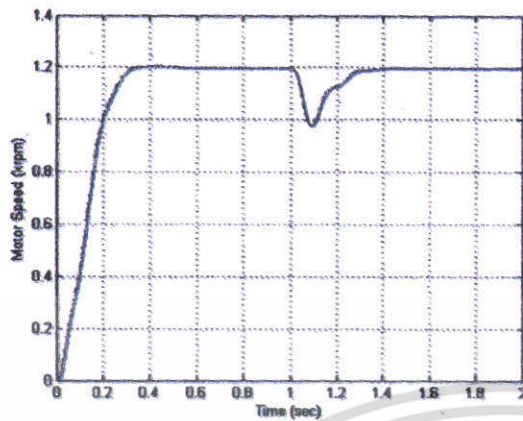


Fig. 11 Simulated motor speed response with the effect of the load torque disturbance

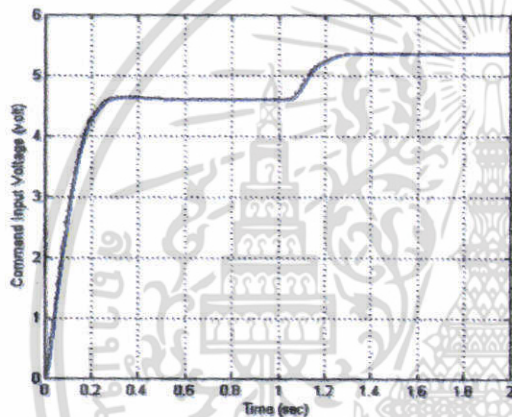


Fig. 12 Simulated command input voltage with the effect of the load torque disturbance

V. CONCLUSION

The unsatisfied torsional resonance of two-inertia systems can be eliminated by a cooperative control scheme of IRC and integral control. Each controller has a simple structure and can be applied easily. The simulations and experiments show that this methodology yields satisfied step response while the constant input disturbance effect and constant load torque effect can be rejected completely.

REFERENCES

- [1] J. S. Kim, L. W. Yang, Y. S. Kim, and Y. J. Kim, "The Vibration Suppression Control of the Two-Mass Resonant System Using the H_{∞} ," in *Proceeding of the 24th IEEE Annual Conference Industrial Electronics Society*, 1998, vol.3, pp.1464-1470.
- [2] S. Suatthed, S. Nudrakwang, and T. Benjanarasuth, "Simplified Design of I-P Controller for Speed Control of Two-Inertia System," in *Proceeding of SICE Annual Conference*, 2008, pp.1900-1904.
- [3] I. A. Mahmood, and S. O. R. Moheimani, "Precise Tip Positioning of a Flexible Manipulator Using Resonant Control," *IEEE Transaction on Mechatronics*, vol.13, pp.180-186, 2008.
- [4] S. S. Aphale, A. J. Fleming, and S. O. R. Moheimani, "Integral Resonant Control of Collocated Smart Structures," *Smart Materials and Structures*, vol.16, pp.439-446, 2007.
- [5] B. Bhikkaji, S. O. R. Moheimani and I. R. Petersen, "Multivariable Integral Control of Resonant Structures," in *Proceeding of the 47th IEEE Conference on Decision and Control*, 2008, pp.3743-3748.

ประวัติผู้เขียน

นายเอกณรงค์ ใจยงค์ เกิดเมื่อวันที่ 17 มกราคม พ.ศ. 2528 ที่ตำบลในเมือง อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา สำเร็จการศึกษาดอนต้นจากโรงเรียนนครขอนแก่น จังหวัดขอนแก่นในปี พ.ศ. 2543 สำเร็จการศึกษาดอนปลายในโรงเรียนเดียวกันในปี พ.ศ. 2546 หลังจากนั้นเข้าศึกษาระดับปริญญาตรีหลักสูตรวิศวกรรมแมคคาทรอนิกส์ ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และสำเร็จการศึกษาปริญญาตรีในปี พ.ศ. 2550 จากนั้นในปี พ.ศ. 2552 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโทหลักสูตรวิศวกรรมระบบควบคุมแผนการศึกษา ก2 คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันเป็นผู้ช่วยอาจารย์ที่สาขาวิชาเครื่องกล วิทยาลัยวิศวกรรมมหาวิทาลัยรังสิต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้