

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบตัวควบคุมอย่างง่ายโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์
สำหรับระบบสองความเฉื่อย

SIMPLIFIED DESIGN OF CDM CONTROLLERS
FOR TWO-INERTIA SYSTEMS



T123109

พันธนี บุษยง
PANTANEE BOONYOUNG

ดท.
พ564ก
2555

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 123109
วันเดือนปี..... 1 8 ต.ค. 2555

b. 1. 12/11/2555
j.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2555
KMITL-2012-EN-M-080-135

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**SIMPLIFIED DESIGN OF CDM CONTROLLERS
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-080-135**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2012

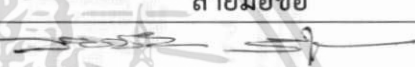

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบตัวควบคุมอย่างง่ายโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์สำหรับระบบสองความเฉื่อย
Thesis Title SIMPLIFIED DESIGN OF CDM CONTROLLERS FOR TWO-INERTIA SYSTEMS
นักศึกษา นางสาวพันธินี บุญยัง
รหัสประจำตัว 52610814
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมระบบควบคุม
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ถาวร เบญจนาสุสุทธิ
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2012-EN-M-080-135

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วันชัย	ธีรวิรุจ	
ดร.ดอน	อิศรากร	
รศ.ดร.จงกล	งามวิวิทย์	
ผศ.ดร.วรรณดี	เพชรณิลักษณ์	
รศ.ดร.ถาวร	เบญจนาสุสุทธิ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 16 พฤษภาคม พ.ศ. 2555 เวลา 10.00-12.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.สุชชีวีร์ สุวรรณสวัสดิ์)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 16 พฤษภาคม พ.ศ. 2555

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบตัวควบคุมอย่างง่ายโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ สำหรับระบบสองความเฉื่อย
นักศึกษา	นางสาวพันธิณี บุญยัง
รหัสประจำตัว	52610814
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2555
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ถาวร เบญจนาสุสุทธิ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมอย่างง่ายโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ สำหรับแบบจำลองของระบบสองความเฉื่อยซึ่งเป็นแบบจำลองอันดับสูง โดยใช้แนวคิดการลดอันดับของแบบจำลองของระบบสองความเฉื่อยให้มีอันดับต่ำลงร่วมกับการใช้ค่าตรรกษณีสถิติยรภาพมาตรฐาน

ขั้นตอนการดำเนินงาน ประกอบด้วย 3 ขั้นตอน ขั้นตอนแรกคือการลดอันดับของแบบจำลองของระบบสองความเฉื่อยซึ่งเป็นระบบอันดับสี่ให้เป็นระบบอันดับหนึ่งด้วยวิธีการประมาณสมการพหุนาม 3 แบบ ได้แก่ วิธีการประมาณแบบพาเด วิธีเกณฑ์สถิติยรภาพของเราท์ และวิธีสมการสถิติยรภาพ ขั้นตอนที่สองคือการออกแบบตัวควบคุมซิติเอ็มลดอันดับจากแบบจำลองอันดับหนึ่งที่ได้จากขั้นตอนแรก และขั้นตอนสุดท้ายคือการนำตัวควบคุมซิติเอ็มลดอันดับแต่ละตัวที่ได้ออกแบบไปควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อย

จากผลการจำลองและผลการทดลองจริง พบว่า การควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยโดยใช้ตัวควบคุมซิติเอ็มลดอันดับทั้ง 3 แบบนั้น ให้ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่มีสมรรถนะใกล้เคียงกัน โดยมีค่าพุงเกินน้อยมาก ไม่มีเรโซแนนซ์การบิด และไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว นอกจากนี้ ตัวควบคุมซิติเอ็มลดอันดับแต่ละตัวยังสามารถกำจัดอิทธิพลของแรงดันรบกวน รวมทั้งแรงบิดรบกวนที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของภาระได้

Thesis Title	Simplified Design of CDM Controllers for Two-Inertia Systems
Student	Miss Pantanee Boonyoung
Student ID.	52610814
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2012
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Taworn Benjanarasuth

ABSTRACT

This thesis presents the simplified design of CDM controllers for the two-inertia system model which is a higher-order plant model by using concept of the plant model reduction and the Coefficient Diagram Method with the recommended stability index.

The design and implementation procedures are divided into three steps. Firstly, the fourth-order model of the two-inertia system is approximated to obtain the first-order plant models by using three methods based on polynomial approximations, namely, Padé type approximation method, Routh stability criterion and Stability equation approach. Secondly, each reduced order CDM controller is designed for each corresponding first-order plant model obtained from the first step. Finally, each reduced order CDM controller is employed to control the speed of the two-inertia system.

The simulation and experimental results in controlling the speed of the two-inertia system by using three reduced order CDM controllers show that the performances of the control systems are quite similar without torsional resonance and steady-state error but with small overshoot. Furthermore, the reduced order CDM controller can reject the input disturbance effect as well as the load torque disturbance effect.

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.ถาวร เบญจนราสุทธิ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ และ รศ.ดร.จกมล งามวิวิทย์ เป็นอย่างสูงที่ให้ความรู้ คำปรึกษา แนวทางในการทำวิจัย ฝึกฝนทักษะในด้าน วิชาการต่างๆ รวมทั้งให้ความเมตตา เอาใจใส่ดูแลและสอบถามความก้าวหน้าของงานวิจัยมาโดยตลอด

ขอขอบพระคุณอาจารย์ในภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุมที่ได้ให้คำปรึกษา แนะนำ ช่วยเหลือ รวมทั้งขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุมที่ให้การสนับสนุนเครื่องมือ และ อุปกรณ์ในการวิจัยจนสำเร็จลุล่วง

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ และน้องๆ ในห้องวิจัยที่ร่วมแก้ปัญหา รวมทั้งให้กำลังใจในการศึกษา ต่างๆ ด้วยดี

และท้ายที่สุดขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อปราโมทย์ บุญยังและคุณแม่บำเพ็ญฤดี บุญยัง ที่เคารพรักและมีพระคุณอย่างยิ่ง ที่ได้อบรมเลี้ยงดู ส่งเสริม ให้กำลังใจ ห่วงใย และสนับสนุนผู้เขียนมาโดย ตลอดจนทำให้ผู้เขียนเรียนจนสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท

พันธณี บุญยัง

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 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 วิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์และการลดอันดับ.....	4
2.1 วิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์.....	4
2.1.1 โครงสร้างมาตรฐานของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์.....	4
2.1.2 นิยามและความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์.....	5
2.1.3 เงื่อนไขเสถียรภาพของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์.....	7
2.1.4 รูปแบบมาตรฐานของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์.....	8
2.1.5 เงื่อนไขการเลือกค่าตรรกะเสถียรภาพ.....	9
2.1.6 แผนผังค่าสัมประสิทธิ์.....	9
2.2 การลดอันดับ	11
2.2.1 วิธีประมาณแบบพาเด.....	11
2.2.2 วิธีเกณฑ์เสถียรภาพของเราท์	13
2.2.3 วิธีสมการเสถียรภาพ.....	16
บทที่ 3 ระบบสองความเฉื่อย	18
3.1 โครงสร้างของระบบสองความเฉื่อย	18
3.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองความเฉื่อย	19
3.3 พารามิเตอร์ของระบบสองความเฉื่อย.....	24

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การออกแบบตัวควบคุม	26
4.1 โครงสร้างของระบบควบคุมที่นำเสนอ	26
4.2 ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมซีดีเอ็มแอลดับ.....	27
4.3 การออกแบบตัวควบคุมซีดีเอ็มแอลดับสำหรับระบบสองความเฉื่อย.....	29
4.3.1 การออกแบบตัวควบคุมซีดีเอ็มแอลดับเมื่อระบบสองความเฉื่อยถูกลดอันดับด้วย วิธีการประมาณแบบพาเด.....	29
4.3.2 การออกแบบตัวควบคุมซีดีเอ็มแอลดับเมื่อระบบสองความเฉื่อยถูกลดอันดับด้วยวิธี เกณฑ์เสถียรภาพของเราท์.....	31
4.3.3 การออกแบบตัวควบคุมซีดีเอ็มแอลดับเมื่อระบบสองความเฉื่อยถูกลดอันดับด้วยวิธี สมการเสถียรภาพ.....	32
บทที่ 5 การจำลองและการทดลอง	35
5.1 การจำลองควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อย	35
5.1.1 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตอ้างอิงแบบ ขั้นบันได.....	35
5.1.2 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยเมื่อเปลี่ยนแปลงความเร็ว	37
5.1.3 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยเมื่อมีสิ่งรบกวน.....	40
5.1.4 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยเมื่อมีแรงบิดรบกวนที่เกิด จากการเปลี่ยนแปลงภาระ.....	41
5.2 การทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อย.....	43
5.2.1 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตอ้างอิงแบบ ขั้นบันได.....	43
5.2.2 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยเมื่อเปลี่ยนแปลง ความเร็ว.....	44
5.2.3 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยเมื่อมีสิ่งรบกวน.....	47
5.2.4 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยเมื่อมีแรงบิดรบกวนที่เกิด จากการเปลี่ยนแปลงภาระ.....	49
5.3 สรุปผลการทดลอง.....	50

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	51
6.1 บทสรุป.....	51
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา.....	51
เอกสารอ้างอิง	52
ภาคผนวก	54
ภาคผนวก ก. รายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง	55
ก.1 คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล	56
ก.2 วงจรนับจำนวนพัลส์	56
ก.3 วงจรแปลงข้อมูลดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก.....	56
ก.4 วงจรขับมอเตอร์	56
ก.5 มอเตอร์และภาระ	57
ก.6 เอนโคเดอร์แบบหมุน	59
ภาคผนวก ข. การออกแบบตัวควบคุมซีดีเอ็มโดยตรง.....	63
ภาคผนวก ค. โปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง.....	66
ภาคผนวก ง. ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์	73
ประวัติผู้เขียน.....	81

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ข้อดีและข้อเสียของวิธีการลดอันดับ.....	17
3.1 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของระบบสองความเฉื่อย	24
4.1 แบบจำลองอันดับต่ำและตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับของระบบสองความเฉื่อย.....	34
5.1 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลอง.....	36
5.2 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลองในห้องปฏิบัติการ.....	44



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างมาตรฐานของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์สำหรับระบบอินพุตเดียวเอาต์พุตเดียว.....	5
2.2 ตำแหน่งของโพลที่อันดับต่างๆ.....	9
2.3 แผนผังค่าสัมประสิทธิ์.....	10
2.4 ผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงค่าตรรกขนิเสถียรภาพ γ_i และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ	11
3.1 โครงสร้างทางกายภาพของระบบสองความเฉื่อย.....	18
3.2 ระบบสองความเฉื่อยในห้องปฏิบัติการ.....	19
3.3 แบบจำลองกรณีไม่มีภาระทางไฟฟ้าต่อกับมอเตอร์ภาระ.....	19
3.4 บล็อกไดอะแกรมของระบบสองความเฉื่อย	23
3.5 ผลการทดลองและการจำลองผลตอบสนองวงเปิดของระบบต่อสัญญาณขั้นบันได เมื่อ $K_s = 14 \text{ N.m/rad}$	25
4.1 โครงสร้างของระบบควบคุมโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ที่ปรับโครงสร้างใหม่.....	26
4.2 โครงสร้างของระบบควบคุมโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ที่นำเสนอ.....	27
5.1 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1.2 <i>krpm</i>	36
5.2 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1.2 <i>krpm</i>	37
5.3 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อเพิ่มความเร็วเป็น 1.6 <i>krpm</i>	38
5.4 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อเพิ่มความเร็วเป็น 1.6 <i>krpm</i>	38
5.5 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วเป็น 0.8 <i>krpm</i>	39
5.6 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วเป็น 0.8 <i>krpm</i>	39
5.7 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อป้อนแรงดันรบกวน 25 % ของแรงดันป้อนเข้า ที่เวลา 1s	40
5.8 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อมีป้อนแรงดันรบกวน 25 % ของแรงดันป้อนเข้า ที่เวลา 1s	41
5.9 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อมีแรงบิดรบกวนเนื่องจากภาระทางไฟฟ้าที่มอเตอร์ภาระ 1.5Ω ณ เวลา 1s	42
5.10 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อมีแรงบิดรบกวนเนื่องจากภาระทางไฟฟ้าที่มอเตอร์ ภาระ 1.5Ω ณ เวลา 1s	42
5.11 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1.2 <i>krpm</i>	43
5.12 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1.2 <i>krpm</i>	44
5.13 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อเพิ่มความเร็วเป็น 1.6 <i>krpm</i>	45
5.14 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อเพิ่มความเร็วเป็น 1.6 <i>krpm</i>	45
5.15 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วเป็น 0.8 <i>krpm</i>	46

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.16 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วเป็น $0.8krpm$	47
5.17 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อป้อนแรงดันรบกวน 25 % ของแรงดันป้อนเข้า ที่เวลา $1s$	48
5.18 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อมีป้อนแรงดันรบกวน 25 % ของแรงดันป้อนเข้า ที่เวลา $1s$	48
5.19 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อมีแรงบิดรบกวนเนื่องจากภาระทางไฟฟ้าที่มอเตอร์ภาระ 1.5Ω ณ เวลา $1s$	49
5.20 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อมีแรงบิดรบกวนเนื่องจากภาระทางไฟฟ้าที่มอเตอร์ ภาระ 1.5Ω ณ เวลา $1s$	50
ก.1 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมระบบสองความถี่.....	56
ก.2 รายละเอียดของชุดวงจรขับดีซีมอเตอร์.....	57
ก.3 รายละเอียดของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง.....	58
ก.4 แสดงลักษณะของสัญญาณพัลส์ที่เกิดขึ้นเมื่อเอนโคเดอร์หมุน.....	59
ก.5 รายละเอียดของเอนโคเดอร์ที่ใช้ในการทดลอง.....	60

คำย่อและสัญลักษณ์

γ_i	หมายถึง ดรรชนีเสถียรภาพ (Stability index)
τ	หมายถึง ค่าคงตัวเวลาสมมูล (Equivalent time constant)
γ_i^*	หมายถึง ค่าจำกัดเสถียรภาพ (Stability limit)
$G_p(s)$	หมายถึง กระบวนการที่ต้องการควบคุม (Process)
$G_c(s)$	หมายถึง ตัวควบคุมของตัวควบคุมซีดีเอ็ม (CDM controller)
$G_{pf}(s)$	หมายถึง ฟรีฟิลเตอร์ของตัวควบคุมซีดีเอ็ม (Pre-filter)
$D(s)$	หมายถึง สิ่งรบกวน (Disturbance)
$\tilde{G}_c(s)$	หมายถึง ตัวควบคุมของตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับ
$\tilde{G}_{pf}(s)$	หมายถึง ฟรีฟิลเตอร์ของตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับ
$\tilde{G}_p(s)$	หมายถึง แบบจำลองของกระบวนการที่ถูกลดอันดับลง
$\tilde{G}_{pp}(s)$	หมายถึง แบบจำลองของกระบวนการที่ถูกลดอันดับลงด้วยวิธีการประมาณแบบพาด
$\tilde{G}_{cp}(s)$	หมายถึง ตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับที่ออกแบบจากแบบจำลองอันดับต่ำของระบบสองความถี่ที่ลดอันดับด้วยวิธีการประมาณแบบพาด
$\tilde{G}_{pr}(s)$	หมายถึง แบบจำลองของกระบวนการที่ถูกลดอันดับลงด้วยวิธีเกณฑ์เสถียรภาพของเราท์
$\tilde{G}_{cr}(s)$	หมายถึง ตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับที่ออกแบบจากแบบจำลองอันดับต่ำของระบบสองความถี่ที่ลดอันดับด้วยวิธีเกณฑ์เสถียรภาพของเราท์
$\tilde{G}_{ps}(s)$	หมายถึง แบบจำลองของกระบวนการที่ถูกลดอันดับลงด้วยวิธีสมการเสถียรภาพ
$\tilde{G}_{cs}(s)$	หมายถึง ตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับที่ออกแบบจากแบบจำลองอันดับต่ำของระบบสองความถี่ที่ลดอันดับด้วยวิธีสมการเสถียรภาพ
$P(s)$	หมายถึง พหุนามคุณลักษณะ (Characteristic polynomial)
$\tilde{P}(s)$	หมายถึง พหุนามคุณลักษณะอันดับสอง
e_a	หมายถึง แรงดันอินพุตมอเตอร์ตัวขับ (Armature input voltage)
R_a	หมายถึง ความต้านทานอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวขับ (Armature resistance)
L_a	หมายถึง ความเหนี่ยวนำอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวขับ (Armature inductance)
i_a	หมายถึง กระแสของอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวขับ (Armature current)
e_b	หมายถึง แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ตัวขับ (Back electromotive force)
K_e	หมายถึง ค่าคงที่แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ตัวขับ (Back electromotive force constant)
ω_m	หมายถึง ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับ (Motor speed)
K_m	หมายถึง ค่าคงที่แรงบิดของมอเตอร์ตัวขับ (Motor torque constant)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

T_m	หมายถึง แรงบิดของมอเตอร์ตัวขับ (Motor torque)
J_m	หมายถึง โมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์ตัวขับ (Moment of inertia)
θ_m	หมายถึง ตำแหน่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับ (Angle rotation)
K_s	หมายถึง ค่าความแข็งตึงของเพลลา (Torsional stiffness of drive shaft)
T_s	หมายถึง แรงบิดของมอเตอร์ตัวภาระ (Load torque)
J_L	หมายถึง โมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์ตัวภาระ (Moment of load inertia)
θ_L	หมายถึง ตำแหน่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวภาระ (Angle of load rotation)
ω_L	หมายถึง ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ตัวภาระ (Load speed)
T_L	หมายถึง แรงบิดรบกวน (Disturbance torque)
T_f	หมายถึง แรงบิดที่ต้องเอาชนะการสูญเสียอันเนื่องมาจากแรงเสียดทาน
f_m	หมายถึง สัมประสิทธิ์วิสคอสฟริกชันของมอเตอร์
t	หมายถึง เวลา (Time)
t_r	หมายถึง ช่วงเวลาขึ้น (Rise time)
t_s	หมายถึง ช่วงเวลาเข้าที่ (Settling time)
M_p	หมายถึง ค่าเปอร์เซ็นต์พุ่งเกินสูงสุด (Maximum Percent Overshoot)
e_{ss}	หมายถึง ค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว (Steady-state error)

บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวคิดในการทำวิทยานิพนธ์

ในกระบวนการผลิตทางอุตสาหกรรมส่วนใหญ่ จะอาศัยการออกแบบระบบควบคุมเข้ามาช่วยเพื่อให้กระบวนการผลิตต่าง ๆ สามารถทำงานได้อย่างถูกต้องแม่นยำ มีประสิทธิภาพ และได้ผลิตผลที่มีคุณภาพตามที่ต้องการ ซึ่งต้องเลือกใช้และออกแบบตัวควบคุมให้เหมาะสมกับระบบควบคุมนั้น ๆ ทฤษฎีการออกแบบตัวควบคุมแบ่งเป็น 2 ทฤษฎีหลัก ๆ คือ ทฤษฎีการควบคุมแบบดั้งเดิม (Classical control theory) เป็นทฤษฎีการควบคุมที่ออกแบบและวิเคราะห์บนโดเมนความถี่ โดยการใช้แบบจำลองในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) และทฤษฎีการควบคุมแบบสมัยใหม่ (Modern control theory) ซึ่งเป็นทฤษฎีการควบคุมที่ออกแบบและวิเคราะห์บนโดเมนเวลาโดยออกแบบตัวควบคุมจากแบบจำลองในรูปปริภูมิสถานะ (State-space representation) ทฤษฎีการควบคุมแบบดั้งเดิมมีหลายวิธี เช่น วิธีผลตอบสนองความถี่ (Frequency response) วิธีทางเดินราก (Root locus) และทฤษฎีการควบคุมแบบสมัยใหม่ซึ่งมีอยู่หลายวิธี ตัวอย่างเช่น วิธีควบคุมแบบเหมาะสมที่สุด (Optimal control) เป็นต้น

ในปี 1998 มีการนำเสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุมที่เรียกว่า วิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ (Coefficient Diagram Method: CDM) [1] ซึ่งเป็นทฤษฎีการควบคุมแบบดั้งเดิม วิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์เป็นวิธีการออกแบบทางพีชคณิตที่อาศัยโครงสร้างในรูปพหุนามคุณลักษณะวงปิด ซึ่งตัวควบคุมจะถูกออกแบบโดยอาศัยพื้นฐานของดัชนีเสถียรภาพ (Stability index: γ) และค่าคงตัวเวลาสมมูล (Equivalent time constant: τ) เพื่อให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพและมีความเร็วของผลตอบสนองวงปิดตามที่ต้องการ วิธีนี้สามารถหาค่าพารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่าของตัวควบคุมที่จะทำได้ให้ผลตอบสนองแบบหน่วงเกิน (Over-damped response) [2]-[3] ได้ อย่างไรก็ตาม การหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสำหรับกระบวนการอันดับสูงค่อนข้างเสียเวลามาก

ในการออกแบบตัวควบคุมเพื่อควบคุมกระบวนการทางอุตสาหกรรมให้มีสมรรถนะของระบบตามที่ต้องการนั้น ถ้าหากเป็นกระบวนการอันดับสูงจะถูกประมาณให้เป็นกระบวนการอันดับต่ำลงเพื่อง่ายต่อการออกแบบ ซึ่งวิธีการประมาณแบ่งออกเป็น 3 กลุ่ม [4] ดังนี้

- กลุ่มที่ 1 การลดอันดับด้วยการประมาณสมการพหุนาม (Polynomial approximations) เป็นวิธีที่คำนวณง่ายและใช้กับโดเมนความถี่ โดยเลือกค่าสัมประสิทธิ์แบบจำลองด้วยเกณฑ์ต่าง ๆ เพื่อประมาณฟังก์ชันถ่ายโอนให้อันดับต่ำลง วิธีการนี้จะขึ้นอยู่กับวิธีการจับคู่โมเมนต์และพารามิเตอร์มาร์คอฟ (Markov parameters) ระหว่างแบบจำลองเดิมและแบบจำลองที่ลดอันดับ

- กลุ่มที่ 2 การลดอันดับด้วยการตัดทอนสถานะ (State truncations) เป็นวิธีหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดแบบลำดับ (Sequential parametric optimisation procedures) ซึ่งขึ้นอยู่กับวิธีการลดค่าตรรกะบางค่าที่ถูกกำหนดอย่างเหมาะสมให้มีค่าน้อยที่สุด โดยวัดค่าผิดพลาดระหว่างแบบจำลองเดิมกับแบบจำลองที่ลดอันดับ วิธีนี้การคำนวณจะมีความยุ่งยากเมื่อกระบวนการมีอันดับสูง และมักใช้กับโดเมนเวลา นอกจากนี้วิธีการนี้ยังขึ้นอยู่กับวิธีการเลือกตรรกะค่าผิดพลาด (Error index) ซึ่งเป็นข้อจำกัดในการลดอันดับ

- กลุ่มที่ 3 การลดอันดับด้วยการประมาณพารามิเตอร์ (Parameter approximations) เป็นวิธีที่ขึ้นอยู่กับคู่ลำดับสถานะจำเพาะเจาะจง (Particular state coordinate) ของแบบจำลองอันดับสูง โดยแบบจำลองที่ถูกลดอันดับแล้วยังคงรักษาคุณลักษณะของแบบจำลองเดิม เช่น ผลตอบสนองเวลา ความสามารถสังเกตได้ ความสามารถควบคุมได้ สมรรถนะวงปิด และอื่น ๆ ที่เกี่ยวข้อง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีจุดประสงค์เพื่อศึกษาการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อย ซึ่งเป็นระบบที่มีโครงสร้างทางกลที่อาศัยมอเตอร์ทำหน้าที่ขับเคลื่อน ซึ่งติดตั้งอยู่ห่างกันโดยเชื่อมต่อกันด้วยเพลาโลหะยาว เมื่อแรงเฉื่อยขนาดใหญ่ของมอเตอร์และภาระสร้างความยืดหยุ่นในเพลาทำให้เพลาเกิดการบิดตัวเมื่อมีแรงบิดส่งผ่านเพลา ปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า เรโซแนนซ์การบิด (Torsional resonance) นอกจากนี้ยังทำให้เกิดการสั่นของระบบซึ่งอาจเป็นเหตุทำให้เกิดความเสียหายต่อโครงสร้าง สมรรถนะด้อยลง และมีแนวโน้มที่จะขาดเสถียรภาพได้ง่าย [5] ดังนั้นจึงมีความจำเป็นในการควบคุมความเร็วและลดเรโซแนนซ์การบิดของระบบสองความเฉื่อย การควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยนั้นได้มีผู้นำเสนอหลักการออกแบบตัวควบคุมหลายวิธี เช่น การออกแบบตัวควบคุม PI/PID โดยการกำหนดโพลเมื่อพิจารณาแบบจำลองสองความเฉื่อยเป็นระบบที่มีโพลจำนวนเชิงซ้อนสองคู่ [6] การออกแบบอย่างง่ายของตัวควบคุม I-P โดยวิธีการกำหนดอัตราส่วนคุณลักษณะ (Characteristic Ratio Assignment: CRA) [7] เป็นต้น สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมอย่างง่ายโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์สำหรับระบบสองความเฉื่อย ซึ่งเป็นกระบวนการที่จะถูกลดอันดับลงโดยอาศัยวิธีลดอันดับด้วยการประมาณสมการพหุนาม ได้แก่ วิธีการประมาณแบบพาเด (Padé-type approximation method) [4], [8] วิธีเกณฑ์เสถียรภาพของราท์ (Routh stability criterion) [4], [9] และวิธีสมการเสถียรภาพ (Stability equations approach) [4], [10] เพื่อให้ได้แบบจำลองอันดับต่ำลง จากนั้น จึงนำวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์มาออกแบบตัวควบคุมสำหรับแบบจำลองอันดับต่ำของระบบสองความเฉื่อยโดยใช้ค่าครรชนีเสถียรภาพมาตรฐาน γ , ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเรียกตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยวิธีนี้ว่า ตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับ จากนั้นจึงใช้ตัวควบคุมนี้ไปควบคุมระบบเดิม พร้อมทั้งแสดงผลการจำลองและผลการทดลองในการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อย เพื่อแสดงความมีประสิทธิภาพของวิธีที่นำเสนอ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. ศึกษาวิธีการออกแบบตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์สำหรับกระบวนการอันดับสูง โดยใช้แนวคิดการลดอันดับของกระบวนการอันดับสูงให้อันดับต่ำลงก่อนออกแบบตัวควบคุม
2. ออกแบบตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับและนำไปควบคุมความเร็วมอเตอร์ของระบบสองความเฉื่อยให้มีผลตอบสนองตามต้องการและสามารถกำจัดอิทธิพลของสิ่งรบกวนที่เกิดขึ้นได้

1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

1. ศึกษาแนวคิดการลดอันดับของกระบวนการอันดับสูงให้ต่ำลง ด้วยวิธีการประมาณแบบพาเด วิธีเกณฑ์เสถียรภาพของราท์ และวิธีสมการเสถียรภาพ และศึกษาแนวคิดวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ เพื่อออกแบบตัวควบคุมของกระบวนการโดยอาศัยค่าครรชนีเสถียรภาพมาตรฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหา ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ออกแบบตัวควบคุมซีดีเอ็มแอลอันดับของระบบสองความถี่ที่ถูกลดอันดับให้ต่ำลงด้วยวิธีการดังที่กล่าวมาในข้อ 1 แล้วนำตัวควบคุมที่ได้มาควบคุมความเร็วมอเตอร์ของระบบสองความถี่เพื่อดูประสิทธิภาพของตัวควบคุมโดยนำเสนอทั้งผลการจำลองและผลการทดลองจริงว่า ตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้สามารถควบคุมให้ระบบมีผลตอบสนองตามที่ต้องการ รวมทั้งสามารถกำจัดอิทธิพลของแรงดันรบกวนและแรงบิดรบกวนที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงของภาระได้

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะแบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท โดยมีรายละเอียดของแต่ละบทดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงแนวคิด ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ รวมทั้งรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ และทฤษฎีการลดอันดับด้วยวิธีการประมาณแบบพาเด วิธีเกณฑ์เสถียรภาพของเรอห์ และวิธีสมการเสถียรภาพ

บทที่ 3 กล่าวถึงโครงสร้างของระบบสองความถี่ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองความถี่ และพารามิเตอร์ของระบบสองความถี่

บทที่ 4 กล่าวถึงโครงสร้างของระบบควบคุมที่นำเสนอ ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมซีดีเอ็มแอลอันดับ และการออกแบบตัวควบคุมซีดีเอ็มแอลอันดับสำหรับระบบสองความถี่

บทที่ 5 กล่าวถึงการจำลองและทดลองระบบควบคุมโดยนำตัวควบคุมที่ได้ออกแบบตามขั้นตอนที่นำเสนอในบทที่ 4 ไปควบคุมความเร็วของระบบสองความถี่

บทที่ 6 กล่าวถึงบทสรุปผลการวิจัย ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา ในส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์กล่าวถึงรายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง โปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์และประวัติผู้เขียน

บทที่ 2

วิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์และการลดอันดับ

ในการออกแบบตัวควบคุมอย่างง่ายโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์สำหรับระบบสองความถี่ จำเป็นต้องศึกษาวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ และการลดอันดับของกระบวนการที่มีอันดับสูงด้วยการประมาณสมการพหุนาม

วิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์เป็นวิธีการออกแบบตัวควบคุมบนโดเมนความถี่ ซึ่งในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทางพีชคณิตของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ โครงสร้างมาตรฐานของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ นิยามและความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ เงื่อนไขเสถียรภาพของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ รูปแบบมาตรฐานของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ เงื่อนไขการเลือกค่าตรรกษณ์ และแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อย่อย 2.1 สำหรับการลดอันดับกระบวนการ ด้วยการประมาณสมการพหุนามนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอเพียง 3 วิธี คือ วิธีการประมาณแบบพาเด เกณฑ์เสถียรภาพของเรอท์ และสมการเสถียรภาพ ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อย่อย 2.2

2.1 วิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์

ศาสตราจารย์ชุนจิ มานาเบะ (Prof. Shunji Manabe) นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ ซึ่งใช้แผนผังค่าสัมประสิทธิ์ (Coefficient diagram) เป็นเครื่องมือในการออกแบบตัวควบคุม เป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพและสามารถออกแบบตัวควบคุมให้ได้สมรรถนะของระบบควบคุมตามที่ต้องการ ในการออกแบบตัวควบคุมนี้จะใช้หลักการทางพีชคณิต โดยที่

1. ระบบจะถูกแทนด้วยสมการพหุนาม
2. สมการพหุนามคุณลักษณะและตัวควบคุมสามารถออกแบบได้พร้อมกัน
3. แผนผังค่าสัมประสิทธิ์ถูกนำมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุม
4. เงื่อนไขเสถียรภาพของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์จะอยู่บนเงื่อนไขความพอเพียงของลีพาทอฟ (Lipatov)
5. ตรรกษณ์เสถียรภาพมาตรฐานของแผนผังค่าสัมประสิทธิ์จะถูกดัดแปลงมาจากรูปแบบมาตรฐานของเคสเลอร์ (Kessler)

2.1.1 โครงสร้างมาตรฐานของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์

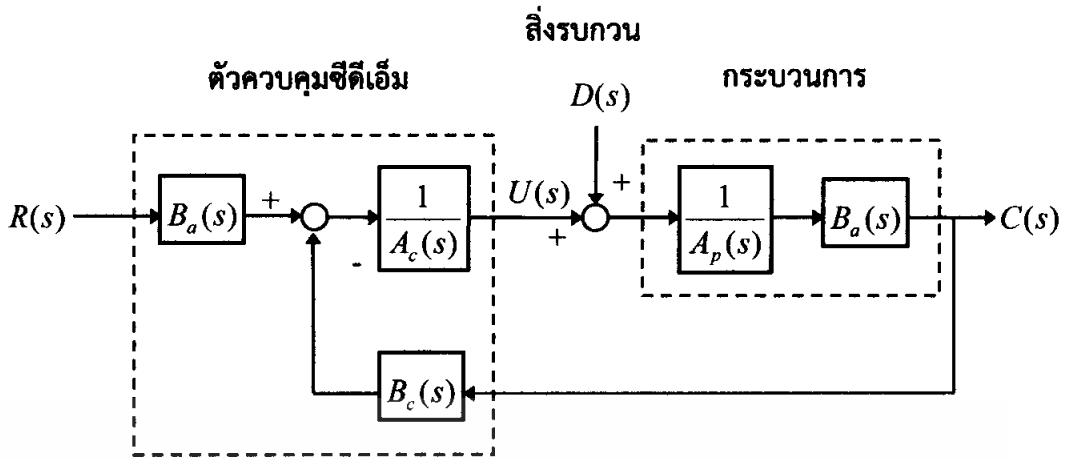
โครงสร้างมาตรฐานของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์สำหรับระบบอินพุตเดี่ยวเอาต์พุตเดี่ยว (Single-Input-Single-Output: SISO) ประกอบด้วยตัวควบคุมแบบซีดีเอ็ม และกระบวนการ ดังแสดงในรูปที่ 2.1

กระบวนการของระบบอินพุตเดี่ยวเอาต์พุตเดี่ยว ในรูปที่ 2.1 ประกอบด้วย $A_p(s)$ และ $B_p(s)$ ซึ่งอยู่ในรูป พหุนามดังแสดงในสมการที่ (2.1) และ (2.2)

$$A_p(s) = p_k s^k + p_{k-1} s^{k-1} + \dots + p_0 \quad (2.1)$$

$$B_p(s) = q_m s^m + q_{m-1} s^{m-1} + \dots + q_0 \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 โครงสร้างมาตรฐานของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์สำหรับระบบอินพุตเดียวเอาต์พุตเดียว

และตัวควบคุมแบบซีดีเอ็ม ประกอบด้วย $A_c(s)$, $B_c(s)$ และ $B_a(s)$ ซึ่งอยู่ในรูปพหุนามแสดงด้วยสมการที่ (2.3), (2.4) และ (2.5) ตามลำดับดังนี้

$$A_c(s) = l_\lambda s^\lambda + l_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + l_0 \quad (2.3)$$

$$B_c(s) = k_\lambda s^\lambda + k_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + k_0 \quad (2.4)$$

$$B_a(s) = k_0 \quad (2.5)$$

โดยที่ $\lambda < k$ และ $m < k$ สำหรับ $B_c(s)$ นั้นเป็นพรีฟิลเตอร์ของระบบควบคุม ซึ่งจะทำหน้าที่ให้ผลตอบสนองของระบบควบคุมไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว (Steady-state error) e_{ss} ถ้า $B_a(s)$ มีค่าเท่ากับ k_0 จะทำให้ผลตอบสนองของระบบไม่มีค่าพุ่งเกิน แต่ค่าช่วงเวลาขึ้น (Rise time) จะช้า และถ้า $B_a(s)$ มีค่าเท่ากับตัวเศษของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม $B_c(s)$ จะทำให้ผลตอบสนองมีค่าพุ่งเกิน แต่ค่าช่วงเวลาขึ้นจะน้อยลง และเนื่องจากระบบควบคุมนี้มีฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม 2 ฟังก์ชัน ดังนั้นจึงถูกเรียกว่า ระบบสองระดับขั้นเสรี (Two-degree-of-freedom: 2DOF) โดยโครงสร้างของระบบ 2DOF นั้น เมื่อนำมาใช้ในการควบคุมกระบวนการต่าง ๆ จะทำให้ระบบควบคุมมีประสิทธิภาพดี เนื่องจากระบบ 2DOF สามารถติดตามสัญญาณอ้างอิงที่กำหนดและสามารถกำจัดอิทธิพลของสัญญาณรบกวน $D(s)$ ที่เข้ามาในระบบได้

2.1.2 นิยามและความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์

พหุนามคุณลักษณะจากโครงสร้างมาตรฐานของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ในรูปที่ 2.1 โดยไม่มีพรีฟิลเตอร์จะสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.6)

$$\begin{aligned} P(s) &= A_c(s)A_p(s) + B_c(s)B_p(s) \\ &= a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 = \sum_{i=0}^n a_i s^i \end{aligned} \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ a_0, a_1, \dots, a_n คือสัมประสิทธิ์ของพหุนามคุณลักษณะของระบบวงปิด (Closed-loop system) ซึ่งสัมประสิทธิ์เหล่านี้จะประกอบด้วยพารามิเตอร์ของกระบวนการที่ทราบค่าแล้วและพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ยังไม่ทราบค่า ซึ่งพารามิเตอร์ของตัวควบคุมนี้จะถูกออกแบบด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ ซึ่งจะได้กล่าวต่อไป

วิธีการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ จะเป็นการออกแบบจากระบบควบคุมทั้งระบบ โดยพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม จะประกอบด้วยค่าตรรกษีเสถียรภาพ γ_i ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดเสถียรภาพของระบบ และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดความเร็วของผลตอบสนองของระบบ ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวนี้จะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับพหุนามคุณลักษณะ ส่วนค่าจำกัดเสถียรภาพ (Stability limit) γ_i^* จะเป็นตัวบอกความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลง สำหรับความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ของค่าตรรกษีเสถียรภาพ γ_i กับสัมประสิทธิ์ของพหุนามคุณลักษณะ สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.7) ค่าคงตัวเวลาสมมูล τ กับสัมประสิทธิ์ของพหุนามคุณลักษณะ แสดงดังสมการที่ (2.8) และค่าจำกัดเสถียรภาพ γ_i^* กับค่าตรรกษีเสถียรภาพ γ_i จะแสดงได้ดังสมการที่ (2.9) ดังนี้

$$\gamma_i = \frac{a_i^2}{a_{i+1}a_{i-1}} \quad (2.7)$$

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} \quad (2.8)$$

$$\gamma_i^* = \frac{1}{\gamma_{i+1}} + \frac{1}{\gamma_{i-1}}, \quad \gamma_n = \gamma_0 = \infty \quad (2.9)$$

โดยที่ $i = 1, \dots, n-1$ จากความสัมพันธ์ของค่าตรรกษีเสถียรภาพ γ_i ในสมการที่ (2.7) และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ในสมการที่ (2.8) สามารถเขียนสัมประสิทธิ์ a_i ของพหุนามคุณลักษณะ $P(s)$ ดังสมการต่อไปนี้

$$a_i = a_0 \tau^i \left(\frac{1}{\gamma_{i-1} \dots \gamma_2^{i-2} \gamma_1^{i-1}} \right) = a_0 \tau^i \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_{i-j}} \right) \quad (2.10)$$

เมื่อแทนค่าสัมประสิทธิ์ a_i แต่ละค่าลงในสมการที่ (2.6) จะได้พหุนามคุณลักษณะ $P(s)$ ที่อยู่ในเทอมของค่า a_0 , τ และ γ_i ดังนี้

$$P(s) = a_0 \left[\left\{ \sum_{i=2}^n \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_{i-j}} \right) (\tau s)^i \right\} + \tau s + 1 \right] \quad (2.11)$$

ซึ่งสมการ $P(s)$ นี้จะนำมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ ต่อไป

2.1.3 เงื่อนไขเสถียรภาพของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์

ในการพิจารณาเสถียรภาพสำหรับวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์นั้น จะใช้เงื่อนไขความพอเพียงสำหรับเสถียรภาพของลิฟาตอฟ (Lipatov's sufficient condition for stability) โดยลิฟาตอฟกล่าวว่า วิธีที่ใช้ในการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบต่าง ๆ เช่น วิธีของเรอท์-เฮอรวิทซ์ (Routh-Hurwitz) นั้นเหมาะสำหรับนำมาพิจารณาเสถียรภาพของระบบอันดับ 3 หรืออันดับ 4 แต่ไม่เพียงพอต่อการนำมาพิจารณาเสถียรภาพของระบบอันดับสูง ๆ ลิฟาตอฟได้เสนอว่า ระบบอันดับ n ที่มีพารามิเตอร์จำนวน n ตัว ขอบเขตเสถียรภาพที่แท้จริง (Exact stability region) สามารถอนุมานให้อยู่ในรูปเชิงซ้อนที่มี n มิติ แต่ขอบเขตเสถียรภาพที่เพียงพอ (Sufficient stability region) จะเป็นส่วนย่อยของขอบเขตเสถียรภาพที่แท้จริง ดังนั้น ระบบใด ๆ อาจมีเสถียรภาพแม้ว่าเงื่อนไขเสถียรภาพที่พอเพียงจะไม่น่าพอใจก็ตาม ด้วยเหตุนี้จึงกล่าวว่าเงื่อนไขเสถียรภาพของลิฟาตอฟเป็นเงื่อนไขที่ขึ้นอยู่กับความพอเพียง

จากวิธีตรวจสอบเสถียรภาพของเรอท์-เฮอรวิทซ์ เงื่อนไขเสถียรภาพของระบบอันดับ 3 แสดงดังนี้

$$a_2 a_1 > a_3 a_0 \quad (2.12)$$

ซึ่งสามารถเขียนในเทอมของค่าดรรชนีเสถียรภาพคือ

$$\gamma_2 \gamma_1 > 1 \quad (2.13)$$

และเงื่อนไขเสถียรภาพของระบบอันดับ 4 แสดงดังนี้

$$a_2 > (a_1 / a_3) a_4 + (a_3 / a_1) a_0 \quad (2.14)$$

$$\gamma_2 \gamma_3 > 1 \quad (2.15)$$

จากสมการที่ (2.9) (2.13) และ (2.15) สามารถสรุปเงื่อนไขเสถียรภาพสำหรับระบบอันดับ 3 และ 4 ได้ดังนี้

$$\gamma_i > \gamma_i^* \text{ สำหรับทุก ๆ ค่าของ } i = 2 \sim n-2 \quad (2.16)$$

สำหรับระบบอันดับ 5 และอันดับที่สูงขึ้นไป ลิฟาตอฟได้เสนอเงื่อนไขพอเพียงสำหรับความมีเสถียรภาพและความไม่มีเสถียรภาพของระบบไว้หลายรูปแบบ ทฤษฎีที่เหมาะสมกับการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ กล่าวไว้ว่า

ระบบจะมีเสถียรภาพก็ต่อเมื่อพหุนามย่อยอันดับ 4 ทุกชุดของระบบมีเสถียรภาพด้วยตัวคูณขนาด 1.12 และระบบจะไม่มีเสถียรภาพก็ต่อเมื่อพหุนามย่อยอันดับ 3 บางชุดของระบบไม่มีเสถียรภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับที่ผ่านการตรวจสอบความมีเสถียรภาพของระบบแล้ว ดังนั้น เงื่อนไขที่พอเพียงเพื่อการตรวจสอบความมีเสถียรภาพของระบบแสดงได้ดังนี้ เป็นการคัดลอกเอกสารฉบับนี้ขึ้นด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_i > 1.12 \left[\frac{a_{i-1} a_{i+2} + a_{i+1} a_{i-2}}{a_{i+1} a_{i-1}} \right] \quad (2.17)$$

$$\gamma_i > 1.12 \gamma_i^* \text{ สำหรับทุกๆ ค่าของ } i = 2 \sim n-2 \quad (2.18)$$

และเงื่อนไขพอเพียงเพื่อตรวจสอบความไม่มีเสถียรภาพของระบบแสดงได้ดังนี้

$$a_{i+1} a_i \leq a_{i+2} a_{i-1} \quad (2.19)$$

$$\gamma_{i+1} \gamma_i \leq 1 \text{ สำหรับบางค่าของ } i = 1 \sim n-2 \quad (2.20)$$

2.1.4 รูปแบบมาตรฐานของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์

เคสเลอร์ได้กำหนดค่าตรรกะนี้เสถียรภาพ γ_i ทุก ๆ ค่ามีค่าเท่ากับ 2 เพื่อลดการออกสซิลเลท และค่าพุ่งเกินของผลตอบสนองที่เกิดขึ้นในระบบควบคุมที่ออกแบบด้วยรูปแบบของ ITAE (Integral Time Absolute Error) ต่อมา ศาสตราจารย์ซุนจิ มานาเบะ พบว่า การกำหนดค่าตรรกะนี้เสถียรภาพ γ_1 ให้มีค่าเท่ากับ 2.5 จะทำให้ผลตอบสนองชั่วคราวดีขึ้น กล่าวคือ ผลตอบสนองไม่มีค่าพุ่งเกินและค่าช่วงเวลาขึ้นมีค่าลดลง ดังนั้น ค่าตรรกะนี้เสถียรภาพ γ_i มาตรฐานของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ คือ

$$\gamma_{n-1} = \dots = \gamma_3 = \gamma_2 = 2, \quad \gamma_1 = 2.5 \quad (2.21)$$

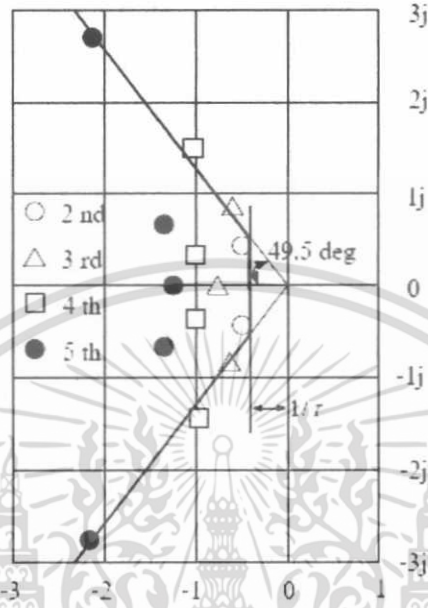
และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ จะมีความสัมพันธ์กับค่าช่วงเวลาเข้าที่ t_s ดังนี้

$$t_s = 2.5\tau \sim 3\tau \quad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.11) จะเห็นว่าพหุนามคุณลักษณะ $P(s)$ จะประกอบด้วยค่าคงตัวเวลาสมมูล τ และค่าตรรกะนี้เสถียรภาพ γ_i ดังนั้น รูปร่างของผลตอบสนองของระบบจะถูกกำหนดด้วยค่าตรรกะนี้เสถียรภาพ γ_i และความเร็วของผลตอบสนองจะถูกกำหนดด้วยค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ซึ่งคุณสมบัติของรูปแบบมาตรฐานของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ สามารถสรุปได้ดังนี้

1. สำหรับระบบชนิด 1 (Type 1 system) จะไม่มีค่าพุ่งเกิน และระบบชนิด 2 (Type 2 system) จะมีค่าพุ่งเกินประมาณ 40 เปอร์เซ็นต์
2. การกำหนดช่วงเวลาขึ้นของผลตอบสนองของระบบ สามารถออกแบบได้จากการกำหนดค่าคงตัวเวลาสมมูล
3. รูปร่างของผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดของระบบควบคุมที่ออกแบบด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ จะไม่ขึ้นอยู่กับอันดับของพหุนามคุณลักษณะของระบบ แต่จะขึ้นอยู่กับค่ากำหนดค่าตรรกะนี้เสถียรภาพ γ_i และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ

4. ตำแหน่งของโพลที่อันดับต่ำจะเรียงกันเป็นเส้นตรง และตำแหน่งของโพลที่อันดับสูงจะอยู่ภายใน 49.5 องศา จากแกนจริงลบโดยมีอัตราส่วนการหน่วง (Damping ratio) ζ มากกว่า 0.65 [1] แสดงดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 ตำแหน่งของโพลที่อันดับต่างๆ [1]

2.1.5 เงื่อนไขการเลือกค่าดรชนีเสถียรภาพ

การเลือกค่าดรชนีเสถียรภาพมาตรฐาน เป็นเงื่อนไขเริ่มต้นในการออกแบบตัวควบคุม เพื่อให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพและมีผลตอบสนองตามต้องการ อย่างไรก็ตาม ค่าดรชนีเสถียรภาพนี้สามารถปรับเปลี่ยนได้เพื่อให้ระบบควบคุมมีสมรรถนะตามต้องการ แต่ในการปรับเปลี่ยนจะต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขดังนี้

$$\gamma_i > 1.5\gamma_i^* \quad (2.23)$$

การเลือกค่าดรชนีเสถียรภาพ γ_i ให้มีค่ามาก จะทำให้ระบบควบคุมมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของกระบวนการ และจากเงื่อนไขความพอเพียงสำหรับเสถียรภาพโดยลีพาทอฟ ระบบจะมีเสถียรภาพ ถ้าดรชนีเสถียรภาพทุกตัวมีค่ามากกว่า 1.5 ซึ่งได้รับการพิสูจน์ในงานวิจัยของลีพาทอฟ [11] และถ้าดรชนีเสถียรภาพมีค่ามากกว่า 4 ทุกตัว จะทำให้รากของระบบเป็นจำนวนจริงลบทั้งหมด ดังนั้นโดยปกติจะเลือกค่า γ_i อยู่ระหว่าง 1.5 ถึง 4

2.1.6 แผนผังค่าสัมประสิทธิ์

แผนผังค่าสัมประสิทธิ์เป็นเครื่องมือที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม ซึ่งจะเป็นเครื่องมือบอกสมรรถนะของระบบควบคุมกล่าวคือ เสถียรภาพ เวลาของผลตอบสนอง และความคงทนของระบบ ในแผนผังค่าสัมประสิทธิ์จะแสดงเป็นกราฟลอการิทึม กราฟแนวตั้งแสดงค่าสัมประสิทธิ์ของพหุนาม

เอกสาคู a_i ค่าดรชนีเสถียรภาพ γ_i ค่าจำกัดเสถียรภาพ γ_i^* และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ส่วน

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแวนอนแสดงค่าอันดับ i ของค่าสัมประสิทธิ์แต่ละตัว ซึ่งความโค้งของเส้นกราฟจะบอกความมีเสถียรภาพ ความลาดเอียงของเส้นโค้งจะบอกความเร็วของผลตอบสนอง และการเปลี่ยนแปลงรูปร่างของเส้นโค้งเนื่องจากพารามิเตอร์ของระบบเปลี่ยนแปลงจะเป็นตัวบอกความคงทนของระบบ

เพื่อให้เกิดความเข้าใจวิธีการพล็อตแผนผังค่าสัมประสิทธิ์มากยิ่งขึ้นจึงจะขอยกตัวอย่างประกอบการอธิบายดังต่อไปนี้ ถ้ากำหนดให้พหุนามคุณลักษณะของระบบควบคุมวงปิดระบบหนึ่งคือ

$$P(s) = 0.25s^5 + s^4 + 2s^3 + 2s^2 + s + 0.2 \quad (2.24)$$

สัมประสิทธิ์ a_i ของพหุนามคุณลักษณะ $P(s)$ สามารถเขียนได้ดังนี้

$$a_i = [0.25 \ 1 \ 2 \ 2 \ 1 \ 0.2] \quad (2.25)$$

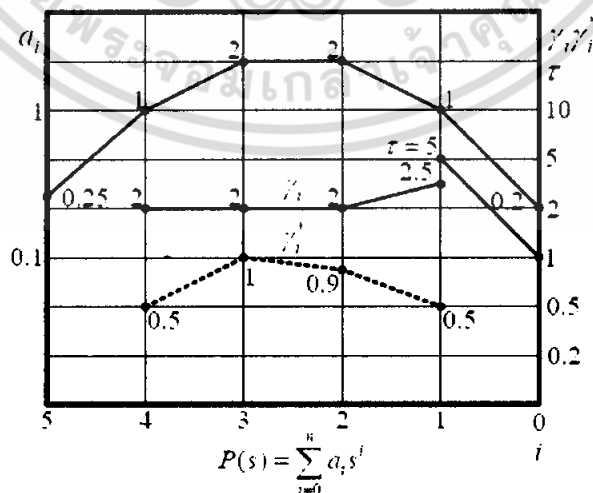
ค่าพารามิเตอร์ของ แผนผังค่าสัมประสิทธิ์ แสดงได้ดังนี้

$$\gamma_i = [2 \ 2 \ 2 \ 2.5] \quad (2.26)$$

$$\tau = 5 \quad (2.27)$$

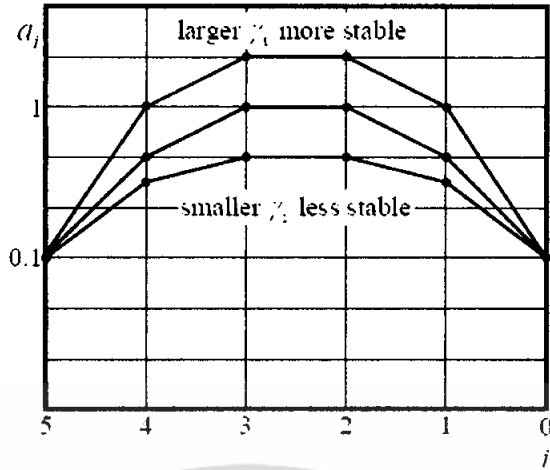
$$\gamma_i^* = [0.5 \ 1 \ 0.9 \ 0.5] \quad (2.28)$$

ดังนั้น แผนผังค่าสัมประสิทธิ์ ซึ่งประกอบด้วยค่าสัมประสิทธิ์ a_i ค่าตรรกษีเสถียรภาพ γ_i ค่าจำกัดเสถียรภาพ γ_i^* และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ แสดงได้ดังรูปที่ 2.3 สำหรับรูปที่ 2.4 นั้นแสดงถึงผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงค่าตรรกษีเสถียรภาพ γ_i และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ

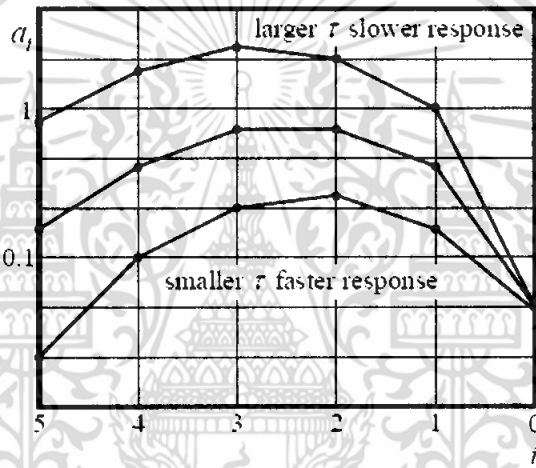


รูปที่ 2.3 แผนผังค่าสัมประสิทธิ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) เสถียรภาพของระบบ



(ข) ผลตอบสนองของระบบ

รูปที่ 2.4 ผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงค่าดรรชนีเสถียรภาพ γ_i และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ

จากรูปที่ 2.4 (ก) แสดงให้เห็นว่า ถ้าเส้นโค้งของสัมประสิทธิ์ a_i มีความโค้งมากจะทำให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพมากขึ้น โดยจะสอดคล้องกับค่าดรรชนีเสถียรภาพ γ_i ที่มีค่ามาก ในทางกลับกัน ถ้าเส้นโค้ง a_i มีความโค้งน้อยจะทำให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพน้อยลง โดยสอดคล้องกับค่า γ_i ที่มีค่าน้อย และจากรูปที่ 2.4 (ข) แสดงให้เห็นว่า เมื่อปลายเส้นโค้ง a_i เบี่ยงไปทางซ้ายมากขึ้นค่าคงตัวเวลาสมมูล τ จะมีค่าน้อยลงและผลตอบสนองของระบบควบคุมจะเร็วขึ้น

2.2 การลดอันดับ

การลดอันดับถูกนำมาใช้เพื่อช่วยลดโครงสร้างของกระบวนการให้มีขนาดเล็กลง โดยยังคงคุณลักษณะเด่นของกระบวนการนั้น ๆ การลดอันดับของกระบวนการด้วยการประมาณสมการพหุนามนั้นมีอยู่หลายวิธี สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอเพียง 3 วิธี ดังนี้

2.2.1 วิธีประมาณแบบพาดเค

แบบจำลองของกระบวนการอันดับสูง $M(s)$ ที่จะถูกควบคุมสามารถแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเขียนขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์หรือข้อผิดพลาดในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$M(s) = c_0 + c_1 s + c_2 s^2 + \dots = \frac{\sum_{i=1}^n a_{i-1} s^{i-1}}{\sum_{i=1}^{n+1} b_{i-1} s^{i-1}} \quad (2.29)$$

และแบบจำลองอันดับต่ำ $R(s)$ ของแบบจำลองของกระบวนการอันดับสูง $M(s)$ ที่ถูกประมาณด้วยวิธีการประมาณชนิดพาด แสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$R(s) = c'_0 + c'_1 s + c'_2 s^2 + \dots = \frac{\sum_{i=1}^r a'_{i-1} s^{i-1}}{\sum_{i=1}^{r+1} b'_{i-1} s^{i-1}} \quad (2.30)$$

โดยให้ $c'_0 = c_0$, $c'_1 = c_1$ และโดยทั่วไป $c'_i = c_i$ เมื่อ $i = 1, 2, \dots, 2r-1$ จากเงื่อนไขนี้จะได้สมการจำนวน $2r$ สมการที่ไม่ทราบค่าจำนวน $2r$ ที่นำไปสู่แบบจำลองอันดับต่ำ ดังนี้

$$\begin{aligned} a_0 &= b_0 c_0 \\ a_1 &= b_0 c_1 + b_1 c_0 \\ &\vdots \\ a_{r-1} &= b_0 c_{r-1} + b_1 c_{r-2} + \dots + b_{r-1} c_0 \\ 0 &= b_0 c_r + b_1 c_{r-1} + \dots + b_{r-1} c_1 + c_0 \\ &\vdots \\ 0 &= b_0 c_{2r-1} + b_1 c_{2r-2} + \dots + b_{r-1} c_r + c_{r-1} \end{aligned} \quad (2.31)$$

ดังนั้นจะได้สัมประสิทธิ์ตัวส่วนของแบบจำลองอันดับต่ำโดยตรงจากการแก้สมการ r ชุดหลัง และจะได้สัมประสิทธิ์ตัวเศษจากการแก้สมการ r ชุดแรก และคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของการกระจายอนุกรมกำลัง c_0, c_1, \dots, c_{2r} ได้ดังนี้ [8]

$$c_0 = \frac{a_0}{b_0} \quad (2.32)$$

$$c_i = \frac{1}{b_0} \left(a_i - \sum_{j=1}^i b_j c_{i-j} \right) \quad \text{เมื่อ } i > 0 \quad (2.33)$$

$$a_i = 0 \quad \text{เมื่อ } i > n-1 \quad (2.34)$$

ข้อดีของวิธีนี้คือ ง่ายในเชิงคำนวณเมื่อใช้วิธีการประมาณแบบพาด ทำให้สามารถประมาณแบบจำลองกระบวนการออนไลน์ได้ด้วย (On-line model approximation procedure) และยังคง

ข้อเสียของวิธีนี้คือ แบบจำลองอันดับต่ำที่ได้ อาจไม่มีเสถียรภาพ ถึงแม้ว่าแบบจำลองของกระบวนการอันดับสูงมีเสถียรภาพอะซิมโทติก (Asymptotically stable system)

2.2.2 วิธีเกณฑ์เสถียรภาพของเราท์

วิธีเกณฑ์เสถียรภาพของเราท์ถูกเสนอโดยฮัตตัน (Hutton) และฟรายด์แลนด์ (Friedland) [9] โดยกำหนดรูปของแบบจำลองของกระบวนการอันดับสูงที่มีเสถียรภาพอย่างไม่จำกัด ดังนี้

$$M(s) = \frac{b_{11} + b_{12}s + \dots + b_{1n}s^{n-1}}{a_{11} + a_{12}s + \dots + a_{1n}s^{n-1}} \tag{2.35}$$

สำหรับระบบอินพุตเดียวเอาต์พุตเดียว จะกำหนดให้ฟังก์ชันถ่ายโอน $M(s)$ แบบจำลองของกระบวนการอันดับสูง กระจายในรูปของพารามิเตอร์ α และ β ดังนี้

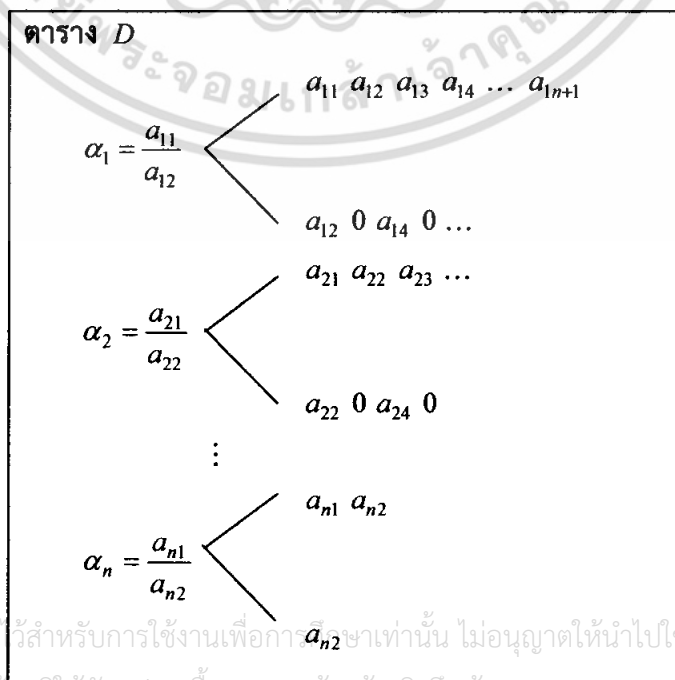
$$M(s) = \beta_1 f_1(s) + \beta_2 f_1(s)f_2(s) + \dots + \beta_n f_1(s)f_2(s)\dots f_n(s) \tag{2.36}$$

เมื่อ β_i เป็นค่าคงที่ โดยที่ $i = 1, 2, \dots, n$ และนิยามฟังก์ชัน $f_i(s)$ ดังนี้

$$f_i(s) = \frac{1}{\alpha_i s + \frac{1}{\alpha_{i+1} s + \frac{1}{\alpha_{i+2} s + \dots + \frac{1}{\alpha_{n-1} s + \frac{1}{\alpha_n s}}}}} \tag{2.37}$$

โดยที่ $i = 2, 3, \dots, n$ สำหรับพจน์แรกเป็นพจน์ $\frac{1}{1 + \alpha_1 s}$ ซึ่งใช้แทนที่พจน์ $\frac{1}{\alpha_1 s}$

ค่าสัมประสิทธิ์ α_i และ β_i สามารถคำนวณได้จากตาราง D และตาราง N ตามลำดับดังนี้



โดยที่

$$a_{i,j} = a_{(i-1)(j+1)} \quad (j \text{ เป็นจำนวนคี่})$$

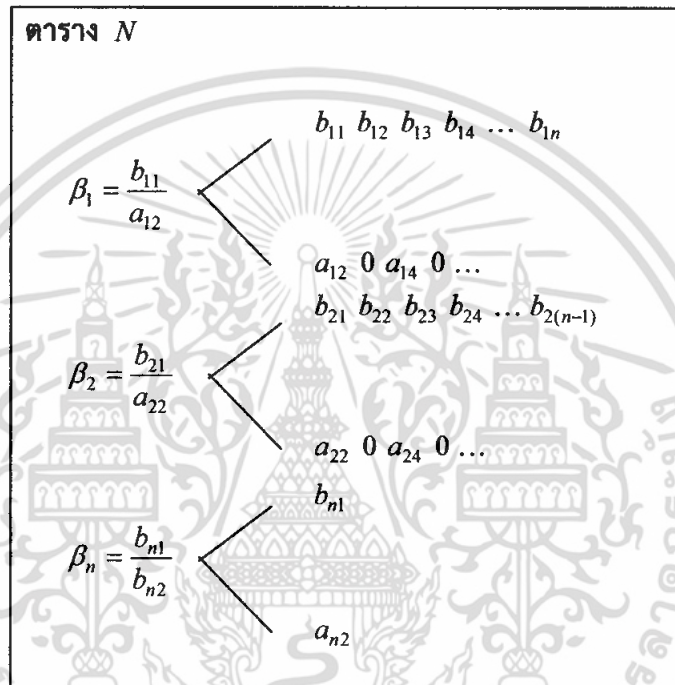
และ

$$a_{i,j} = a_{(i-1)(j+1)} - \alpha_{i-1} a_{(i-1)(j+2)} \quad (j \text{ เป็นจำนวนคู่})$$

(2.38)

เมื่อ $i = 2, 3, \dots, n$

จากแถวหมายเลขคู่ในตาราง D สามารถนำมาสร้างตาราง N ซึ่งมีโครงสร้างดังต่อไปนี้



โดยที่

$$b_{i,j} = b_{(i-1)(j+1)} \quad (j \text{ เป็นจำนวนคี่})$$

และ

$$b_{i,j} = b_{(i-1)(j+1)} - \beta_{i-1} a_{(i-1)(j+2)} \quad (j \text{ เป็นจำนวนคู่})$$

(2.39)

เมื่อ $i = 2, 3, \dots, n$

การกำหนดให้ α_i มีค่าเป็นบวกอย่างเดียว จะประกันได้ว่าระบบอินพุตเดียวเอาต์พุตเดียวมีเสถียรภาพอะซิมโทต ซึ่งแอสโตรม (Astrom) ได้เสนออัลกอริทึมที่มีประสิทธิภาพในการคำนวณหาพารามิเตอร์ α_i และพารามิเตอร์ β_i [12] โดยหาแบบจำลองที่ถูกลดอันดับจากการกระจาย $\alpha - \beta$ ได้ และเป็นแบบจำลองที่เหลือเพียง r เทอมเท่านั้น (ในสมการที่ (2.36) มี n เทอม) ถ้าระบบเดิมมีเสถียรภาพอะซิมโทตแล้ว แบบจำลองที่ถูกประมาณก็จะมีเสถียรภาพอะซิมโทตด้วยโดยยังคงรักษาพจน์ $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_r$ ที่สอดคล้องกันที่มีค่าเป็นบวก

ดังนั้น แบบจำลองที่ถูกลดอันดับ $M_r(s)$ จะมีค่าดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้วยการค้า

$$M_r(s) = \beta_1 p_1(s) + \beta_2 p_1(s) p_2(s) + \dots + \beta_r p_1(s) p_2(s) \dots p_r(s) \quad (2.40)$$
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยให้

$$p_i(s) = \frac{1}{\alpha_i s + \frac{1}{\alpha_{i+1} s + \frac{1}{\alpha_{i+2} s + \frac{1}{\alpha_{i+3} s + \frac{1}{\alpha_{i+4} s + \frac{1}{\alpha_{i+5} s + \frac{1}{\alpha_{i+6} s + \frac{1}{\alpha_{i+7} s + \frac{1}{\alpha_{i+8} s + \frac{1}{\alpha_{i+9} s + \frac{1}{\alpha_{i+10} s}}}}}}}}}}}}}} \quad (2.41)$$

ข้อดีของวิธีเกณฑ์เสถียรภาพของเราที่นำเสนอคือ

1. แบบจำลองที่ถูกประมาณนั้นจะยังคงมีเสถียรภาพอยู่
2. วิธีการนี้เป็นวิธีที่นำไปสู่การประมาณค่าของพลังงาน ในความเป็นจริงเมื่อกำหนดผลตอบสนองพลังงานต่อสัญญาณอิมพัลส์ของระบบเป็น

$$I = \int_0^{\infty} g^2(t) dt \quad (2.42)$$

โดยที่ $g(t)$ เป็นลาปลาซผกผันของ $M(s)$ และเมื่อใช้ทฤษฎีแบบดั้งเดิม [13] ก็จะสามารถนิยามแบบจำลองอันดับ k ของผลตอบสนองพลังงานต่อสัญญาณอิมพัลส์ ได้ดังนี้

$$I_k = E_1 + E_2 + \dots + E_k \quad \text{เมื่อ } k=1,2,\dots,n \quad (2.43)$$

เมื่อแต่ละเทอมของ E_i ถูกกำหนดเป็น

$$E_i = \frac{\beta_i^2}{2\alpha_i} \quad (2.44)$$

เมื่อ $i=1,2,\dots,r$ ดังนั้น จากพารามิเตอร์ α_i และ β_i จะได้ผลตอบสนองพลังงานต่อสัญญาณอิมพัลส์ (I_r) ของแบบจำลองที่ถูกลดรูป คือ

$$I_r \leq I_n = I \quad (\text{เมื่อ } i=1,2,\dots,r) \quad (2.45)$$

3. เมื่อ $s=0$ นั้น ค่าสัมประสิทธิ์ r แรกของอนุกรมเทเลอร์ (Taylor) ของ $M(s)$ และ $M_r(s)$ มีค่าเท่ากัน

ข้อควรระวังของวิธีการนี้คือ ไม่สามารถนำไปใช้กับระบบมีเสถียรภาพแบบไม่อะซิมโทติก (Non-asymptotically stable systems)

2.2.3 วิธีสมการเสถียรภาพ

การประมาณแบบจำลองของกระบวนการอันดับสูงที่มีเสถียรภาพอะซิมโทต ให้เป็นแบบจำลองอันดับต่ำที่ยังคงมีเสถียรภาพอะซิมโทตโดยใช้วิธีสมการเสถียรภาพ กำหนดให้ [10]

$$M(s) = \frac{F_N(s)}{F_D(s)} \quad (2.46)$$

เมื่อ $F_N(s)$ เป็นพหุนามเศษอันดับ m และ $F_D(s)$ เป็นพหุนามส่วนอันดับ n โดยที่ $m \leq n$ เมื่อแยก $F_N(s)$ และ $F_D(s)$ เป็นส่วนของอันดับคู่และคี่ จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$F(s) = \frac{F_{Ne}(s) + F_{No}(s)}{F_{De}(s) + F_{Do}(s)} \quad (2.47)$$

เมื่อพหุนามเศษ คือ

$$F_{Ne}(s) = \sum_{i=0,2,4}^m b_i s^i \quad (2.48)$$

$$F_{No}(s) = \sum_{i=1,3,5}^m b_i s^i \quad (2.49)$$

และพหุนามส่วน คือ

$$F_{De}(s) = \sum_{i=0,2,4}^n a_i s^i \quad (2.50)$$

$$F_{Do}(s) = \sum_{i=1,3,5}^n a_i s^i \quad (2.51)$$

สมการที่ (2.48) ถึง สมการที่ (2.51) เรียกว่า สมการเสถียรภาพของพหุนามเศษและพหุนามส่วน

รากของ F_{Ne} และ F_{De} คือ z_i และรากของ F_{No} และ F_{Do} คือ p_i สำหรับระบบที่มีเสถียรภาพอะซิมโทตและเป็นระบบเฟสที่ไม่ต่ำสุด สมการที่กล่าวข้างต้นสามารถแยกเป็นตัวประกอบได้ดังนี้

$$F_{Ne}(s) = \prod_{i=1}^{m'} (s^2 + z_{N_i}^2) \quad (2.52)$$

$$F_{No}(s) = s \prod_{i=1}^{m'} (s^2 + p_{N_i}^2) \quad (2.53)$$

และ

$$F_{De}(s) = \prod_{i=1}^{n'} (s^2 + z_{D_i}^2) \quad (2.54)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวทช.จัดทำขึ้นเพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F_{Do}(s) = s \prod_{i=1}^{n'} (s^2 + p_{D_i}^2) \tag{2.55}$$

โดยที่

$$\begin{aligned} m' &= m/2 \quad \text{เมื่อ } m \text{ เป็นจำนวนคู่} & m' &= (m-1)/2 \quad \text{เมื่อ } m \text{ เป็นจำนวนคี่} \\ n' &= n/2 \quad \text{เมื่อ } n \text{ เป็นจำนวนคู่} & n' &= (n-1)/2 \quad \text{เมื่อ } n \text{ เป็นจำนวนคี่} \end{aligned}$$

และ

$$\begin{aligned} p_{N_1}^2 &< p_{N_2}^2 < p_{N_3}^2 \dots & p_{D_1}^2 &< p_{D_2}^2 < p_{D_3}^2 \dots \\ z_{N_1}^2 &< z_{N_2}^2 < z_{N_3}^2 \dots & z_{D_1}^2 &< z_{D_2}^2 < z_{D_3}^2 \dots \end{aligned}$$

การเสนอแนะแนวคิดเกี่ยวกับเก็บค่าเด่นของ z_i และ p_i ที่มีขนาดเล็ก และละทิ้งค่า z_i และ p_i ที่มีขนาดใหญ่ เป็นวิธีการลดอันดับของสมการที่มีเสถียรภาพ ดังนั้น จึงสามารถหาพหุนามที่ถูกลดอันดับของ $F_N(s)$ และ $F_D(s)$ และนำไปสู่การหาแบบจำลองที่ถูกลดอันดับลง

ในการที่จะทำให้ผลตอบสนองสถานะอยู่ตัวของแบบจำลองที่ประมาณค่ามีค่าเท่ากับผลตอบสนองเดิม จะต้องนำตัวประกอบทั้งพหุนามเศษและพหุนามส่วนมาแก้ไขตามที่เสนอแนะไว้แล้ว ข้อดีของวิธีนี้คือ (ก) สามารถรักษาเสถียรภาพของแบบจำลองที่ลดอันดับได้ และ (ข) สามารถหารากของสมการเสถียรภาพได้ง่าย

ข้อควรระวังของวิธีนี้ เป็นวิธีการที่ขึ้นอยู่กับการศึกษาแก้ปัญหาซึ่งคล้ายกับวิธีอาร์เรย์ของเราท์ (Routh array method) โดยที่แบบจำลองที่ลดอันดับลงนั้นยังคงมีเสถียรภาพเชิงโครงสร้างรวมทั้งความสัมพันธ์ (Correlation) ระหว่างแบบจำลองเดิมและแบบจำลองที่ถูกลดอันดับลงสูญหายไป

การลดอันดับทั้ง 3 แบบที่กล่าวมาแล้วนั้น มีทั้งข้อดีและข้อเสียซึ่งสรุปได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ข้อดีและข้อเสียของวิธีการลดอันดับ

วิธีการลดอันดับ	ข้อดี	ข้อเสีย
การประมาณแบบพาเด	<ul style="list-style-type: none"> - หาแบบจำลองอันดับต่ำได้ง่าย - แบบจำลองอันดับต่ำยังคงคุณลักษณะสถานะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัวของแบบจำลองของกระบวนการอันดับสูง 	<ul style="list-style-type: none"> - แบบจำลองอันดับต่ำของแบบจำลองของกระบวนการอันดับสูงที่มีเสถียรภาพอะซิมโทด อาจไม่มีเสถียรภาพ
เกณฑ์เสถียรภาพของเราท์	<ul style="list-style-type: none"> - แบบจำลองอันดับต่ำยังคงมีเสถียรภาพอยู่ 	<ul style="list-style-type: none"> - ไม่สามารถใช้กับแบบจำลองของกระบวนการอันดับสูงที่ไม่มีเสถียรภาพ
สมการเสถียรภาพ	<ul style="list-style-type: none"> - หาแบบจำลองอันดับต่ำได้ง่าย - เสถียรภาพของแบบจำลองอันดับต่ำไม่สูญเสีย 	<ul style="list-style-type: none"> - ความสัมพันธ์ระหว่างแบบจำลองอันดับต่ำและแบบจำลองของกระบวนการอันดับสูงสูญหายไป

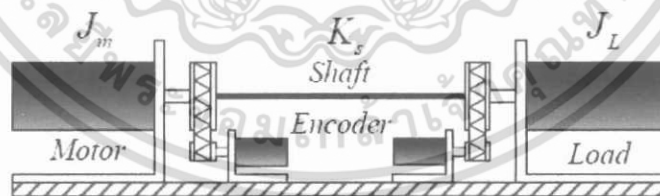
บทที่ 3

ระบบสองความเฉื่อย

ระบบสองความเฉื่อย หรือระบบสองมวล เป็นระบบที่ทำหน้าที่ซบภาระที่ติดตั้งอยู่ห่างกัน และเชื่อมต่อคู่ควบกันด้วยเพลายาวโดยอาศัยอุปกรณ์ซบร่วมกัน ในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างของระบบสองความเฉื่อย แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองความเฉื่อย และการหาพารามิเตอร์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองความเฉื่อย ซึ่งจะมีความสำคัญต่อการออกแบบตัวควบคุมของระบบ โดยทั่วไประบบสองความเฉื่อยเป็นระบบที่มีก่ประสพปัญหาเนื่องจากเรโซแนนซ์การบิด (Torsional resonance) ซึ่งเกิดจากเพลลาที่ต่อเชื่อมภาระมีความยืดหยุ่น (Stiffness) ทำให้เพลลาเกิดการบิดตัวเมื่อมีแรงบิดส่งผ่านเพลลา การบิดตัวของเพลลานั้นทำให้การหมุนในตำแหน่งเชิงมุม (Angular position) เกิดความแตกต่างกันตลอดแนวเพลลา และตำแหน่งเชิงมุมที่เกิดขึ้นนั้นจะมีความสัมพันธ์กับความถี่ที่มากกระตุ้นและพารามิเตอร์ของระบบ ในความถี่บางความถี่อาจทำให้เกิดมุมของการบิดตัวเป็นเฟสตรงกันข้าม ซึ่งในระบบเชิงกลที่เกิดการเก็บสะสมพลังงานจลน์ (Kinetic energy) จะทำให้ขนาดของการบิดตัวเพิ่มมากขึ้น และเรียกปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นนี้ว่า เรโซแนนซ์การบิด ปรากฏการณ์นี้อาจก่อให้เกิดความเสียหายแก่การเชื่อมต่อโครงสร้างทางกลของระบบควบคุมได้ นอกจากนี้ยังส่งผลกระทบต่อควบคุมความเร็วของระบบด้วย ดังนั้นการออกแบบตัวควบคุมที่เหมาะสมเพื่อให้ทำหน้าที่ควบคุมความเร็วและการลดเรโซแนนซ์การบิดที่เกิดขึ้นในระบบสองความเฉื่อยจึงมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง

3.1 โครงสร้างของระบบสองความเฉื่อย

ระบบสองความเฉื่อยที่ใช้ศึกษาเพื่อออกแบบตัวควบคุมในวิทยานิพนธ์นี้มีโครงสร้างทางกายภาพแสดงดังรูปที่ 3.1

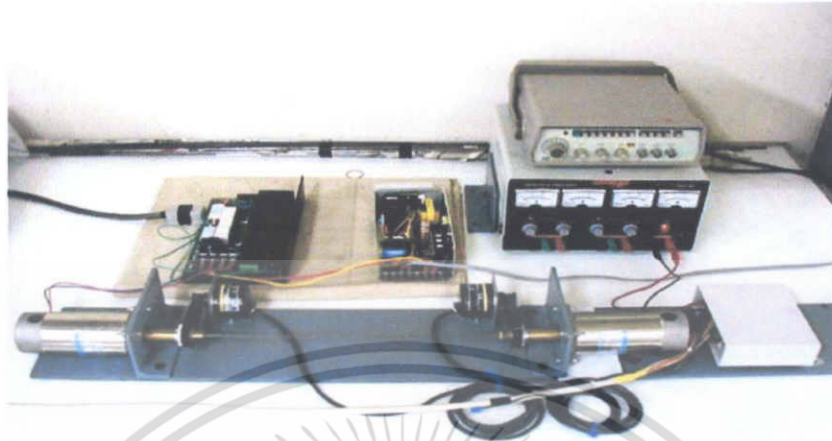


รูปที่ 3.1 โครงสร้างทางกายภาพของระบบสองความเฉื่อย [14]

และโครงสร้างระบบสองความเฉื่อยที่ใช้ในห้องปฏิบัติการแสดงได้ดังรูปที่ 3.2 ประกอบด้วยมอเตอร์ 2 ตัว ตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นตัวขับ ส่วนอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นภาระ มอเตอร์ทั้งสองเชื่อมต่อกันด้วยเพลายาวและติดตั้งเอนโคเดอร์สำหรับวัดความเร็วรอบของมอเตอร์ ซึ่งมอเตอร์ที่ใช้เป็นดีซีมอเตอร์ (DC motor) ขนาด 80W มีขนาดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 12V ใช้กระแส 10A ซึ่งเป็นมอเตอร์ของบริษัท ซาวามูระ เดนกิ โคเกียว (SAWAMURA DENKI KOGYO CO., LTD) รุ่น SS40E8 ในการทดลองวัดความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยเอนโคเดอร์ชนิดโรตารี (Rotary encoder) ยี่ห้อ OMRON

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

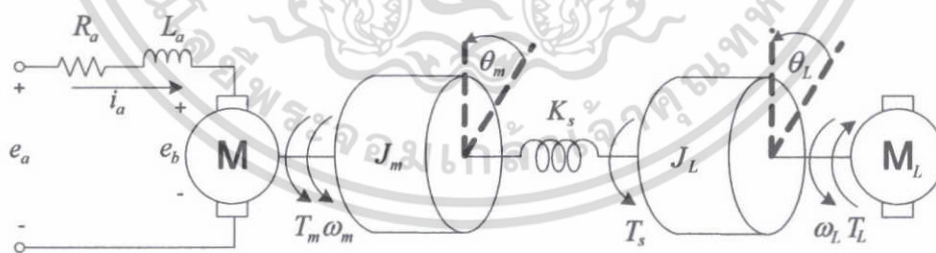
รุ่น E6C2-CWZ6C มีขนาดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 5–24V ใช้กระแสไฟฟ้า 80mA (รายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะแสดงในภาคผนวก ก)



รูปที่ 3.2 ระบบสองความถี่ในท้องปฏิบัติการ

3.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองความถี่

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองความถี่หาได้จากฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบสองความถี่ $G_p(s) = \frac{\omega_m(s)}{E_a(s)}$ เพื่อนำไปออกแบบตัวควบคุม จากโครงสร้างทางกายภาพของระบบสองความถี่ในรูปที่ 3.1 สามารถแสดงแบบจำลองทางพลวัตของระบบสองความถี่ ซึ่งอธิบายทิศทางของแรงบิดและการหมุนในส่วนต่าง ๆ ของระบบสองความถี่ ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แบบจำลองกรณีไม่มีภาระทางไฟฟ้าต่อกับมอเตอร์ภาระ

- โดยที่
- e_a คือ แรงดันอินพุตมอเตอร์ตัวขับ (Armature input voltage)
 - R_a คือ ความต้านทานอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวขับ (Armature resistance)
 - L_a คือ ความเหนี่ยวนำอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวขับ (Armature inductance)
 - i_a คือ กระแสอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ตัวขับ (Armature current)
 - e_b คือ แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ตัวขับ (Back electromotive force)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- K_e คือ ค่าคงที่แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ตัวขับ (Back electromotive force constant)
- ω_m คือ ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับ (Angular velocity)
- K_m คือ ค่าคงที่แรงบิดของมอเตอร์ตัวขับ (Torque constant)
- T_m คือ แรงบิดของมอเตอร์ตัวขับ (Torque)
- J_m คือ โมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์ตัวขับ (Moment of inertia)
- θ_m คือ ตำแหน่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับ (Angular position)
- 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 แรงบิดรบกวน (Disturbance torque)

การควบคุมความเร็ว ω_m ของมอเตอร์ที่ทำหน้าที่ขับเพลลาซึ่งต่อคู่ควบอยู่กับภาระนั้น กระทำได้โดยการเปลี่ยนแรงดันอินพุต e_a ที่ป้อนให้กับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งเป็นมอเตอร์ขั้วชนิดแม่เหล็กถาวร เมื่อจ่ายแรงดันอินพุต e_a ให้กับมอเตอร์เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้า i_a ขึ้นในวงจรไฟฟ้างดรูปที่ 3.3 และเมื่อใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์รอบวงจรไฟฟ้าจะได้

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

โดยที่ $e_b(t)$ คือแรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ เกิดจากตัวนำของอาร์เมเจอร์ในโรเตอร์หมุนตัดผ่านเส้นแรงแม่เหล็กซึ่งเกิดจากแม่เหล็กถาวร ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงดันไฟฟ้าในตัวนำตามกฎของฟาราเดย์ โดยแรงดันย้อนกลับของมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนกับความเร็วเชิงมุมดังนี้

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

กำหนดให้เส้นแรงของฟิลต์เป็นค่าคงที่ แรงบิดของมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนกับกระแสอาร์เมเจอร์ $i_a(t)$ ดังสมการนี้

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสาร $T_s(t) = K_s (\theta_m(t) - \theta_L(t))$ ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน (3.4) ถ้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาการเคลื่อนที่เชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับ พบว่าแรงบิดของมอเตอร์ตัวขับที่ส่งผ่านเพลามีทิศทางตรงข้ามกับแรงบิดของมอเตอร์ตัวภาระและแรงบิดเนื่องจากแรงเสียดทาน โดยขนาดของแรงบิดสุทธิของมอเตอร์ตัวขับจะแปรผันตามโมเมนต์ความเฉื่อย J_m และความเร่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับดังสมการที่ (3.5)

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

โดยที่ T_f คือแรงบิดที่ต้องเอาชนะการสูญเสียอันเนื่องมาจากแรงเสียดทานและ f_m คือสัมประสิทธิ์วิสกอสฟริกชันของมอเตอร์ซึ่งมีค่าต่ำ ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์นี้จึงประมาณให้ T_f และ f_m มีค่าเท่ากับศูนย์เพื่อให้ง่ายต่อการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ จากสมการ (3.5) จะได้

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

เมื่อพิจารณาการเคลื่อนที่เชิงมุมของมอเตอร์ตัวภาระ พบว่าแรงบิดที่มอเตอร์ตัวภาระส่งผ่านเพลามีทิศทางตรงข้ามกับแรงบิดการรบกวน โดยขนาดของแรงบิดสุทธิของมอเตอร์ตัวภาระจะแปรผันตามโมเมนต์ความเฉื่อย J_L และความเร่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวภาระดังสมการที่ (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

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

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

หลังจากแทน $E_b(s)$ จากสมการที่ (3.9) ลงในสมการที่ (3.8) สามารถหากระแสอาร์เมเจอร์ $I_a(s)$ ได้ดังนี้

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

เมื่อแปลงลาปลาซสมการที่ (3.3) แล้ว จะได้แรงของบิดมอเตอร์ดังสมการต่อไปนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำ $I_a(s)$ ในสมการที่ (3.10) แทนลงในสมการที่ (3.11) จะได้แรงบิดของมอเตอร์ตัวขับ

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

ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับ $\omega_m(s)$ จะหาได้จากการแปลงลาปลาซสมการที่ (3.6) และจัดรูปใหม่ ดังนี้

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

ในทำนองเดียวกัน เมื่อแปลงลาปลาซสมการที่ (3.7) สามารถหาความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ตัวภาระ $\omega_L(s)$ ได้ดังนี้

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

เนื่องจากความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับและตัวภาระจะแปรผันตามอัตราการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งเชิงมุมในหนึ่งหน่วยเวลา ดังนั้น ตำแหน่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับและตำแหน่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวภาระจึงสามารถอธิบายด้วยลาปลาซดังสมการที่ (3.15) และ (3.16) ตามลำดับ

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

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

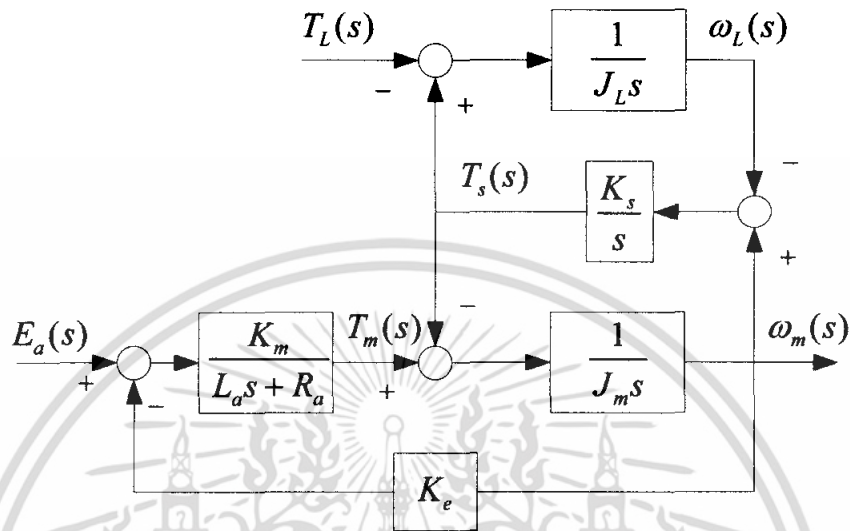
เมื่อนำสมการที่ (3.4) มาแปลงลาปลาซ จะได้แรงบิดของมอเตอร์ตัวภาระดังสมการที่ (3.17)

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

และแทนตำแหน่งเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับ $\theta_m(s)$ และภาระ $\theta_L(s)$ ในสมการที่ (3.15) และ (3.16) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด $T_s(s)$ กับความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ทั้งสองดังนี้

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

จากความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ของแบบจำลองพลวัตของระบบสองความเฉื่อยข้างต้น สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ตัวขับ $\omega_m(s)$ กับแรงดันไฟฟ้า $E_a(s)$ ที่ป้อนให้กับมอเตอร์ได้ดังบล็อกไดอะแกรมระบบสองความเฉื่อยดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมของระบบสองความเฉื่อย

เมื่อให้แรงบิดการรบกวน $T_L = 0$ จะสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบสองความเฉื่อย $G_p(s)$ ได้ ดังสมการที่ (3.19)

$$G_p(s) = \frac{\omega_m(s)}{E_a(s)} = \frac{n_2 s^2 + n_0}{s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} \quad [\text{krpm/V}] \quad (3.19)$$

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

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$d_4 = 1$$

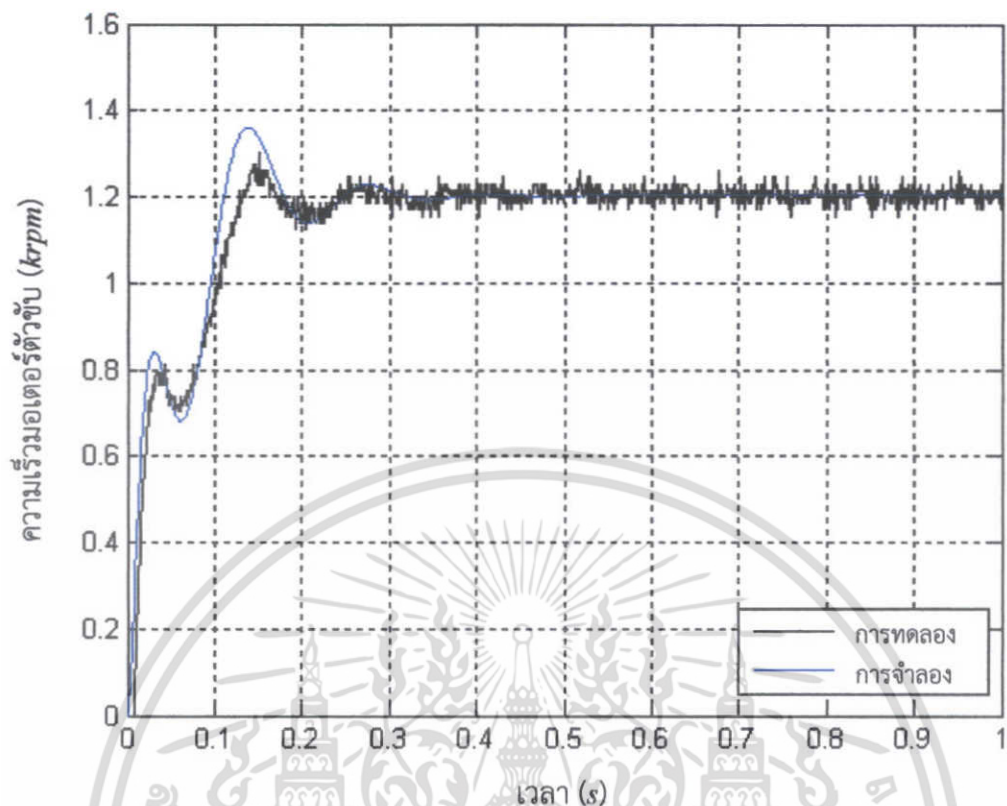
3.3 พารามิเตอร์ของระบบสองความเฉื่อย

พารามิเตอร์ของระบบสองความเฉื่อย สามารถทราบค่าพารามิเตอร์ R_a , L_a , K_e และ K_m ได้จากตาต้าชีต (Data sheet) เท่านั้นดังแสดงในภาคผนวก ก ส่วนพารามิเตอร์ J_m และ J_L จะหาค่าด้วยวิธีทางกล ซึ่งสามารถสรุปค่าพารามิเตอร์ทุกค่าของระบบสองความเฉื่อยได้ดังตารางที่ 3.1 ยกเว้นค่าความแข็งตึงของเพลา K_s ซึ่งจะได้จากการนำผลจำลองไปเปรียบเทียบกับผลการทดลอง โดยให้มีผลใกล้เคียงกันมากที่สุด

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบสองความเฉื่อย

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 $kg \cdot cm^2$

การหาค่าความแข็งตึงของเพลา K_s ดำเนินการหาดังนี้ เริ่มต้นจากป้อนสัญญาณอ้างอิงแบบขั้นบันไดที่ 4.65V ให้กับระบบสองความเฉื่อยในห้องปฏิบัติการ ได้ผลตอบสนองวงเปิดของระบบสองความเฉื่อยดังรูปที่ 3.5 (เส้นสีน้ำเงิน) และพบว่าผลตอบสนองวงเปิดที่ได้นั้นเกิดเรโซแนนซ์การบิดขึ้น จากนั้นนำค่าพารามิเตอร์ในตารางที่ 3.1 แทนค่าลงในสมการที่ (3.19) และกำหนดค่าเริ่มต้น K_s ด้วยค่าค่าหนึ่งแล้วจำลองผลตอบสนองวงเปิดด้วยโปรแกรมแมตแล็บ (MATLAB) จากนั้นจึงปรับค่า K_s จนกระทั่งผลตอบสนองวงเปิด (เส้นสีดำ) ใกล้เคียงกับผลตอบสนองที่ได้จากการทดลองมากที่สุด พบว่าค่าความแข็งตึงของเพลาของระบบสองความเฉื่อย $K_s = 14 N \cdot m / rad$



รูปที่ 3.5 ผลการทดลองและผลการจำลองผลตอบสนองวงเปิดของระบบต่อสัญญาณขั้นบันได เมื่อ $K_s = 14 \text{ N.m/rad}$

เมื่อนำค่าพารามิเตอร์ในตารางที่ 3.1 รวมทั้งค่าความแข็งตึงของเพลา K_s ซึ่งได้จากการทดลองแทนลงในสมการ (3.19) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบสองความเฉื่อย $G_p(s)$ ดังนี้

$$G_p(s) = \frac{3.67 \times 10^4 s^2 + 5.13 \times 10^7}{s^4 + 2.5 \times 10^3 s^3 + 1.45 \times 10^5 s^2 + 7.39 \times 10^6 s + 1.98 \times 10^8} \quad [\text{krpm/V}] \quad (3.20)$$

พบว่าระบบสองความเฉื่อย $G_p(s)$ มีโพลวงเปิดจำนวน 4 ตัว อยู่ที่ $s = -36.75, -2441.8, -10.7 + j45.75, -10.7 - j45.75$ และซีโรวงเปิด 2 ตัว อยู่ที่ $s = +j37.39, -j37.39$

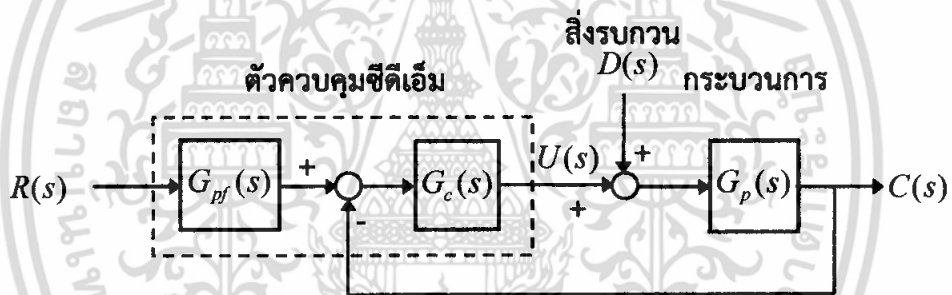
เมื่อได้ฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการที่ (3.20) แล้ว ในบทถัดไปจะกล่าวถึงการนำฟังก์ชันถ่ายโอนนี้ไปลดอันดับให้ต่ำลงด้วยวิธีการที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 รวมทั้งการออกแบบตัวควบคุมให้กับระบบสองความเฉื่อย

บทที่ 4 การออกแบบตัวควบคุม

วิทยานิพนธ์บทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างของระบบควบคุมที่ได้นำเสนอ ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมอย่างง่ายโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ และสาธิตการออกแบบตัวควบคุมอย่างง่ายโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์สำหรับระบบสองความเฉื่อย เพื่อนำไปควบคุมความเร็วมอเตอร์ของระบบสองความเฉื่อยให้มีสมรรถนะตามต้องการ

4.1 โครงสร้างของระบบควบคุมที่นำเสนอ

โครงสร้างมาตรฐานของระบบควบคุมโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้นำเสนอในบทที่ 2 ในรูปที่ 2.1 สามารถปรับโครงสร้างใหม่เพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจได้ดังรูปที่ 4.1 ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนของกระบวนการที่ต้องการควบคุม $G_p(s)$ และส่วนของตัวควบคุมซีดีเอ็มที่ประกอบด้วยตัวควบคุม $G_c(s)$ และพรีฟิลเตอร์ $G_{pf}(s)$



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของระบบควบคุมโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ที่ปรับโครงสร้างใหม่

โดยกระบวนการที่ต้องการควบคุม $G_p(s)$ สามารถนิยามจากสมการที่ (2.1) และ (2.2) ได้เป็น

$$G_p(s) = \frac{B_p(s)}{A_p(s)} = \frac{q_m s^m + q_{m-1} s^{m-1} + \dots + q_0}{p_k s^k + p_{k-1} s^{k-1} + \dots + p_0} \quad (4.1)$$

เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ต้องการกำจัดค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัวของระบบควบคุมต่อสัญญาณอ้างอิงแบบขั้นบันได จึงนำเสนอให้ตัวควบคุม $G_c(s)$ อยู่ในรูปอินทิกรัล (Integral form) ซึ่งเป็นระบบชนิด 1 (Type 1 system) เพื่อให้ค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัวมีค่าเป็นศูนย์ โดยกำหนดให้ค่า $l_0 = 0$ ทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม $G_c(s)$ เป็น

$$G_c(s) = \frac{B_c(s)}{A_c(s)} = \frac{k_\lambda s^\lambda + k_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + k_0}{s(l_\lambda s^{\lambda-1} + l_{\lambda-1} s^{\lambda-2} + \dots + l_1)} \quad (4.2)$$

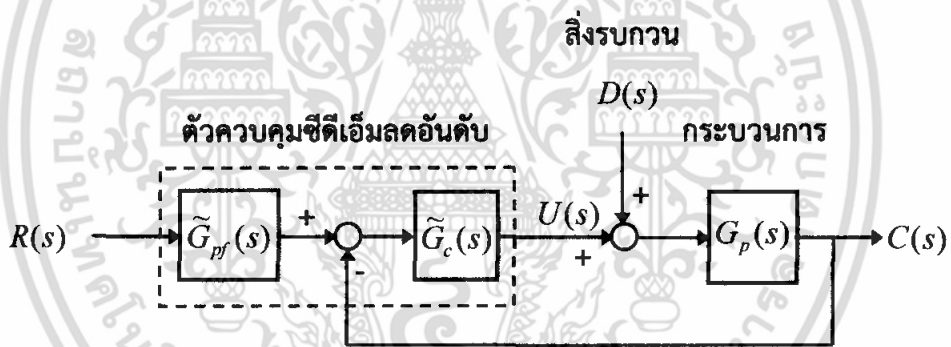
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และพรีฟิลเตอร์ $G_{pf}(s)$ ทัวไปเป็นดังสมการที่ (4.3)

$$G_{pf}(s) = \frac{B_a(s)}{B_c(s)} = \frac{k_0}{k_\lambda s^\lambda + k_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + k_0} \quad (4.3)$$

โดยที่ $\lambda < k$ และ $m < k$

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ตัวควบคุมอย่างง่ายโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์จะประกอบด้วยตัวควบคุม $\tilde{G}_c(s)$ และ พรีฟิลเตอร์ $\tilde{G}_{pf}(s)$ ซึ่งออกแบบด้วยแนวคิดเดียวกับตัวควบคุมโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ทัวไป แต่เนื่องจากต้องการศึกษาระบบควบคุมที่อันดับลดลง ดังนั้นจึงออกแบบตัวควบคุม $\tilde{G}_c(s)$ และพรีฟิลเตอร์ $\tilde{G}_{pf}(s)$ จากแบบจำลองของกระบวนการที่ถูกลดอันดับลง $\tilde{G}_p(s)$ เพื่อให้โครงสร้างของแบบจำลองกระบวนการมีขนาดลดลง ดังนั้นจะได้ตัวควบคุมที่มีขนาดลดลงด้วย จากนั้นจึงนำตัวควบคุมอย่างง่ายโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการออกแบบมาควบคุมกระบวนการเดิมที่ไม่ได้ลดอันดับ $G_p(s)$ โครงสร้างของระบบควบคุมที่นำเสนอสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 โครงสร้างของระบบควบคุมโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ที่นำเสนอ

4.2 ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมซีตีเอ็มลอันดับ

ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมที่นำเสนอมีดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 ลดอันดับกระบวนการอันดับสูง $G_p(s)$ ลงเป็นแบบจำลองอันดับหนึ่งที่ไม่มีซีโร $\tilde{G}_p(s)$ ดังสมการที่ (4.4)

$$\tilde{G}_p(s) = \frac{q_0}{s + p_0} \quad (4.4)$$

ขั้นตอนที่ 2 จากแบบจำลองอันดับหนึ่งที่ไม่มีซีโรของกระบวนการ $\tilde{G}_p(s)$ ในสมการที่ (4.4)

จะได้ตัวควบคุมอย่างง่ายโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ที่ประกอบด้วยตัวควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tilde{G}_c(s) = \frac{k_0}{s} \quad (4.5)$$

และพรีฟิลเตอร์

$$\tilde{G}_{pf}(s) = \frac{k_0}{k_0} = 1 \quad (4.6)$$

โดยให้ $k_1 = 0$ และ $l_1 = 1$

ขั้นตอนที่ 3 จากสมการที่ (4.4) ถึง (4.6) สมการพหุนามคุณลักษณะของระบบวงปิด $\tilde{P}(s)$ สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.7)

$$\tilde{P}(s) = s^2 + p_0s + q_0k_0 \quad (4.7)$$

ซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ p_0 และ q_0 ของกระบวนการ ที่รู้ค่าแล้ว และพารามิเตอร์ k_0 ของตัวควบคุม ที่จะต้องออกแบบเพื่อหาค่า

ดังนั้นพหุนามคุณลักษณะของแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ที่เป็นพหุนามอันดับสองคือ

$$P(s) = s^2 + \frac{\gamma_1}{\tau}s + \frac{\gamma_1}{\tau^2} \quad (4.8)$$

เทียบสัมประสิทธิ์ของสมการที่ (4.7) กับสมการที่ (4.8) เพื่อหาค่า τ และ k_0 แสดงได้ดังสมการ

$$\tau = \frac{\gamma_1}{p_0} \quad (4.9)$$

และ

$$k_0 = \frac{\gamma_1}{q_0\tau^2} \quad (4.10)$$

ขั้นตอนที่ 4 สังเกตว่าสมการที่ (4.7) เป็นพหุนามอันดับสอง ดังนั้นเพียงพอที่จะใช้ค่าตรรกษีเสถียรภาพมาตรฐาน γ_1 เพียงค่าเดียว คือ $\gamma_1 = 2.5$ เมื่อ p_0 และ q_0 เป็นพารามิเตอร์ของกระบวนการที่รู้ค่า ดังนั้นจากสมการที่ (4.9) และสมการที่ (4.10) สามารถหาค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ได้ดังสมการที่ (4.11)

$$\tau = \frac{2.5}{p_0} \quad (4.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อรู้ค่าคงตัวเวลาสมมูล แล้วสามารถหาสัมประสิทธิ์พหุนามเศษของตัวควบคุมซีตีเอ็มลด์อันดับ k_0 ได้ดังนี้

$$k_0 = \frac{2.5}{q_0 \tau^2} \quad (4.12)$$

หรือได้

$$\tilde{G}_c(s) = \frac{(2.5/q_0 \tau^2)}{s} = \frac{(p_0^2/2.5q_0)}{s} \quad (4.13)$$

จากวิธีการออกแบบข้างต้น สามารถนำไปใช้งานจริงเหลือเพียง 2 ขั้นตอน คือ การลดอันดับกระบวนการในขั้นตอนที่ 1 และอาศัยผลลัพธ์ในขั้นตอนที่ 4 หาค่า τ k_0 และตัวควบคุมซีตีเอ็มลด์อันดับ จากสัมประสิทธิ์ p_0 และ q_0 ที่รู้ค่า

4.3 การออกแบบตัวควบคุมซีตีเอ็มลด์อันดับสำหรับระบบสองความเฉื่อย

ระบบควบคุมโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ที่นำเสนอมีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 4.2 และตัวควบคุมซีตีเอ็มลด์อันดับจะถูกออกแบบ จากกระบวนการอันดับสูง $G_p(s)$ ซึ่งในที่นี้ คือ ระบบสองความเฉื่อยที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนดังแสดงในบทที่ 3 สมการที่ (3.20) การออกแบบตัวควบคุมซีตีเอ็มลด์อันดับทั้ง 3 แบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีขั้นตอนการออกแบบดังนี้

4.3.1 การออกแบบตัวควบคุมซีตีเอ็มลด์อันดับเมื่อระบบสองความเฉื่อยถูกลดอันดับด้วยวิธีการประมาณแบบพาเด

ขั้นตอนที่ 1 เมื่อนำแบบจำลองของระบบสองความเฉื่อย $G_p(s)$ ในสมการที่ (3.20) มาเทียบสัมประสิทธิ์กับแบบจำลองกระบวนการอันดับสูง $M(s)$ ของวิธีการประมาณแบบพาเดในสมการที่ (2.29) พบว่าพหุนามเศษของระบบสองความเฉื่อย $G_p(s)$ เป็นพหุนามอันดับ 2 จึงเทียบได้สัมประสิทธิ์ a_i จำนวน 3 ค่า โดย $i=0,1,2$ และพหุนามส่วนเป็นพหุนามอันดับ 4 เทียบได้สัมประสิทธิ์ b_i จำนวน 5 ค่า เมื่อ $i=0,1,\dots,4$ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้แสดงดังสมการที่ (4.14)

$$a_0 = 5.13 \times 10^7, \quad a_1 = 0 \quad \text{และ} \quad a_2 = 3.67 \times 10^4 \quad (4.14)$$

$$b_0 = 1.98 \times 10^8, \quad b_1 = 7.39 \times 10^6, \quad b_2 = 1.45 \times 10^5, \quad b_3 = 2.5 \times 10^3 \quad \text{และ} \quad b_4 = 1$$

เนื่องจากต้องการลดอันดับแบบจำลองของระบบสองความเฉื่อยเป็นแบบจำลองอันดับหนึ่งที่ไม่มีซีโร ดังนั้นแบบจำลองอันดับต่ำ $\tilde{G}_{pp}(s)$ ของระบบสองความเฉื่อย จึงเขียนได้ดังสมการที่ (4.15)

$$\tilde{G}_{pp} = c'_0 + c'_1 s = \frac{a'_0}{b'_0 + b'_1 s} \quad (4.15)$$

ได้สมการไม่ทราบค่าจำนวน 2 สมการ ที่นำไปสู่แบบจำลองที่ลดอันดับลง $\tilde{G}_{pp}(s)$ สามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$a_0 = b_0 c_0 \quad (4.16)$$

$$0 = b_0 c_1 + b_1 c_0 \quad (4.17)$$

เมื่อแก้สมการแล้วจะได้สัมประสิทธิ์ตัวส่วนของแบบจำลองอันดับต่ำ $\tilde{G}_{pp}(s)$ โดยตรงจากการแก้สมการที่ (4.16) และจะได้สัมประสิทธิ์ตัวเศษจากการแก้สมการที่ (4.17) คำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของการกระจายอนุกรมกำลัง c_0, c_1 ได้ดังนี้

$$c_0 = \frac{a_0}{b_0} = \frac{5.13 \times 10^7}{1.98 \times 10^8} = 0.2591 \quad (4.18)$$

$$\begin{aligned} c_1 &= \frac{1}{b_0} \left(a_1 - \sum_{j=1}^1 b_j c_{1-j} \right) = \frac{1}{1.98 \times 10^8} (0 - (7.39 \times 10^6)(0.2591)) \\ &= -0.0097 \end{aligned} \quad (4.19)$$

จากเงื่อนไข $c'_i = c_i$ เมื่อ $i = 1, 2, \dots, 2r-1$ และกรณีนี้ค่า $i = 1$ เนื่องจากลดอันดับของระบบสองความเฉื่อยลงเป็นระบบอันดับหนึ่ง ดังนั้นจะได้ $c'_0 = c_0 = 0.2591$ และ $c'_1 = c_1 = -0.0097$

ดังนั้น แบบจำลองที่ถูกลดอันดับของระบบสองความเฉื่อยด้วยวิธีการประมาณแบบพาเด $\tilde{G}_{pp}(s)$ มีค่าดังนี้

$$\tilde{G}_{pp}(s) = 0.2591 - 0.0097s = \frac{6.9418}{s + 26.7930} \quad (4.20)$$

ขั้นตอนที่ 2 เมื่อทราบค่าสัมประสิทธิ์ $p_0 = 26.7930$ และ $q_0 = 6.9418$ ของระบบสองความเฉื่อยแล้ว ดังนั้นจากสมการที่ (4.11) และสมการที่ (4.12) สามารถหาค่าคงตัวเวลาสมมูล τ และสัมประสิทธิ์พหุนามเศษของตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับ k_0 ได้ $\tau = 0.0933$ และ $k_0 = 41.3648$

ดังนั้นตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับ ซึ่งออกแบบจากแบบจำลองอันดับต่ำของระบบสองความเฉื่อยที่ลดอันดับด้วยวิธีการประมาณแบบพาเด มีค่าดังนี้

$$\tilde{G}_{cp}(s) = \frac{41.3648}{s} \quad (4.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 การออกแบบตัวควบคุมชิตีเอ็มลคอันดับเมื่อระบบสองความเฉื่อยถูกลดอันดับด้วยวิธีเกณฑ์เสถียรภาพของเราท์

ขั้นตอนที่ 1 เมื่อนำแบบจำลองของระบบสองความเฉื่อย $G_p(s)$ ในสมการที่ (3.20) มาจัดรูปสัมประสิทธิ์เทียบกับฟังก์ชันถ่ายโอน $M(s)$ ของวิธีเกณฑ์เสถียรภาพของเราท์ในสมการที่ (2.35) พบว่าพหุนามเศษของระบบสองความเฉื่อย $G_p(s)$ เป็นพหุนามอันดับ 2 จึงเทียบได้สัมประสิทธิ์ b_j จำนวน 3 ค่า โดย $i=1$ และ $j=1,2,3$ และพหุนามส่วนเป็นพหุนามอันดับ 4 เทียบได้สัมประสิทธิ์ a_j จำนวน 5 ค่า เมื่อ $i=1$ และ $j=1,2,\dots,5$ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้แสดงดังสมการที่ (4.22)

$$a_{11} = 1.98 \times 10^8, \quad a_{12} = 7.39 \times 10^6, \quad a_{13} = 1.45 \times 10^5, \quad a_{14} = 2.5 \times 10^3 \quad \text{และ} \quad a_{15} = 1 \quad (4.22)$$

$$b_{11} = 5.13 \times 10^7, \quad b_{12} = 0 \quad \text{และ} \quad b_{13} = 3.67 \times 10^4$$

กำหนดให้ฟังก์ชันถ่ายโอน $\tilde{G}_{pr}(s)$ ของระบบอันดับหนึ่งเขียนได้ในรูปดังนี้

$$\tilde{G}_{pr}(s) = \beta_1 f_1(s) \quad (4.23)$$

จากตาราง D และตาราง N ในหัวข้อ 2.2.2 ค่าสัมประสิทธิ์ α_i และ β_i สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\alpha_1 = \frac{a_{11}}{a_{12}} = \frac{1.98 \times 10^8}{7.39 \times 10^6} = 26.7900 \quad (4.24)$$

$$\beta_1 = \frac{b_{11}}{a_{12}} = \frac{5.13 \times 10^7}{7.39 \times 10^6} = 6.9420 \quad (4.25)$$

หาฟังก์ชัน $f_1(s)$ โดยอาศัยความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.37) จะได้

$$f_1(s) = \frac{1}{1 + \alpha_1 s} = \frac{1}{1 + 26.79s} \quad (4.26)$$

จากสมการที่ (4.23) และสมการที่ (4.25) ถึงสมการที่ (4.26) จะได้แบบจำลองที่ถูกลดอันดับของระบบสองความเฉื่อยด้วยวิธีเกณฑ์เสถียรภาพของเราท์ $\tilde{G}_{pr}(s)$ มีค่าดังนี้

$$\tilde{G}_{pr}(s) = \frac{6.9420}{s + 26.7900} \quad (4.27)$$

ขั้นตอนที่ 2 จากสมการที่ (4.11) และสมการที่ (4.12) สามารถหาค่าคงตัวเวลาสมมูล τ และสัมประสิทธิ์พหุนามเศษของตัวควบคุมซีดีเอ็มลคอันดับ k_0 เมื่อทราบค่าสัมประสิทธิ์ $p_0 = 26.7900$ และ $q_0 = 6.9420$ ของระบบสองความเฉื่อย $\tau = 0.0933$ และ $k_0 = 41.3543$

ดังนั้นตัวควบคุมซีดีเอ็มลคอันดับ ซึ่งออกแบบจากแบบจำลองอันดับต่ำของระบบสองความเฉื่อยที่ลคอันดับแล้วด้วยวิธีเกณฑ์เสถียรภาพของเรา มีค่าดังนี้

$$\tilde{G}_{cr}(s) = \frac{41.3543}{s} \quad (4.29)$$

4.3.3 การออกแบบตัวควบคุมซีดีเอ็มลคอันดับเมื่อระบบสองความเฉื่อยถูกลคอันดับด้วยวิธีสมการเสถียรภาพ

ขั้นตอนที่ 1 เมื่อนำแบบจำลองของระบบสองความเฉื่อย $G_p(s)$ ในสมการที่ (3.20) มาจัดรูปสัมประสิทธิ์เทียบกับฟังก์ชันถ่ายโอน $M(s)$ ของวิธีสมการเสถียรภาพในสมการที่ (2.47) พบว่าพหุนามเศษ $F_N(s)$ ของระบบสองความเฉื่อย $G_p(s)$ เป็นพหุนามอันดับ 2 ทำให้ $m=2$ และพหุนามส่วน $F_D(s)$ เป็นพหุนามอันดับ 4 ทำให้ $n=4$

จากนั้นแยก $F_N(s)$ และ $F_D(s)$ เป็นส่วนของอันดับคู่และคี่ จะได้พหุนามเศษ คือ

$$F_{Ne}(s) = \sum_{i=0,2}^2 b_i s^i = 5.13 \times 10^7 + 3.67 \times 10^4 s^2 \quad (4.30)$$

$$F_{No}(s) = \sum_{i=1}^2 b_i s^i = 0 \quad (4.31)$$

และพหุนามส่วน คือ

$$F_{De}(s) = \sum_{i=0,2,4}^4 a_i s^i = 1.98 \times 10^8 + 1.45 \times 10^5 s^2 + s^4 \quad (4.32)$$

$$F_{Do}(s) = \sum_{i=1,3,5}^4 a_i s^i = 7.39 \times 10^6 s + 2.5 \times 10^3 s^3 \quad (4.33)$$

เนื่องจาก $m' = \frac{m}{2} = 1$ เมื่อ m เป็นจำนวนคู่ และให้ $n' = \frac{n}{2} = 2$ เมื่อ n เป็นจำนวนคู่ ดังนั้นสามารถแยกตัวประกอบของสมการที่ (4.30), (4.32) และ (4.33) ได้สมการพหุนามซึ่งแสดงตามลำดับได้ดังนี้

$$F_{Ne}(s) = \prod_{i=1}^{m'} (s^2 + z_{N_i}^2) = (s^2 + z_{N_1}^2) = (s^2 + (-1.3978 \times 10^3)^2) \quad (4.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$\begin{aligned} F_{De}(s) &= \prod_{i=1}^{n'} (s^2 + z_{D_i}^2) = (s^2 + z_{D_1}^2)(s^2 + z_{D_2}^2) \\ &= (s^2 + (-1.4362 \times 10^5)^2)(s^2 + (-0.0138 \times 10^5)^2) \end{aligned} \quad (4.35)$$

$$F_{Do}(s) = s \prod_{i=1}^{n'} (s^2 + p_{D_i}^2) = s(s^2 + p_{D_1}^2) = s(s^2 + (-2956)^2) \quad (4.36)$$

สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} F(s) &= \frac{F_{Ne}(s) + F_{No}(s)}{F_{De}(s) + F_{Do}(s)} \\ &= \frac{(s^2 + (-1.3978 \times 10^3))}{(s^2 + (-1.4362 \times 10^5))(s^2 + (-0.0138 \times 10^5))s(s^2 + (-2956))} \end{aligned} \quad (4.37)$$

เมื่อพิจารณาตามแนวคิดการเก็บค่าเด่นของ z_i และ p_i ที่มีขนาดเล็ก และละทิ้งค่าด้อยของ z_i และ p_i ที่มีขนาดใหญ่ สามารถหาพหุนามที่ถูกลดอันดับของ $F_N(s)$ และ $F_D(s)$ ดังนี้

$$F_N(s) = (3.67 \times 10^4)(1.3978 \times 10^3) = 5.13 \times 10^7 \quad (4.38)$$

และ

$$F_D(s) = (7.39 \times 10^6)s + (1.98 \times 10^8) \quad (4.39)$$

เนื่องจาก $F_N(s)$ ในสมการที่ (4.38) เป็นพหุนามเศษ และ $F_D(s)$ ในสมการที่ (4.39) เป็นพหุนามส่วนของแบบจำลองที่ถูกลดอันดับลงของระบบสองความเฉื่อย ดังนั้น แบบจำลองที่ถูกลดอันดับของระบบสองความเฉื่อยด้วยวิธีสมการเสถียรภาพ $\tilde{G}_{ps}(s)$ มีค่าดังนี้

$$\tilde{G}_{ps}(s) = \frac{5.13 \times 10^7}{(7.39 \times 10^6)s + (1.98 \times 10^8)} = \frac{6.9418}{s + 26.8200} \quad (4.40)$$

ขั้นตอนที่ 2 หาค่าคงตัวเวลาสมมูล τ และสัมประสิทธิ์พหุนามเศษของตัวควบคุมอย่างง่าย โดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ k_0 จากสมการที่ (4.11) และสมการที่ (4.12) เมื่อทราบค่าสัมประสิทธิ์ $p_0 = 26.8200$ และ $q_0 = 6.9418$ ของระบบสองความเฉื่อย ได้ $\tau = 0.0932$ และ $k_0 = 41.4482$

ดังนั้นตัวควบคุมอย่างง่ายซีดีเอ็มลดอันดับ ซึ่งออกแบบจากแบบจำลองอันดับต่ำของระบบสองความเฉื่อยที่ลดอันดับแล้วด้วยวิธีสมการเสถียรภาพ มีค่าดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tilde{G}_{cs}(s) = \frac{41.4482}{s} \quad (4.42)$$

จากการลดอันดับของแบบจำลองของระบบสองความเฉื่อยและการออกแบบตัวควบคุมซีตีเอ็มลดอันดับดังกล่าวในหัวข้อ 4.3.1 ถึงหัวข้อ 4.3.3 สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.1 ซึ่งจะเห็นว่าแบบจำลองอันดับต่ำทั้ง 3 แบบ มีโครงสร้างใกล้เคียงกัน และเมื่อใช้ตรรกะนี้เสถียรภาพมาตรฐาน $\gamma_1 = 2.5$ จึงทำให้ตัวควบคุมซีตีเอ็มลดอันดับที่ออกแบบจากแบบจำลองอันดับต่ำทั้ง 3 แบบมีค่าเกน k_0 ใกล้เคียงกัน

ตารางที่ 4.1 แบบจำลองอันดับต่ำและตัวควบคุมซีตีเอ็มลดอันดับของระบบสองความเฉื่อย

วิธีการลดอันดับ	แบบจำลองอันดับต่ำ	ตัวควบคุมซีตีเอ็มลดอันดับ
การประมาณแบบพาด	$\tilde{G}_{pp}(s) = \frac{6.9418}{s + 26.7930}$	$\tilde{G}_{cp}(s) = \frac{41.3648}{s}$
เกณฑ์เสถียรภาพของเราท์	$\tilde{G}_{pr}(s) = \frac{6.9420}{s + 26.7900}$	$\tilde{G}_{cr}(s) = \frac{41.3543}{s}$
สมการเสถียรภาพ	$\tilde{G}_{ps}(s) = \frac{6.9418}{s + 26.8200}$	$\tilde{G}_{cs}(s) = \frac{41.4482}{s}$

สำหรับในบทที่ 5 จะกล่าวถึงผลการจำลองและผลการทดลองควบคุมความเร็วมอเตอร์ของระบบสองความเฉื่อย โดยใช้ตัวควบคุมซีตีเอ็มลดอันดับทั้ง 3 แบบมาใช้ควบคุมความเร็วมอเตอร์ของระบบ เพื่อศึกษาถึงประสิทธิภาพของตัวควบคุมที่นำเสนอทั้งแบบที่มีและไม่มีสิ่งรบกวนจากภายนอกมาเกี่ยวข้อง

บทที่ 5

การจำลองและการทดลอง

ในบทนี้จะกล่าวถึงการจำลองและการทดลองระบบควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อย โดยใช้ตัวควบคุมซิติเอ็มลตอันดับ ที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 4 เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของตัวควบคุม โดยแบ่งการทดสอบออกเป็นสองส่วน

ส่วนแรกทดสอบโดยจำลองการทำงานของระบบควบคุมด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์แมตแล็บ เพื่อให้แน่ใจว่าตัวควบคุมซิติเอ็มลตอันดับนี้สามารถทำงานได้ตามเป้าหมาย ซึ่งประกอบด้วย การทดสอบสมรรถนะของระบบควบคุมวงปิดเมื่อกำหนดสัญญาณอินพุตอ้างอิงเป็นแบบขั้นบันได การทดสอบสมรรถนะของระบบควบคุมวงปิดเมื่อกำหนดสัญญาณอ้างอิงเปลี่ยนแปลงจากค่าสัญญาณอ้างอิงเดิมในขณะที่ระบบควบคุมยังคงทำงานอยู่ การกำจัดผลกระทบจากสิ่งรบกวนเมื่อมีสัญญาณรบกวนที่แรงดันขาเข้า และการทดสอบการกำจัดผลกระทบจากสิ่งรบกวนเมื่อใส่แรงบิดรบกวนโดยต่อค่าความต้านทาน หลังจากศึกษาผลการจำลองว่าตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้นั้นสามารถควบคุมระบบสองความเฉื่อยได้

ส่วนที่สองจะนำตัวควบคุมไปควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยซึ่งเป็นชุดทดลองในห้องปฏิบัติการ โดยมีขั้นตอนการทดลองเช่นเดียวกับการจำลองควบคุมระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

5.1 การจำลองควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อย

การควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยในหัวข้อนี้ ได้ใช้แบบจำลองของระบบสองความเฉื่อยดังแสดงในสมการที่ (3.20) จำลองควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยที่ความเร็ว 1.2krpm ด้วยตัวควบคุมซิติเอ็มลตอันดับเมื่อระบบสองความเฉื่อยถูกลดอันดับด้วยวิธีการประมาณแบบพาเด วิธีเกณฑ์เสถียรภาพของเรอท์ และวิธีสมการเสถียรภาพ จากนั้นจึงนำผลการควบคุมที่ได้เปรียบเทียบกับผลการควบคุมของตัวควบคุมซิติเอ็มโดยตรง $G_c(s)$ ซึ่งออกแบบจากระบบสองความเฉื่อยที่ยังไม่ได้ลดอันดับของระบบให้ต่ำลง (ดูภาคผนวก ข) เพื่อศึกษาถึงประสิทธิภาพของตัวควบคุมแต่ละแบบ

5.1.1 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตอ้างอิงแบบขั้นบันได

เมื่อนำตัวควบคุมซิติเอ็มลตอันดับทั้ง 3 แบบและตัวควบคุมซิติเอ็มโดยมาควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยที่ความเร็ว 1.2krpm จะได้ผลแสดงดังรูปที่ 5.1 และ 5.2

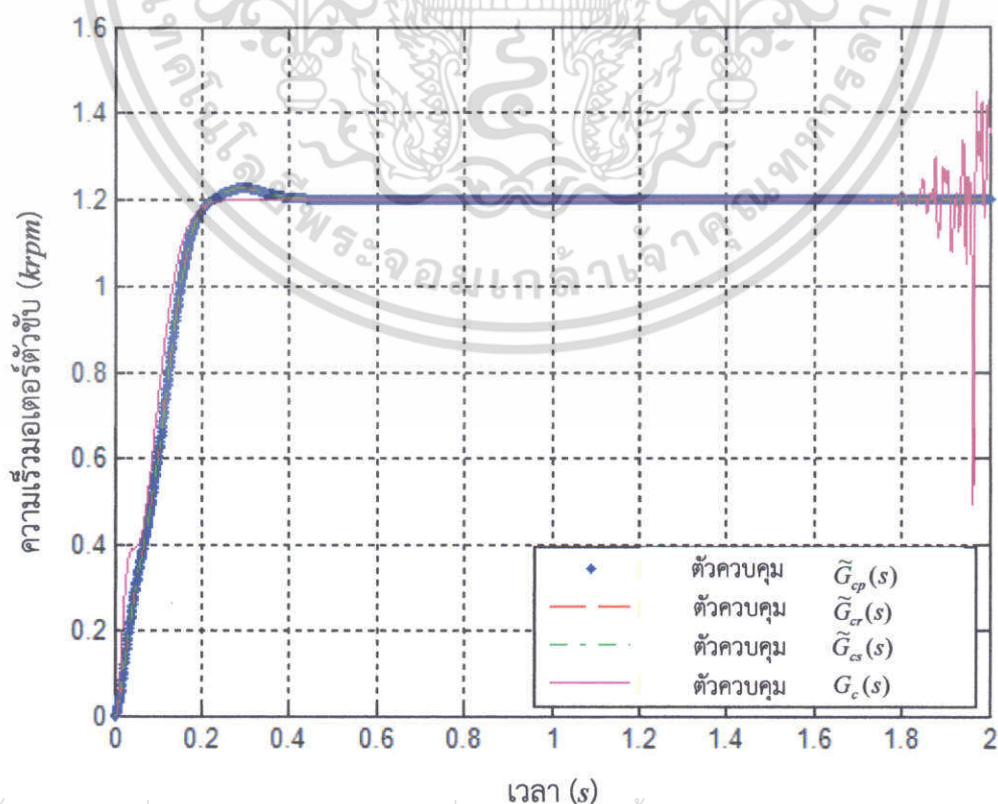
จากรูปที่ 5.1 พบว่าผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมแบบซิติเอ็มลตอันดับทั้ง 3 แบบ สามารถควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยที่ความเร็ว 1.2krpm ได้เหมือนกัน โดยไม่มีค่าความผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว รวมทั้งไม่มีเรโซแนนซ์การบิด ดังนั้น ตัวควบคุมซิติเอ็มลตอันดับทั้ง 3 แบบนั้น มีประสิทธิภาพที่ดีและไม่จำเป็นต้องปรับแต่งตัวควบคุมอีก ส่วนผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมซิติเอ็มโดยตรง (เส้นสีชมพู) พบว่าในช่วงแรกตัวควบคุมซิติเอ็มโดยตรงสามารถควบคุมความเร็วให้ลู่เข้าสู่ความเร็วอ้างอิงที่ 1.2krpm ได้ เนื่องจากพหุนามคุณลักษณะวงปิดของ

ระบบควบคุมดังสมการที่ (ข.3) มีเสถียรภาพ แต่ตัวควบคุมซีดีเอ็มโดยตรงในสมการที่ (ข.5) ไม่มีเสถียรภาพจึงทำให้เกิดการแกว่งในช่วงปลาย ดังนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงไม่นำตัวควบคุมซีดีเอ็มโดยตรงมาทดลองกับชุดทดลองในห้องปฏิบัติการ เพราะอาจทำให้เกิดความเสียหายต่อชุดทดลองได้

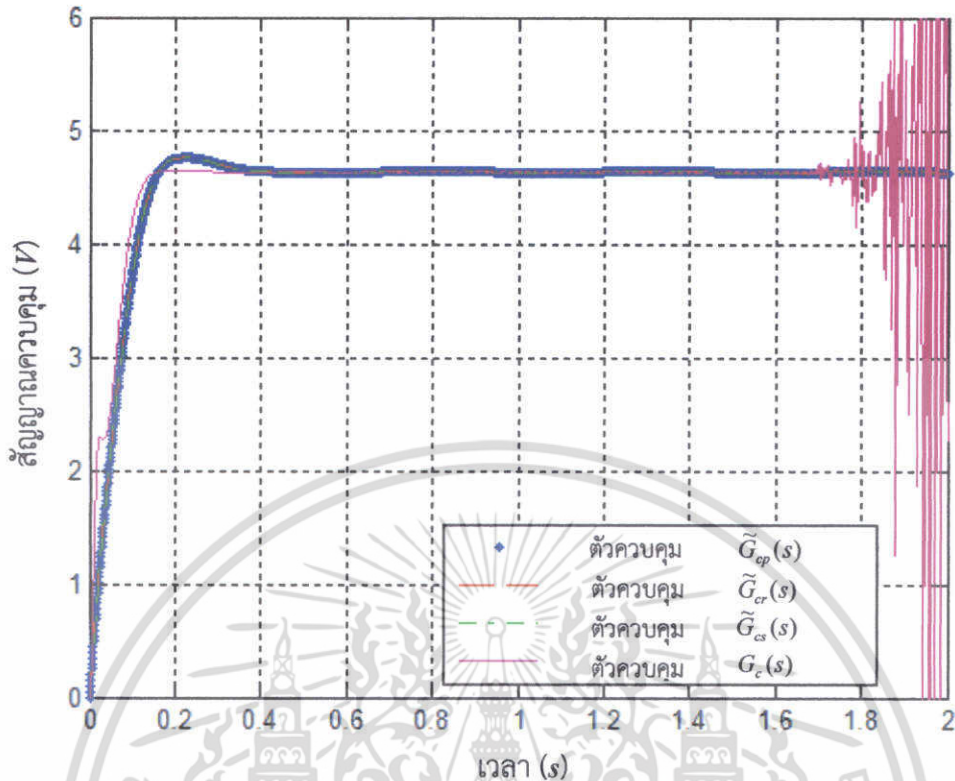
ในตารางที่ 5.1 แสดงถึง สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลองเมื่อใช้ตัวควบคุม $G_c(s)$, $\tilde{G}_{cp}(s)$, $\tilde{G}_{cr}(s)$ และ $\tilde{G}_{cs}(s)$ ซึ่งประกอบด้วย ค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ค่าช่วงเวลาขึ้น $t_r(0-100\%)$ ค่าช่วงเวลาเข้าที่ $t_s(\pm 2\%)$ ค่าเปอร์เซ็นต์ฟุงเกินสูงสุด M_p และค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว e_{ss} พบว่าตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับทั้ง 3 แบบ มีขั้นตอนการออกแบบที่ง่ายกว่าตัวควบคุมซีดีเอ็มโดยตรง และยังสามารควบคุมให้ระบบควบคุมมีประสิทธิภาพตามต้องการได้ง่ายกว่าตัวควบคุมซีดีเอ็มโดยตรง

ตารางที่ 5.1 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลอง

ตัวควบคุม	τ (s)	t_r (s)	t_s (s)	M_p (%)	e_{ss} (%)
$G_c(s)$	0.0815	0.3500	0.1920	0.00	0.00
$\tilde{G}_{cp}(s)$	0.0933	0.2250	0.3170	2.26	0.00
$\tilde{G}_{cr}(s)$	0.0933	0.2250	0.3170	2.26	0.00
$\tilde{G}_{cs}(s)$	0.0932	0.2240	0.3180	2.28	0.00



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้วางไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 5.1 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1.2 krpm
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



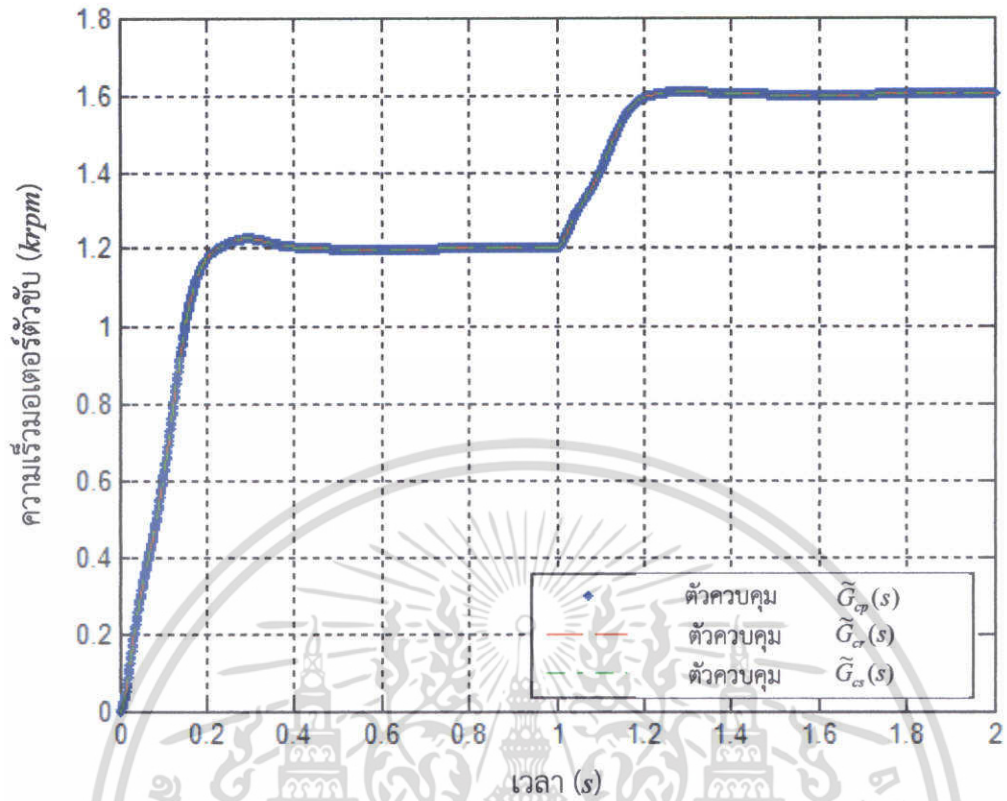
รูปที่ 5.2 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1.2krpm

5.1.2 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยเมื่อเปลี่ยนแปลงความเร็ว

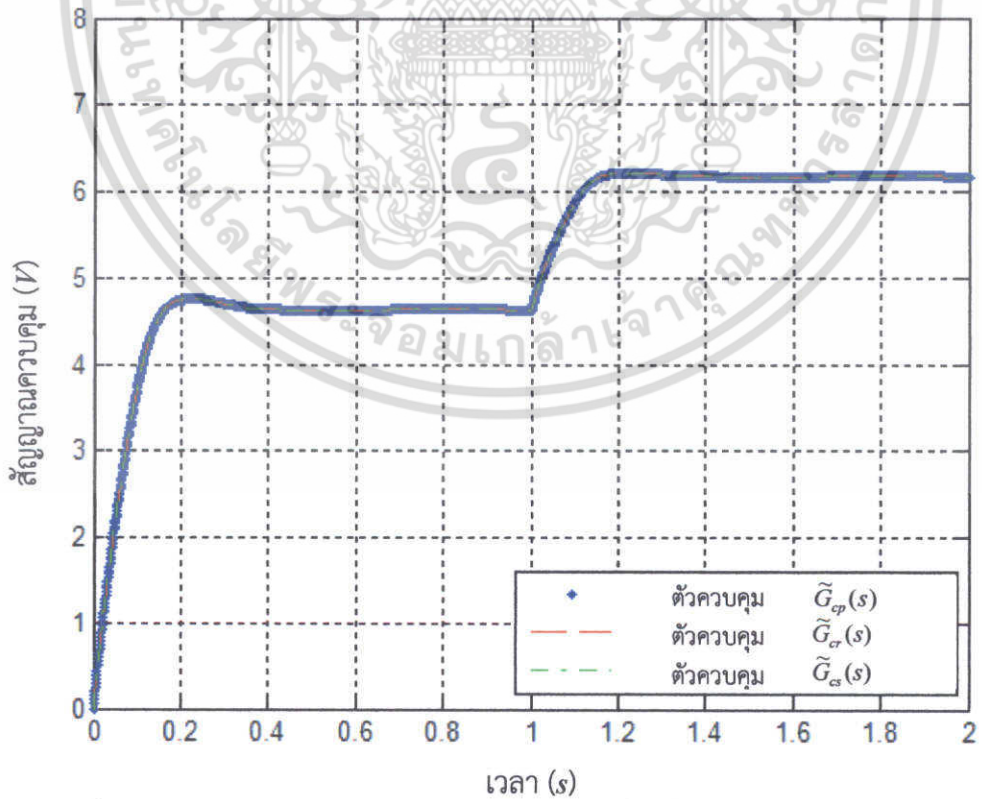
ในหัวข้อนี้จะจำลองระบบควบคุมเมื่อเปลี่ยนแปลงความเร็วของระบบสองความเฉื่อย โดยเพิ่มความเร็วของมอเตอร์จาก 1.2krpm เป็น 1.6krpm และลดความเร็วของมอเตอร์จาก 1.2krpm เป็น 0.8krpm อย่างฉับพลันที่เวลา 1s เพื่อศึกษาว่าตัวควบคุมจะยังสามารถควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยได้หรือไม่เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็ว

เมื่อเพิ่มความเร็วจาก 1.2krpm เป็น 1.6krpm อย่างฉับพลันที่เวลา 1s จะได้ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมของระบบควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 5.3 และ 5.4 ตามลำดับ จากผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมดังแสดงในรูปที่ 5.3 พบว่า ตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับทั้ง 3 แบบสามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ของระบบสองความเฉื่อยให้เข้าสู่ค่าอ้างอิงใหม่ที่ความเร็ว 1.6krpm ได้ใกล้เคียงกัน และปรับสัญญาณควบคุมเพิ่มจาก 4.63V ไปเป็น 6.18V โดยอัตโนมัติ ดังแสดงในรูปที่ 5.4

หลังจากได้ทดลองเพิ่มความเร็วของมอเตอร์แล้ว ต่อไปจะทดลองลดความเร็วของมอเตอร์ลง โดยลดความเร็วจาก 1.2krpm เป็นความเร็ว 0.8krpm อย่างฉับพลันที่เวลา 1s จะได้ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 5.5 และ 5.6 ตามลำดับ จากผลตอบสนองที่แสดงในรูปที่ 5.5 พบว่าเมื่อลดความเร็วของมอเตอร์ลงอย่างฉับพลัน ตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับทั้ง 3 แบบ ก็ยังคงสามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ของระบบสองความเฉื่อยให้เข้าสู่ค่าอ้างอิงใหม่ที่ความเร็ว 0.8krpm ได้ และปรับสัญญาณควบคุมลดจาก 4.63V ไปเป็น 3.08V โดยอัตโนมัติ ดังแสดงในรูปที่ 5.6

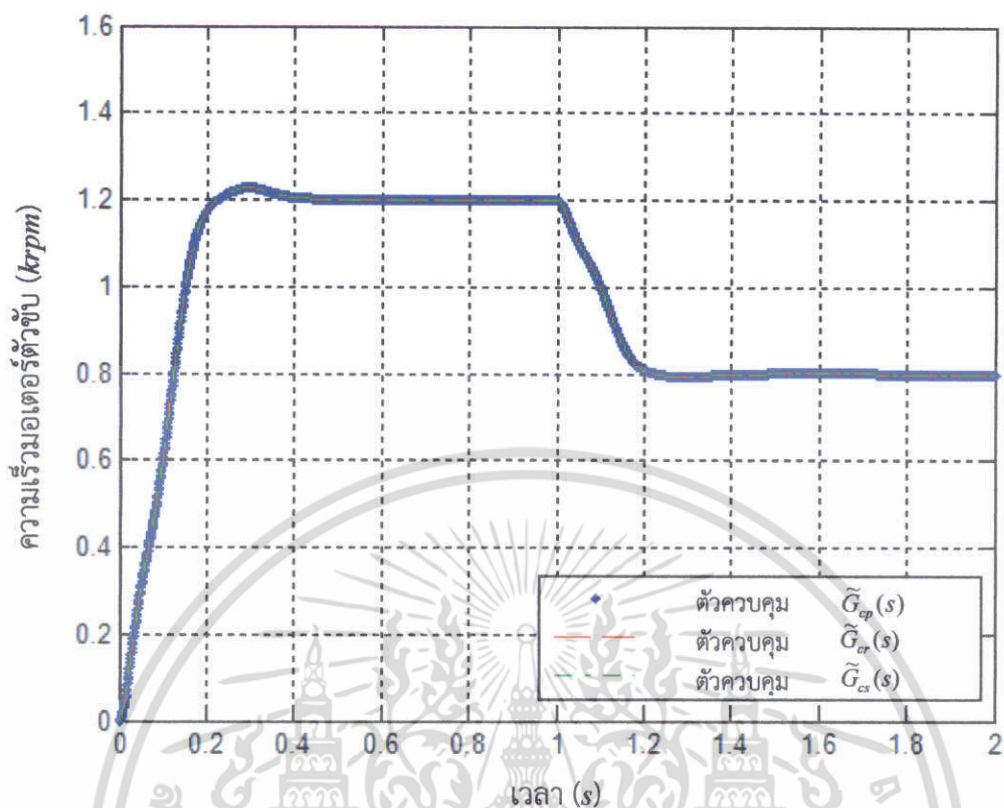


รูปที่ 5.3 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อเพิ่มความเร็วเป็น 1.6krpm

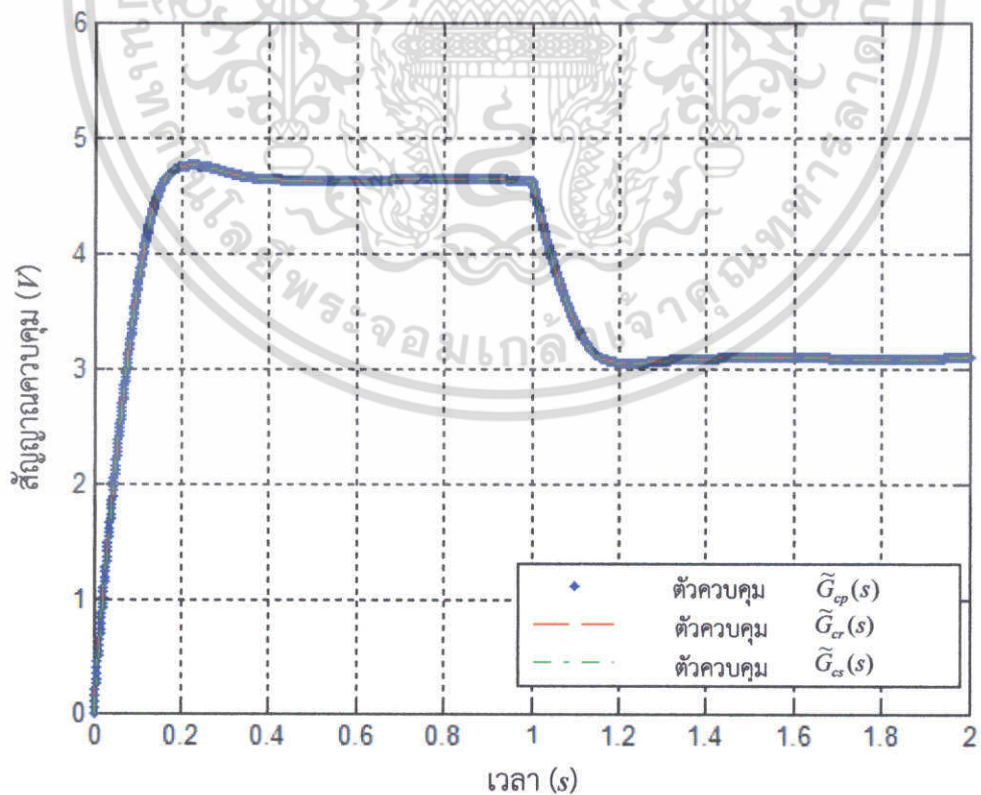


รูปที่ 5.4 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อเพิ่มความเร็วเป็น 1.6krpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วเป็น 0.8krpm



รูปที่ 5.6 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วเป็น 0.8krpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการจำลองข้างต้นสามารถสรุปได้ว่า ตัวควบคุมซีดีเอ็มลด์อันดับทั้ง 3 แบบที่ได้ นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ของระบบสองความเฉื่อยที่ เพิ่มขึ้นและลดลงได้อย่างมีประสิทธิภาพ

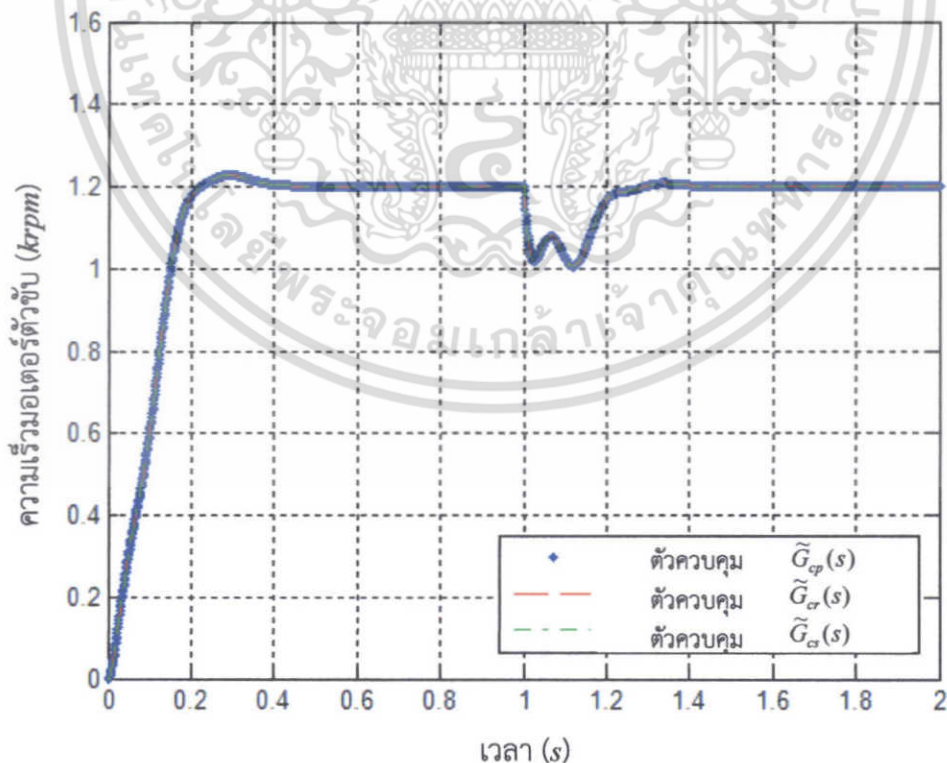
การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยโดยใช้ตัวควบคุมซีดีเอ็มลด์อันดับ เพื่อศึกษาถึงอิทธิพลของสิ่งรบกวนว่ามีผลกระทบต่อระบบควบคุมนั้นเป็นสิ่งจำเป็น ในวิทยานิพนธ์นี้ จึงศึกษาว่า ตัวควบคุมที่ได้นำเสนอ นั้น จะยังคงสามารถควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อย และกำจัดอิทธิพลของแรงดันรบกวน (Input disturbance) และแรงบิดรบกวน (Load torque disturbance) ที่เข้ามาในระบบได้หรือไม่

5.1.3 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยเมื่อมีแรงดันรบกวน

ในหัวข้อนี้จะจำลองระบบควบคุมว่า เมื่อมีแรงดันรบกวนขนาด $1.575V$ ซึ่งคิดเป็น 25 % ของแรงดันป้อนเข้า โดยหักออกจากสัญญาณควบคุมเมื่อเวลา $1s$ จะได้ผลเป็นอย่างไร จากผลการ จำลองพบว่าระบบสามารถกำจัดอิทธิพลของแรงดันรบกวนได้ ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมของ ระบบควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 5.7 และ 5.8 ตามลำดับ

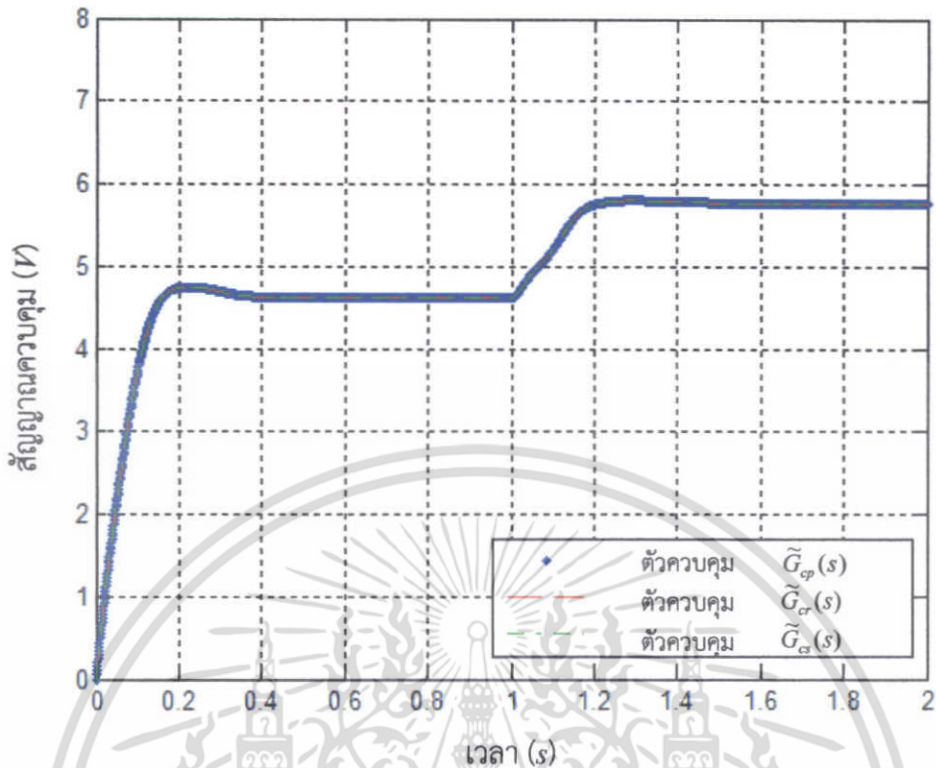
จากผลตอบสนองในรูปที่ 5.7 พบว่า ตัวควบคุมซีดีเอ็มลด์อันดับทั้ง 3 แบบมีประสิทธิภาพ เหมือนกัน โดยสามารถกำจัดอิทธิพลของแรงดันรบกวนให้หายไปได้ภายในเวลา $0.29s$ และปรับเพิ่ม สัญญาณควบคุมจาก $4.63V$ ไปเป็น $5.78V$ โดยอัตโนมัติ ดังแสดงในรูปที่ 5.8

ดังนั้น จากผลการจำลองสรุปได้ว่า ตัวควบคุมซีดีเอ็มลด์อันดับทั้ง 3 สามารถกำจัดอิทธิพล ของแรงดันรบกวนได้เหมือนกัน



รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อมีแรงดันรบกวน 25 % ของแรงดันป้อนเข้าที่ เวลา $1s$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

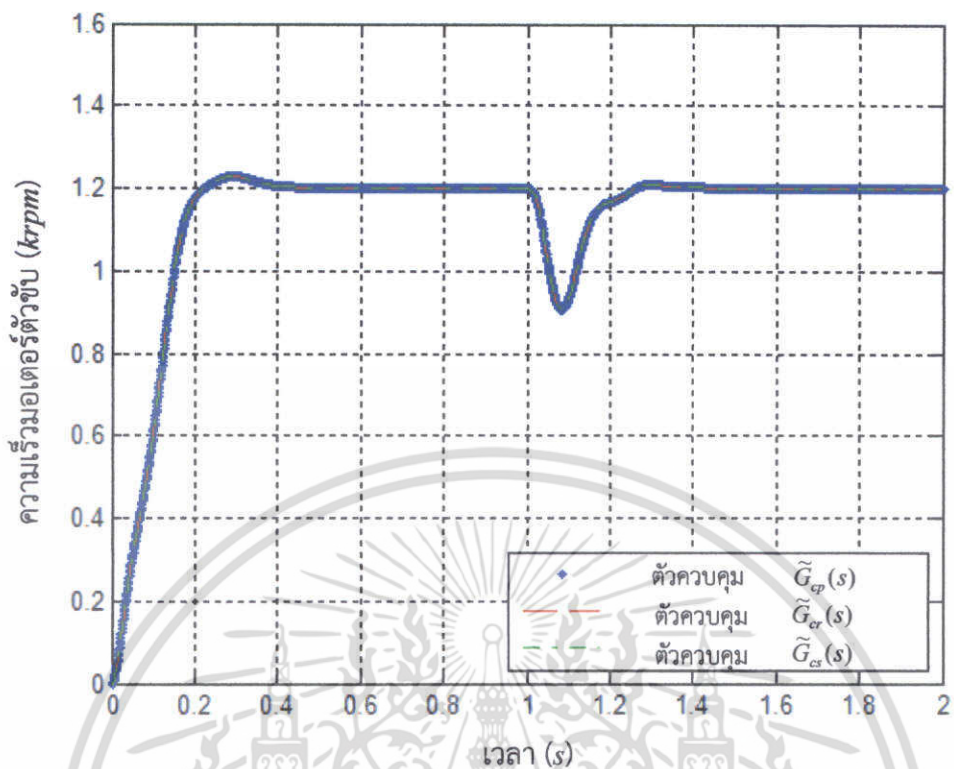


รูปที่ 5.8 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อมีแรงดันรบกวน 25 % ของแรงดันป้อนเข้าที่เวลา 1s

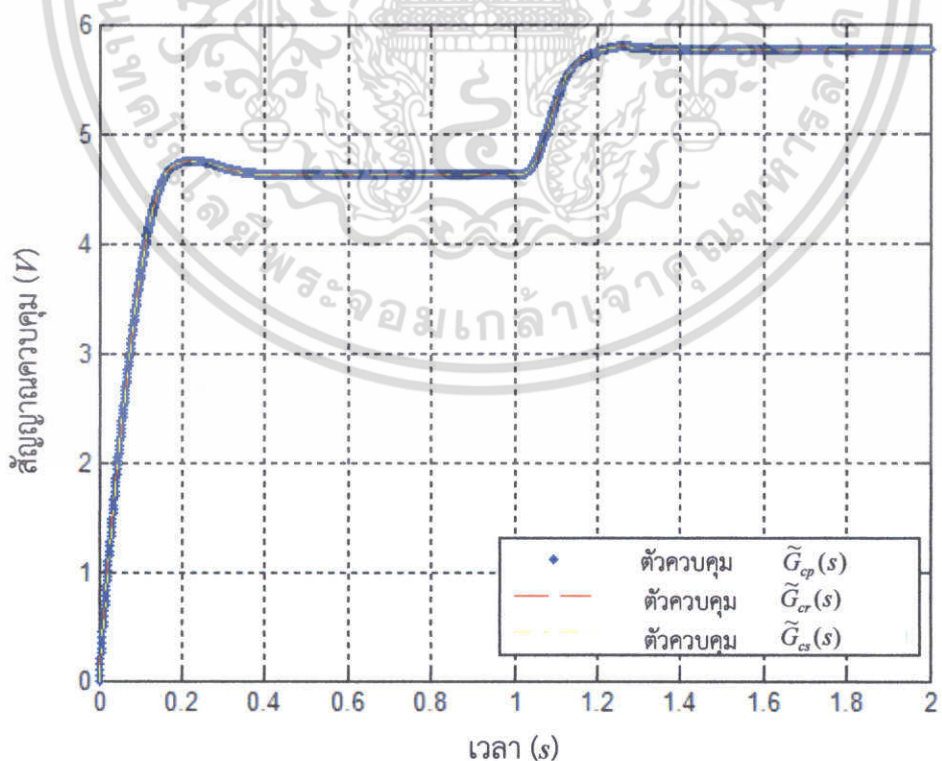
5.1.4 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยเมื่อมีแรงบิดรบกวนที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงภาระ

ในการจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยเมื่อมีแรงบิดรบกวนที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงภาระ ได้เลือกป้อนแรงบิดการรบกวนโดยต่อค่าความต้านทานขนาด 1.5Ω แก่มอเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นภาระที่เวลา 1s ภายหลังจากที่ระบบควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยสามารถควบคุมความเร็วมอเตอร์ที่ความเร็ว $1.2krpm$ แล้ว ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมของระบบควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 5.9 และ 5.10 ตามลำดับ

จากผลตอบสนองแสดงในรูปที่ 5.9 พบว่า ตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับทั้ง 3 แบบ มีประสิทธิภาพในการกำจัดผลอิทธิพลจากแรงบิดรบกวนได้เหมือนกัน และยังสามารถควบคุมให้ความเร็วของมอเตอร์กลับเข้าสู่ความเร็วที่ $1.2krpm$ ได้ภายในเวลา 0.26s และนอกจากนี้ยังพบว่าความเร็วต่ำสุดของมอเตอร์ที่ถูกควบคุมโดยตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับทั้ง 3 แบบนั้น อยู่ที่ $0.906krpm$ โดยประมาณ และจากรูปที่ 5.10 พบว่า สัญญาณควบคุมได้ถูกปรับให้เพิ่มจาก $4.63V$ ไปเป็น $5.76V$ โดยอัตโนมัติ



รูปที่ 5.9 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อมีแรงบิดรบกวนเนื่องจากภาระทางไฟฟ้าที่มอเตอร์ภาระ 1.5Ω ณ เวลา $1s$



รูปที่ 5.10 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อมีแรงบิดรบกวนเนื่องจากภาระทางไฟฟ้าที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

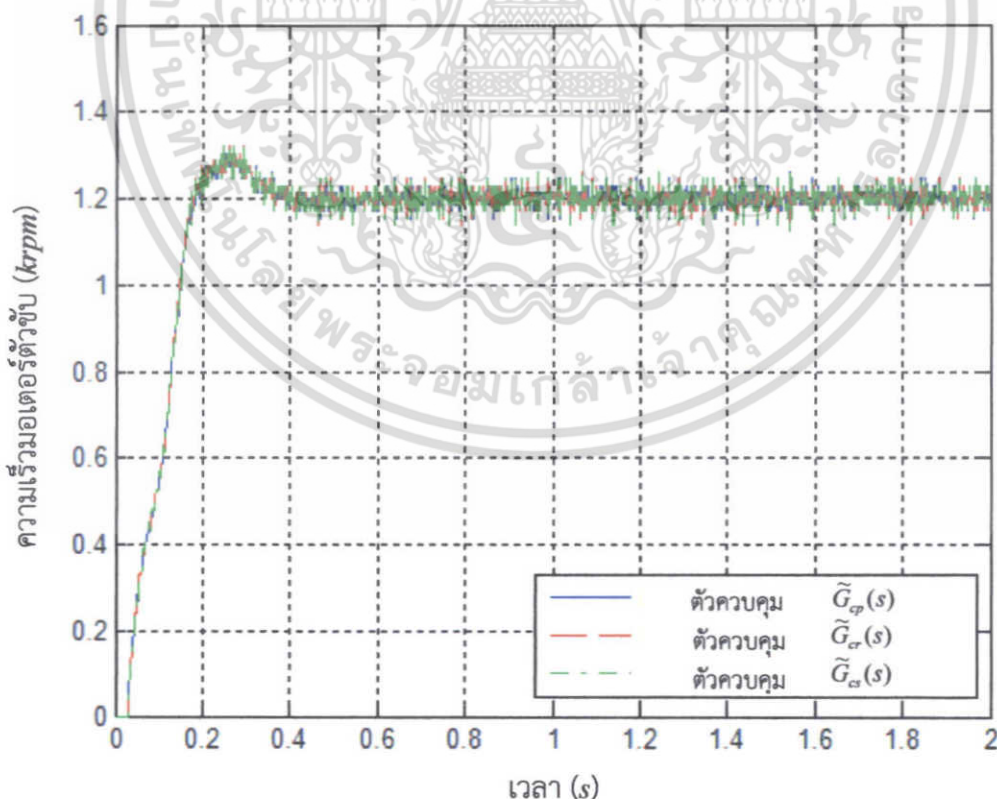
5.2 การทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อย

ในหัวข้อนี้ จะเป็นการทดลองนำตัวควบคุมซีดีเอ็มลด์อันดับที่ได้ออกแบบไว้มาควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยซึ่งเป็นชุดทดลองในห้องปฏิบัติการ ตัวควบคุมจะถูกสร้างขึ้นด้วยโปรแกรมภาษาซีโดยใช้ค่าเวลาซิกตัวอย่างเท่ากับ 1ms เนื่องจากมีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาว่า ผลการทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยนั้น มีผลลัพธ์ไปในแนวเดียวกับผลการจำลองควบคุมความเร็วระบบสองความเฉื่อยหรือไม่ ดังนั้น ในการทดลองจึงเรียงลำดับตามหัวข้อ 5.1 การจำลองควบคุมความเร็วระบบสองความเฉื่อย

5.2.1 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตอ้างอิงแบบขั้นบันได

ในหัวข้อนี้จะนำตัวควบคุมซีดีเอ็มลด์อันดับทั้ง 3 แบบมาควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยที่ความเร็ว 1.2krpm จะได้ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 5.11 ซึ่งเป็นผลตอบสนอง และรูปที่ 5.12 ซึ่งเป็นสัญญาณควบคุมของระบบควบคุม

จากผลการทดลองแสดงในรูปที่ 5.11 พบว่า ตัวควบคุมซีดีเอ็มลด์อันดับทั้ง 3 สามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ที่ 1.2krpm ได้โดยมีค่าพุ่งเกินเล็กน้อยและไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว อีกทั้งยังสามารถกำจัดเรโซแนนซ์การบิดได้ ซึ่งสมรรถนะของระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมซีดีเอ็มลด์อันดับแสดงไว้ในตารางที่ 5.2



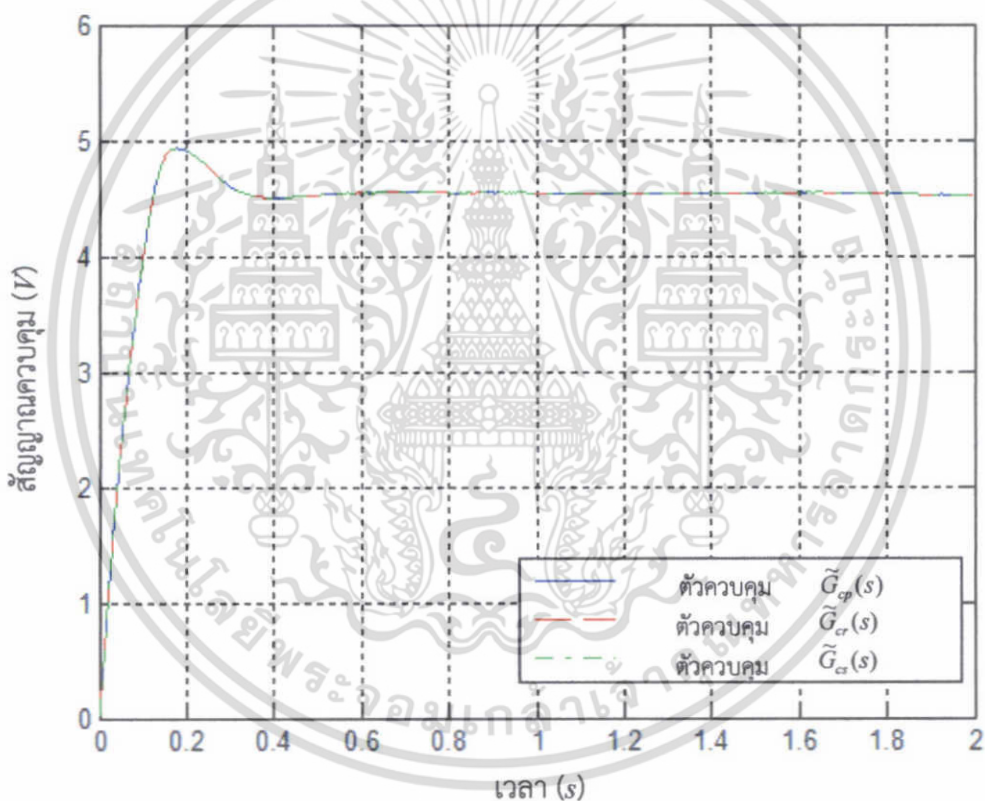
รูปที่ 5.11 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1.2krpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.2 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลองในห้องปฏิบัติการ

ตัวควบคุม	t_r (s)	t_s (s)	M_p (%)	e_{ss} (%)
$\tilde{G}_{cp}(s)$	0.181	0.350	7.50	0.00
$\tilde{G}_{cr}(s)$	0.181	0.350	7.50	0.00
$\tilde{G}_{cs}(s)$	0.176	0.350	8.75	0.00

อนึ่ง จากรูปที่ 5.12 พบว่าสัญญาณควบคุมที่ได้จากตัวควบคุมซิติเอ็มลตอันดับทั้ง 3 แบบมีสัญญาณควบคุมเหมือนกัน เป็นผลเนื่องจากตัวควบคุมซิติเอ็มลตอันดับทั้ง 3 แบบมีโครงสร้างใกล้เคียงกัน

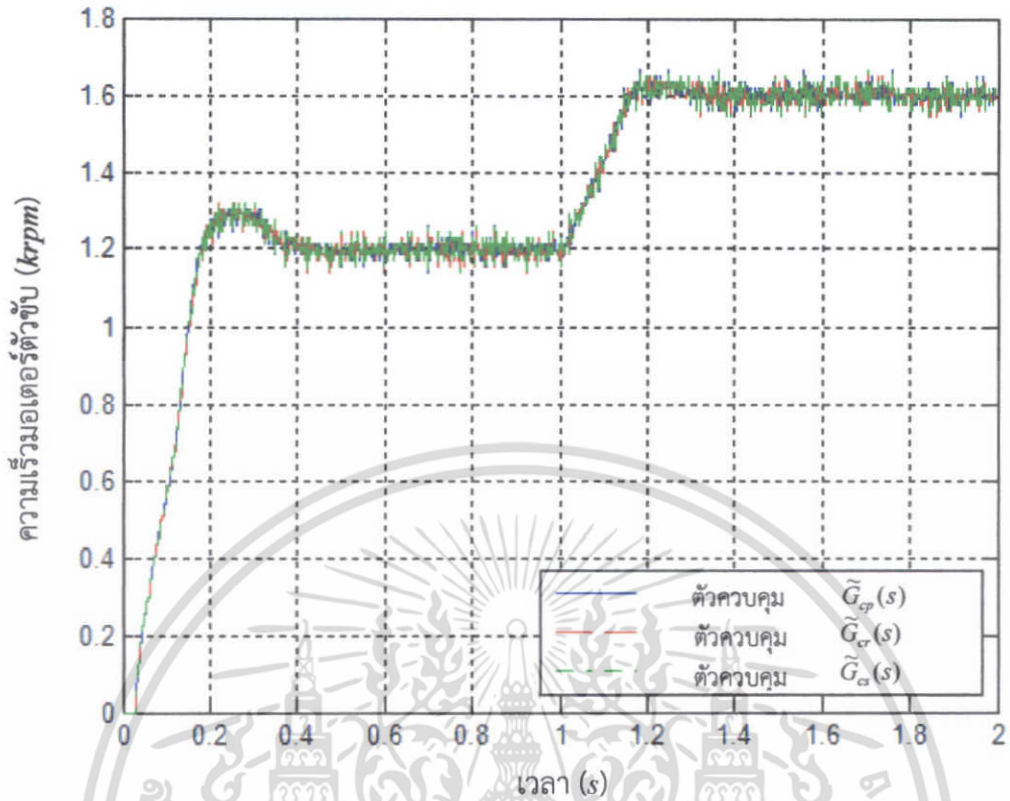


รูปที่ 5.12 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1.2krpm

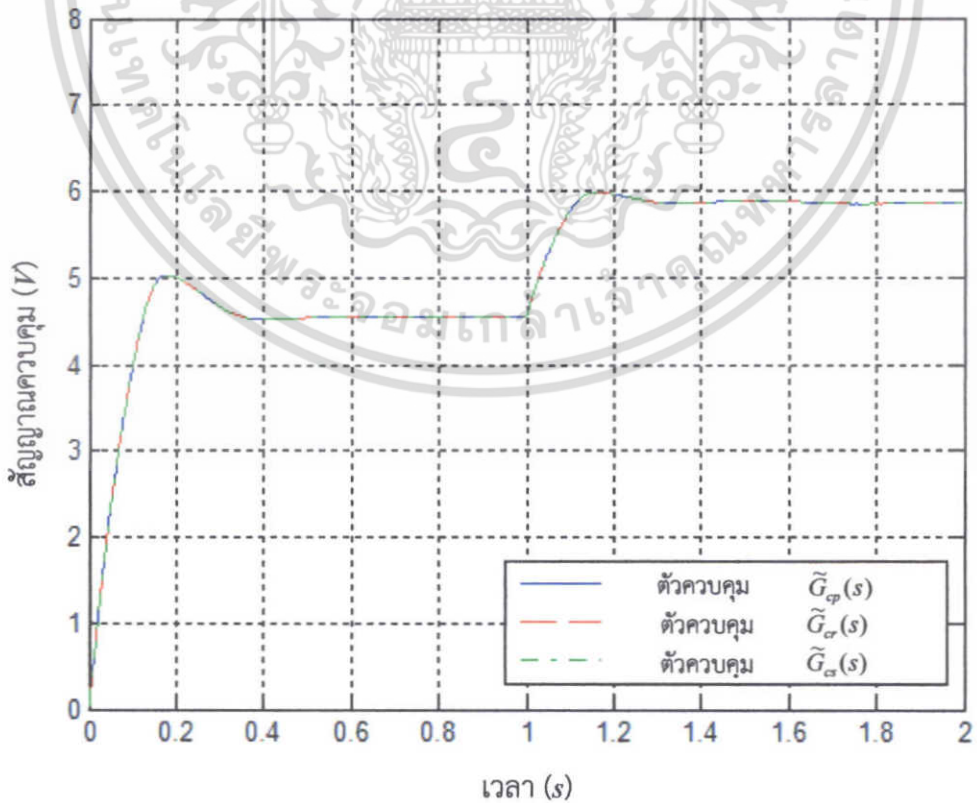
5.2.2 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยเมื่อเปลี่ยนแปลงความเร็ว

หัวข้อนี้จะทดลองและศึกษาการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยว่า เมื่อความเร็วของมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง โดยเพิ่มความเร็วจาก 1.2krpm เป็น 1.6krpm และลดความเร็วจาก 1.2krpm เป็น 0.8krpm อย่างฉับพลันที่เวลา 1s แล้ว ตัวควบคุมจะยังสามารถควบคุมระบบสองความเฉื่อยได้หรือไม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อเพิ่มความเร็วเป็น 1.6 *krpm*



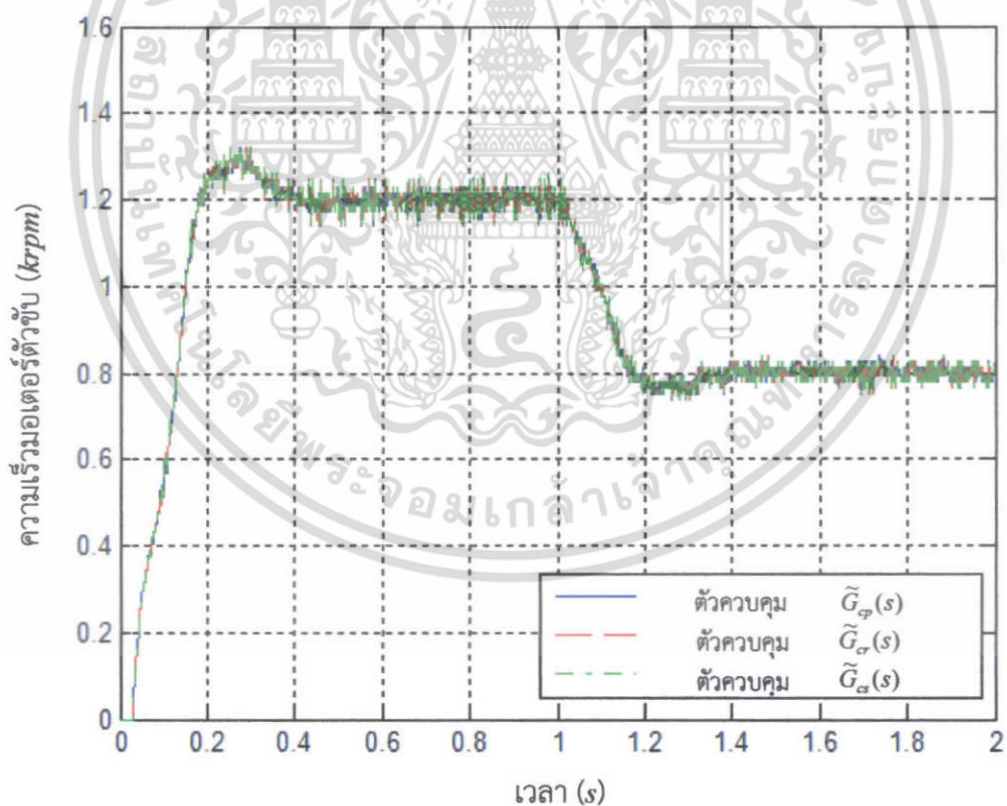
รูปที่ 5.14 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อเพิ่มความเร็วเป็น 1.6 *krpm*

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนสำหรับใช้ในการเรียนการสอนในชั้นเรียน โดยผู้เผยแพร่เห็นชอบที่จะเผยแพร่เอกสารนี้โดยไม่คิดค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

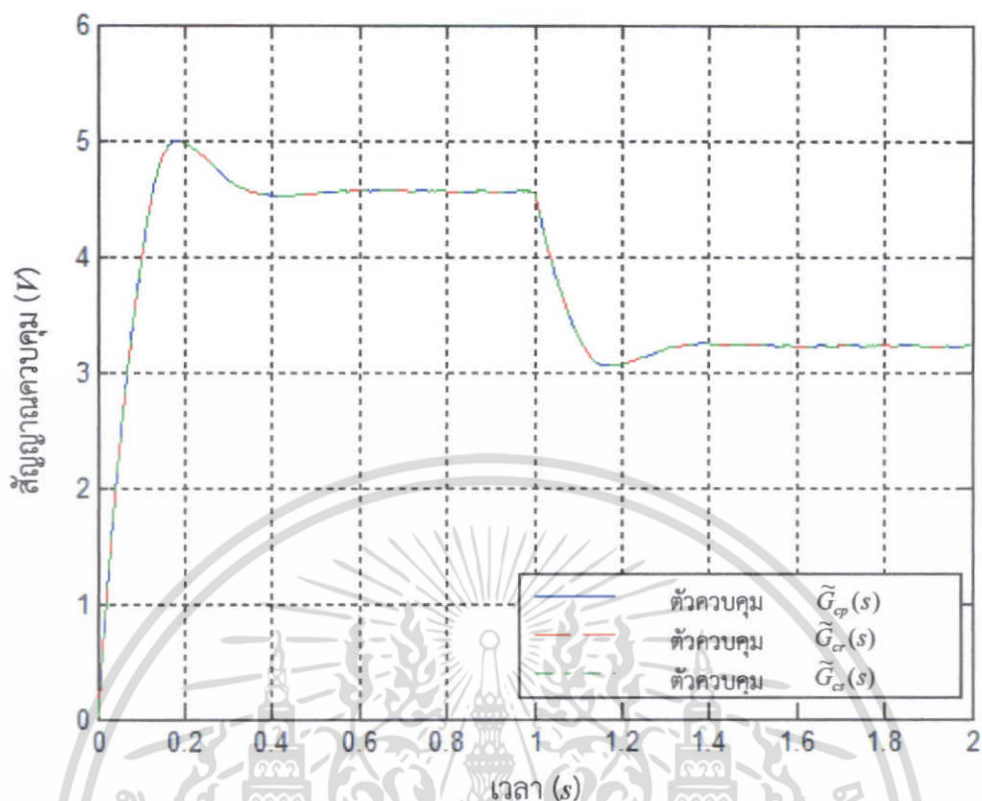
เมื่อทดลองเพิ่มความเร็วยังระบบสองความถี่จาก 1.2krpm เป็น 1.6krpm อย่างฉับพลันที่เวลา 1 s ซึ่งได้ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมของระบบควบคุมแสดงดังรูปที่ 5.13 และ 5.14 ตามลำดับ พบว่าตัวควบคุมซิติเอ็มลด์อันดับทั้ง 3 แบบ สามารถควบคุมความเร็วของระบบสองความถี่ให้เข้าสู่ค่าอ้างอิงใหม่ที่ความเร็วที่ 1.6krpm ได้ โดยปรับสัญญาณควบคุมเพิ่มจาก 4.55V ไปเป็น 5.93V โดยอัตโนมัติ ดังแสดงในรูปที่ 5.14

ต่อมา เมื่อได้ทดลองปรับลดความเร็วของมอเตอร์ลงอย่างฉับพลันที่เวลา 1 s จะได้ผลตอบสนองของระบบควบคุมและสัญญาณควบคุมของระบบควบคุมแสดงดังรูปที่ 5.15 และ 5.16 ตามลำดับ จากผลการทดลองแสดงในรูปที่ 5.15 แสดงให้เห็นว่า ทั้งตัวควบคุมซิติเอ็มลด์อันดับทั้ง 3 แบบมีความสามารถในการควบคุมความเร็วของระบบสองความถี่ให้เข้าสู่ค่าอ้างอิงใหม่ที่ความเร็ว 0.8krpm ได้เช่นเดียวกับกรณีการเพิ่มความเร็ว โดยปรับสัญญาณควบคุมลดจาก 4.55V ไปเป็น 3.25V โดยอัตโนมัติ ดังแสดงในรูปที่ 5.16

จากผลการทดลองข้างต้นสรุปได้ว่า ตัวควบคุมซิติเอ็มลด์อันดับทั้ง 3 แบบนี้ สามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ของระบบสองความถี่ที่เพิ่มขึ้นและลดลงอย่างฉับพลันได้อย่างมีประสิทธิภาพ



รูปที่ 5.15 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วเป็น 0.8krpm



รูปที่ 5.16 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วเป็น 0.8 krpm

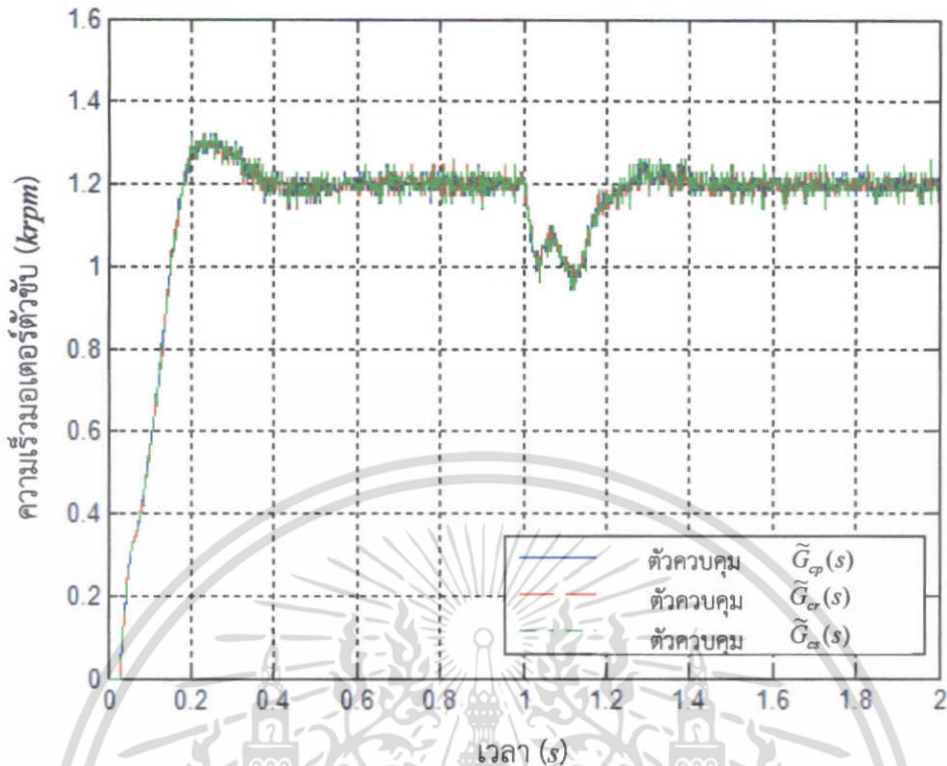
ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการทดลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยโดยใช้ตัวควบคุมซีดีเอ็มลัดอันดับ เพื่อทดสอบว่า ตัวควบคุมที่ได้นำเสนอ นั้น จะยังคงสามารถควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยและกำจัดอิทธิพลของแรงดันรบกวน และแรงบิดรบกวน ที่เข้ามาในระบบได้หรือไม่

5.2.3 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยเมื่อมีสิ่งรบกวน

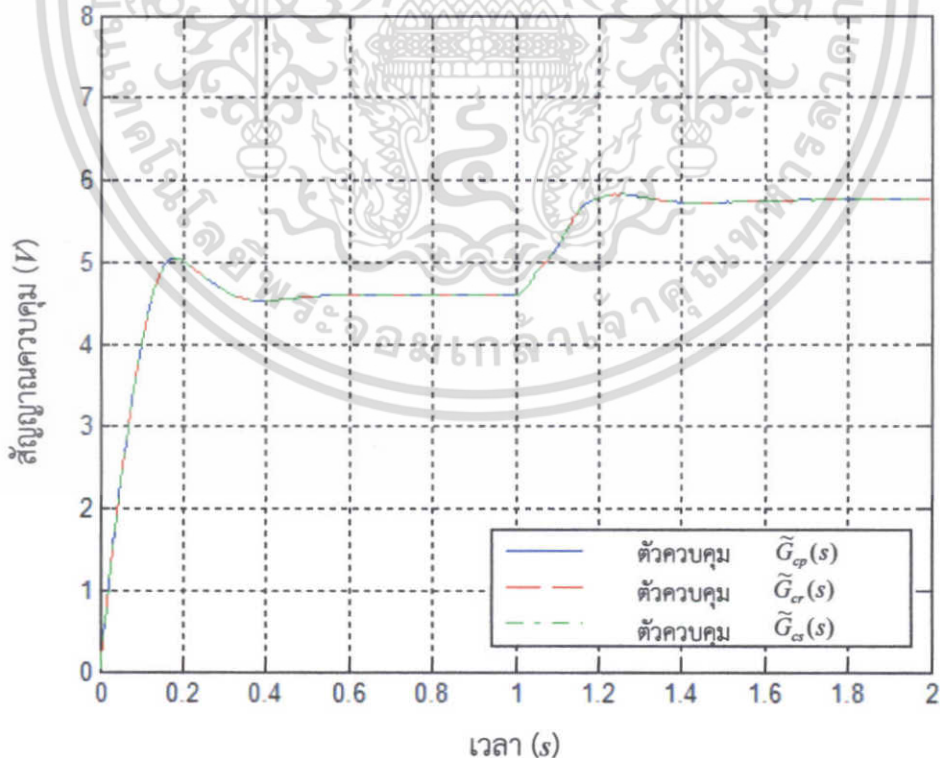
ในการทดลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยเมื่อมีแรงดันรบกวนขนาด $1.1575V$ ซึ่งคิดเป็น 25 % ของแรงดันป้อนเข้า โดยหักออกจากสัญญาณควบคุมเมื่อเวลา $1s$ ภายหลังจากที่ระบบควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยที่ความเร็ว 1.2 krpm แล้ว ผลตอบสนอง และสัญญาณควบคุมของระบบควบคุมแสดงดังรูปที่ 5.17 และ 5.18 ตามลำดับ

จากผลตอบสนองที่แสดงในรูปที่ 5.17 พบว่า ตัวควบคุมซีดีเอ็มลัดอันดับทั้ง 3 แบบ มีประสิทธิภาพในการกำจัดอิทธิพลของแรงดันรบกวนที่เกิดขึ้นได้เหมือนกัน และยังสามารถควบคุมให้ความเร็วของมอเตอร์กลับเข้าสู่ความเร็วที่ 1.2 krpm ได้ภายในเวลา $0.23s$ และจากรูปที่ 5.18 พบว่าโดยสัญญาณควบคุมได้ถูกปรับให้เพิ่มจาก $4.60V$ ไปเป็น $5.74V$ โดยอัตโนมัติ

ดังนั้นสรุปได้ว่าตัวควบคุมซีดีเอ็มลัดอันดับทั้ง 3 สามารถกำจัดอิทธิพลของแรงดันรบกวนที่เข้ามาในระบบได้



รูปที่ 5.17 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อมีแรงดันรบกวน 25 % ของแรงดันป้อนเข้าที่เวลา 1s



รูปที่ 5.18 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อมีแรงดันรบกวน 25 % ของแรงดันป้อนเข้าที่เวลา 1s

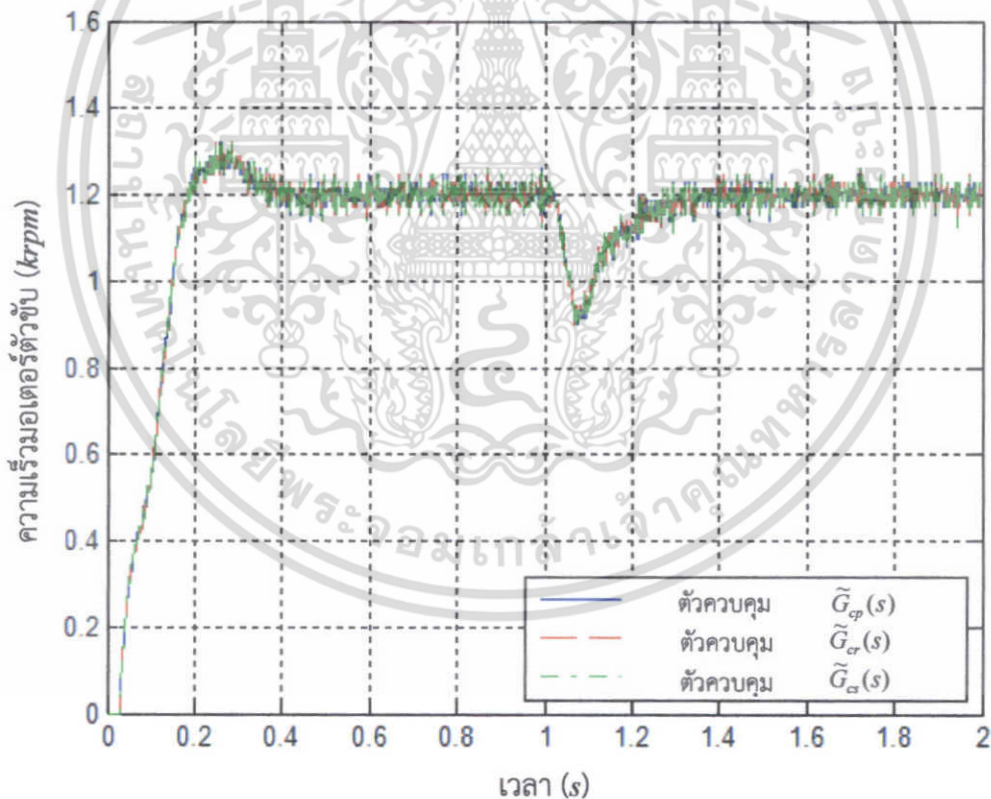
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.4 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบสองความถี่เมื่อมีแรงบิดรบกวนที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงภาระ

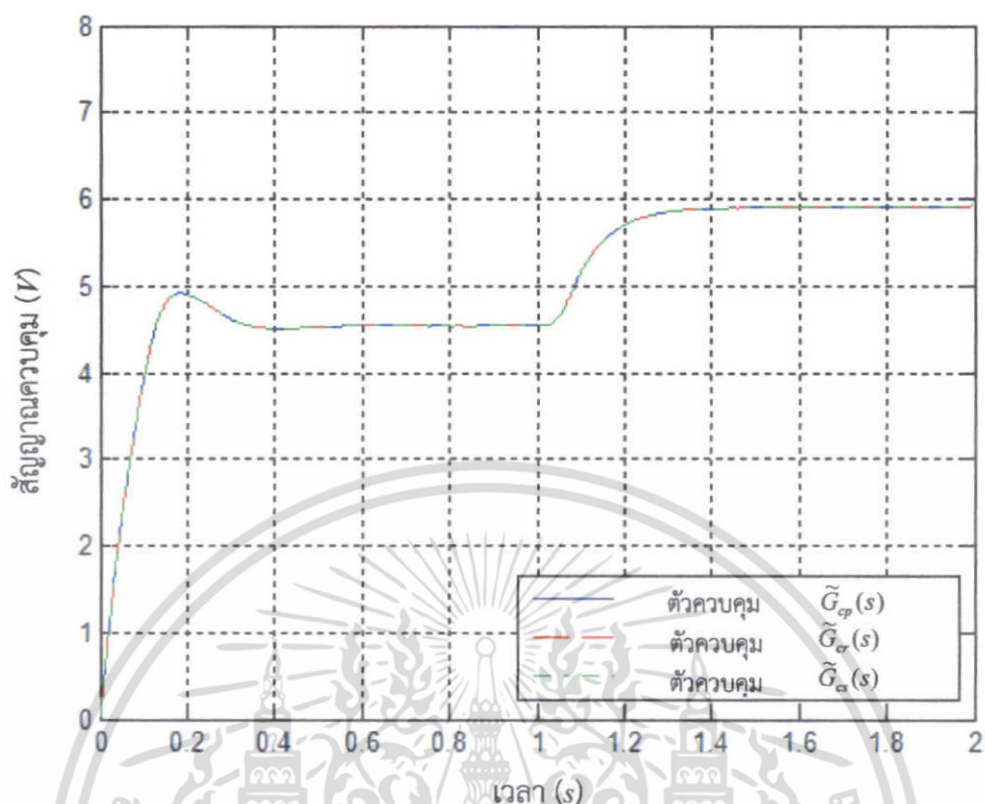
ในหัวข้อนี้จะทดลองระบบควบคุมว่า เมื่อมีแรงบิดรบกวนที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงภาระ โดยเลือกป้อนแรงบิดการรบกวนโดยต่อค่าความต้านทานขนาด 1.5Ω แก่มอเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นภาระที่เวลา $1s$ ภายหลังจากที่ระบบควบคุมความเร็วของระบบสองความถี่ที่ความเร็ว 1.2krpm แล้ว จะได้ผลเป็นอย่างไร จากผลการทดลองพบว่าระบบสามารถกำจัดอิทธิพลของแรงบิดการรบกวนได้ ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมของระบบควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 5.19 และ 5.20 ตามลำดับ

จากผลตอบสนองในรูปที่ 5.19 พบว่า ตัวควบคุมซีตีเอ็มลด์อันดับทั้ง 3 แบบ สามารถกำจัดอิทธิพลของแรงบิดรบกวนที่เกิดขึ้นได้เหมือนกัน และยังสามารถควบคุมให้ความเร็วของมอเตอร์กลับเข้าสู่ความเร็วที่ 1.2krpm ได้ภายในเวลา $0.23s$ และจากรูปที่ 5.20 พบว่า สัญญาณควบคุมได้ถูกปรับให้เพิ่มจาก $4.55V$ ไปเป็น $5.89V$ โดยอัตโนมัติ

สรุปได้ว่า ตัวควบคุมซีตีเอ็มลด์อันดับทั้ง 3 แบบสามารถกำจัดอิทธิพลของแรงบิดการรบกวนที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงภาระและกลับเข้าสู่ความเร็วที่ 1.2krpm ได้



รูปที่ 5.19 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อมีแรงบิดรบกวนเนื่องจากภาระทางไฟฟ้าที่มอเตอร์ภาระ 1.5Ω ณ เวลา $1s$



รูปที่ 5.20 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อมีแรงบิดรบกวนเนื่องจากภาระทางไฟฟ้าที่มอเตอร์ภาระ 1.5Ω ณ เวลา $1s$

5.3 สรุปผลการทดลอง

จากผลการจำลองระบบควบคุมด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปแมตแล็บ และจากผลการทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยในห้องปฏิบัติการตั้งได้กล่าวมาแล้ว สรุปได้ว่าตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับทั้ง 3 แบบ ซึ่งนำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อยได้ตามประสงค์ ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้มีค่าพุงเกินที่น้อยมาก อีกทั้งไม่มีค่าผิดพลาดสถานะอยู่ตัว และไม่มีเรโซแนนซ์การบิด รวมทั้งสามารถกำจัดสิ่งรบกวนทั้งแรงดันรบกวนและแรงบิดรบกวนที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของภาระได้

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมอย่างง่ายสำหรับควบคุมความเร็วของระบบสองความเฉื่อย ด้วยแนวคิดการลดอันดับและวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ โดยเริ่มจากการลดอันดับของกระบวนการอันดับสูงให้ต่ำลงด้วยวิธีการประมาณแบบพาเด วิธีเกณฑ์เสถียรภาพของเราท์ และวิธีสมการเสถียรภาพ จากนั้นใช้วิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ออกแบบตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับโดยไม่จำเป็นต้องปรับค่าดรรชนีเสถียรภาพสามารถใช้ดรรชนีเสถียรภาพมาตรฐานได้ ซึ่งทำให้คำนวณได้ง่าย

การทดลองที่นำเสนอใช้น้ใช้ตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับไปควบคุมระบบสองความเฉื่อยเพื่อตรวจสอบประสิทธิภาพของตัวควบคุม โดยนำเสนอแบ่งออกเป็น 4 ส่วน คือ ส่วนแรกเป็นการทดสอบควบคุมความเร็วรอบของระบบสองความเฉื่อยเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตอ้างอิงแบบขั้นบันได 1.2krpm เพื่อพิจารณาสมรรถนะของระบบควบคุมอย่างง่ายโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ ส่วนที่ 2 เป็นการทดสอบการปรับความเร็วของผลตอบสนองการจำลองการเพิ่มและลดสัญญาณอ้างอิง ส่วนที่ 3 เป็นการทดสอบการกำจัดสัญญาณรบกวนที่แรงดันขาเข้า และส่วนสุดท้ายเป็นการกำจัดอิทธิพลของแรงบิดรบกวน

จากผลการจำลองด้วยโปรแกรมแมตแล็บ และผลการทดลองจริงในห้องปฏิบัติการพบว่า ผลตอบสนองของระบบควบคุมอย่างง่ายโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์นี้มีค่าพุงเกินเพียงเล็กน้อยและไม่มีค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว ทั้งยังสามารถกำจัดเรโซแนนซ์การบิดที่เกิดขึ้นได้

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

จากผลการทดลองที่ได้นำเสนอไปแล้วนั้น พบว่าระบบควบคุมอย่างง่ายโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์มีสมรรถนะตามที่ได้ออกแบบไว้ แต่ยังมีค่าพุงเกินอยู่เล็กน้อย ดังนั้นการศึกษาถึงวิธีการปรับปรุงระบบควบคุมอย่างง่ายโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์เพื่อให้ผลตอบสนองมีค่าพุงเกินลดลง จึงเป็นแนวทางหนึ่งที่น่าสนใจที่ควรศึกษาและพัฒนาต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] Manabe S. "Coefficient Diagram Method," **Proceeding of the 14th IFAC Symposium Automatic Control in Aerospace**, 1998, pp. 199-210.
- [2] Kumpanya D., Benjanarasuth T., Ngamwiwit J. and Komine N. "PI Controller Design with Feed Forward by CDM for Level Processes," **Proceeding of the 2000 IEEE TENCON**, vol. 2, 2000. pp. II-65-II-69.
- [3] Hamamci S.E., Koksal M. and Manabe S. "Robust Position Control of a Radar Antenna with the Coefficient Diagram Method," **Proceeding of ASCC'02**, 2002. pp. 1785-1790.
- [4] Fortuna L., Nunnari G. and Gallo A. **Model Order Reduction Techniques with Application in Electrical Engineering**. Germany: Springer-Verlag London Limited, 1992.
- [5] นพณรงค์ เกื้อกูลรัฐ. "การออกแบบตัวควบคุมไอ-พีดีด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ร่วมกับตัวควบคุมป้อนไปหน้าสำหรับควบคุมความเร็วของระบบสองมวล." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2549.
- [6] Zhang G. "Speed Control of Two-Inertia System by PI/PID Control," **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 47, 2000, pp. 603-609.
- [7] Benjanarasuth T., Nundrakwang S., Panya S. and Komine N. "Simplified Design of I-P Controllers for Two-Inertia Speed Control Systems," **Proceeding of International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT 2008)**, 2008, pp. 380-384.
- [8] Shamash Y. "Stable Reduced Order Models using Padé Type Approximations," **IEEE Transactions on Automatic Control**, vol. 19, 1974. pp. 615-616.
- [9] Hutton M. F. and Friedland B. "Routh Approximations for Reducing Order of Linear, Time-Invariant Systems," **IEEE Transactions on Automatic Control**, vol. 20, no. 3, June 1975. pp. 329-337.
- [10] Chen T. C., Chang C. Y. and Han K. W. "Reduction of Transfer Functions by the Stability-Equation Method," **Journal of the Franklin Institute**, vol. 308, October 1979. pp. 389-404.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [11] Lipatov A. and Sokolov. N. "Some Sufficient Conditions for Stability and Instability of Continuous Linear Stationary Systems" **Automat. Remote Control**, 1979. pp. 1285-1291.
- [12] Astrom. KJ. 1970. **Introduction to Stochastic Control**. New York : Academic Press.
- [13] Shamash. Y. "Model Reduction using the Routh Stability Criterion and Padé Approximations Technique," **Journal of Control**, 1975. pp. 475-484.
- [14] สถาพร เสือเทศ. "การออกแบบตัวควบคุมไอพีทีอย่างง่ายด้วยวิธีกำหนดอัตราส่วนคุณลักษณะ." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2551.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

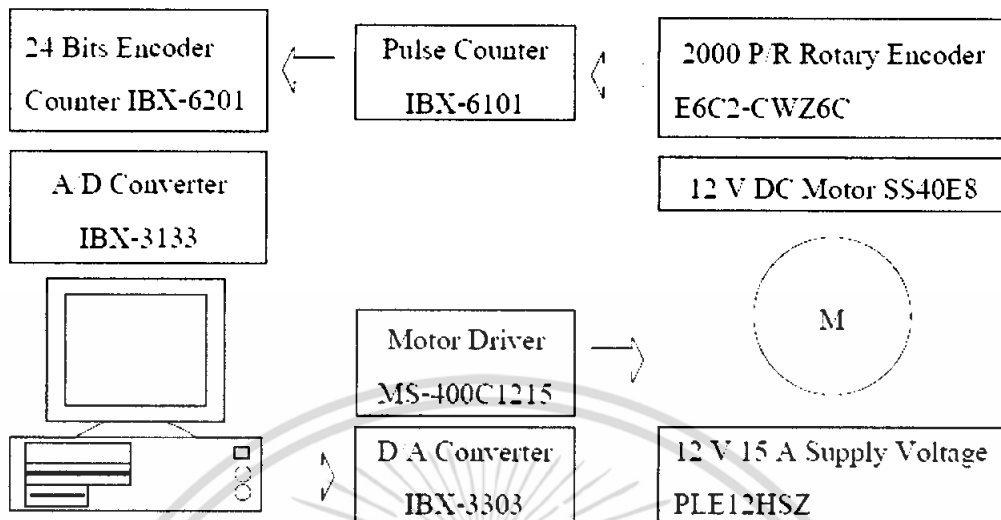


ภาคผนวก ก

รายละเอียดอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมระบบสองความเฉื่อยแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ ก.1



รูปที่ ก.1 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมระบบสองความเฉื่อย

ประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้

ก.1 คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (PC)

คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลจะทำหน้าที่รับและส่งข้อมูลจากอุปกรณ์เชื่อมต่อต่างๆ จากนั้นนำข้อมูลที่ได้มาประมวลผลเพื่อส่งสัญญาณควบคุมให้แก่ระบบ

ก.2 วงจรนับจำนวนพัลส์ (Pulse Counter)

วงจรถับจำนวนพัลส์จะใช้วงจรถับขนาด 12 bit รุ่น IBX-6101 ทำหน้าที่เป็นตัวนับสัญญาณพัลส์จากเอนโคเดอร์ แล้วแปลงเป็นข้อมูลดิจิตอลเพื่อส่งให้คอมพิวเตอร์ประมวลผลต่อไป

ก.3 วงจรแปลงข้อมูลดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก (D/A Converter)

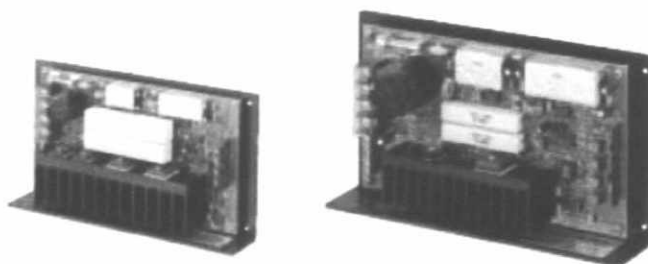
ทำหน้าที่เชื่อมต่อระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์กับวงจรถับมอเตอร์โดยใช้การ์ดแปลงสัญญาณ รุ่น IBX-3303 ทำหน้าที่รับข้อมูลดิจิตอลจากคอมพิวเตอร์และแปลงข้อมูลนี้เป็นสัญญาณอนาล็อกในรูปของแรงดันไฟฟ้ามีขนาด 0 V ถึง 10 V เพื่อส่งแรงดันนี้เข้าสู่วงจรถับมอเตอร์

ก.4 วงจรถับมอเตอร์ (Motor Driver)

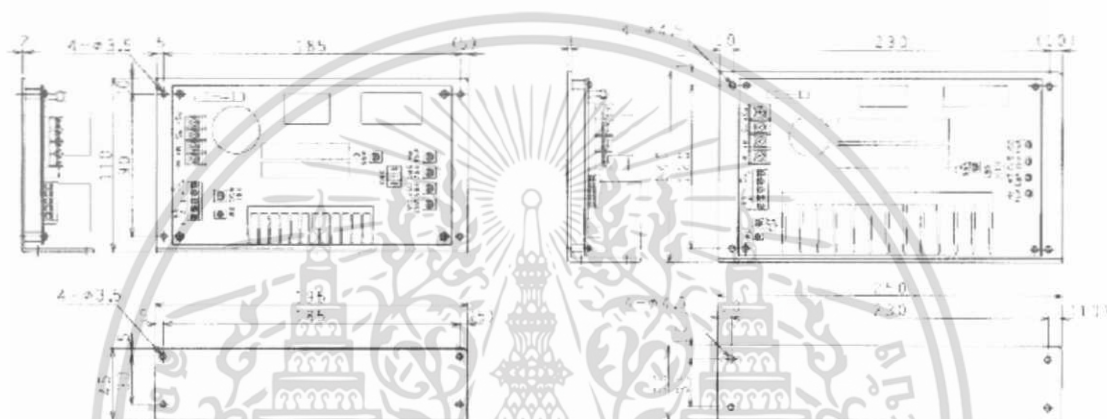
วงจรถับมอเตอร์ทำหน้าที่รับแรงดันจากวงจรแปลงข้อมูลดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก จากนั้นจะแปลงแรงดันให้เป็นสัญญาณ PWM เพื่อใช้ขับมอเตอร์ โดยใช้รุ่น MS-400 SERIES ของบริษัท SAWAMURA DENKI KOGYO มีรายละเอียดแสดงดังรูปที่ ก.2

DC モータドライバ 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-400T243C	MS-400T4304	MS-400T4502	MS-400T4515	MS-400C1204	MS-400C1208	MS-400C1215
適用モータ	MATCHING MOTOR	SS80E8-T0	SS40E2-T0 ~SS80E3-T0	SS90E6-T0	SS90E8-T0	SS32G SS40E2	SS40E4 SS40E6	SS40E8 SS80E3
モータ出力	MOTOR OUTPUT	360W	22W~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 5A	DC 15A	DC 4A	DC 5A	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°C						

本カタログ記載の内容は予告なく変更された場合がございます。 Content of this catalogue is subject to change without notice.

サワムラ電工業株式会社 〒213-0002 千葉県田沼市高津区二子 6-12-10 TEL:044-811-9331 FAX:044-833-9260
URL: <http://www.sawamura.co.jp/>

รูปที่ ก.2 รายละเอียดของชุดวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์

ก.5 มอเตอร์และภาระ

มอเตอร์และภาระที่ใช้ในการทดลองเป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 12V รุ่น SS40E8

ของบริษัท SAWAMURA DENKI KOGYO มีรายละเอียดแสดงดังรูปที่ ก.3 นี้หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

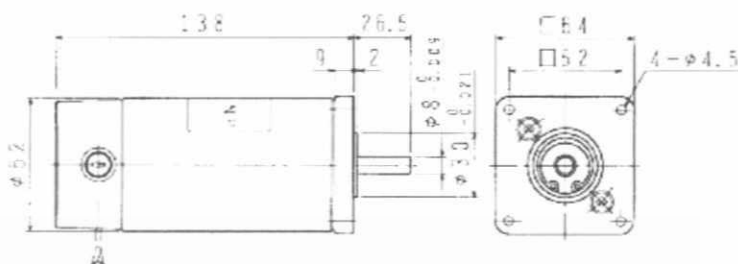
標準定格電圧
Standard Rated Voltage
12V/24V/100V

DC モーター
DC MOTOR 80W

MODEL SS40E8

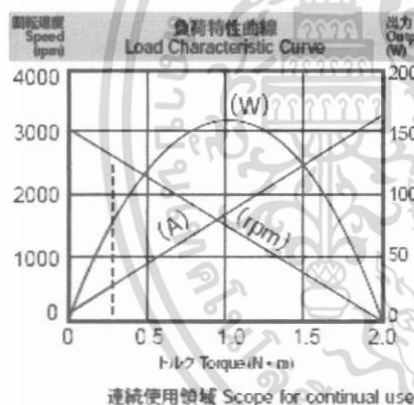


質量 Mass 1.6kg



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(GDP) R Inertia kg·cm ² (kgf·cm ²)	機械的 時定数 (tm) ms	逆起電力 定数 (Ke) V/krom	トルク 定数 (Kt) N·m/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	0.85	0.7 (2.8)	12	8	0.076	
100	1.2	2500	0.31 (3.2)	0.08	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 service for a special-voltage products apart from standard voltage.



許容オーバーハング荷重：98N(10kgf) Permissible Overhung Load
許容スラスト荷重：78N(8kgf) Permissible Thrust Load
オーバーハング荷重の着力点は、軸径長さの1/2の位置。
Point of application of force for overhung load lies on 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(鉄ケース部めっき)

●取り扱い上の注意

■モーターリード線の赤を(+), 青を(-)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、正逆相似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、モーターや相手装置に影響を与えます。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ください。 Content of this catalogue is subject to change without notice.

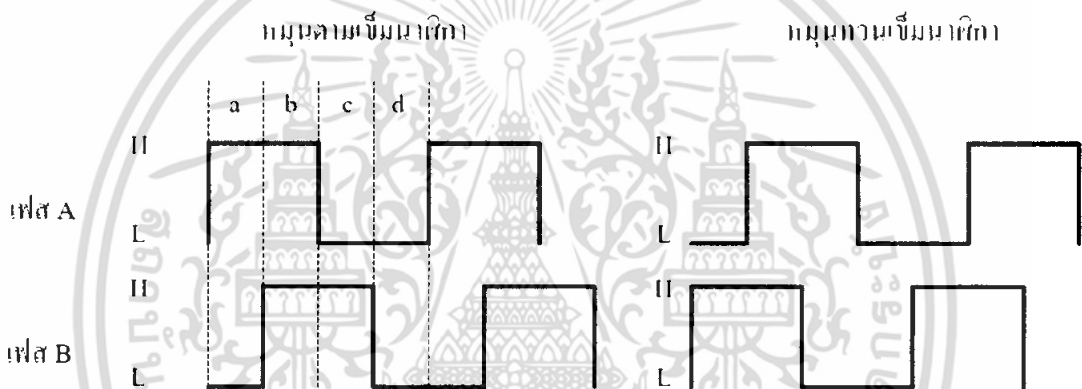
サワamura工業株式会社 〒213-0002 千葉県山崎市新津区二子 6-12-10 TEL 044-811-9331 FAX 044-833-9260
URL <http://www.sawamura.co.jp/>

รูปที่ ก.3 รายละเอียดของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.6 เอนโคเดอ์แบบหมุน (Rotary Encoder)

เอนโคเดอ์เป็นส่วนประกอบที่สำคัญในระบบควบคุมที่มีการป้อนกลับ เนื่องจากสัญญาณป้อนกลับที่ส่งมาจากเอนโคเดอ์นั้น สามารถนำมาวิเคราะห์เพื่อหาคุณสมบัติของระบบหรือสามารถบอกสถานะของระบบนั้นได้ว่าเป็นอย่างไร โดยนำสัญญาณป้อนกลับที่ได้นี้มาคำนวณเพื่อหาสัญญาณควบคุมให้กับระบบนั้นทำงานอย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งเอนโคเดอ์ที่ใช้ในระบบ สองความถี่จะเป็น เอนโคเดอ์แบบหมุนมีความละเอียด 2000 พัลส์ต่อการหมุน 1 รอบ (360 องศา) แต่เนื่องจากเมื่อเอนโคเดอ์หมุนจะทำให้เกิดสัญญาณพัลส์ขึ้นที่ขา A และ B ของเอนโคเดอ์ซึ่งต่างเฟสกันอยู่ 90 องศา โดยทั้งสองสัญญาณนี้จะถูกขยายสัญญาณและส่งเข้าสู่วงจรมุม ซึ่งวงจรมุมจะแบ่งสัญญาณพัลส์ทั้งสองออกเป็น 4 ส่วนแสดงดังรูปที่ ก.4 ดังนั้นจะทำให้ความละเอียดของสัญญาณพัลส์เพิ่มขึ้นเป็น 4 เท่า นั่นคือ 8000 พัลส์ต่อการหมุน 1 รอบ ดังนั้นความละเอียดของมุมที่วัดได้คือ $360/8000 = 0.045$ องศาต่อสัญญาณ 1 พัลส์



รูปที่ ก.4 แสดงลักษณะของสัญญาณพัลส์ที่เกิดขึ้นเมื่อเอนโคเดอ์หมุน

เอนโคเดอ์ที่ใช้เป็นชนิดโรตารี รุ่น E6C2-CWZ6C ยี่ห้อ OMRON ทำหน้าที่วัดค่าความเร็วของมอเตอร์ มีรายละเอียดดังรูปที่ ก.5

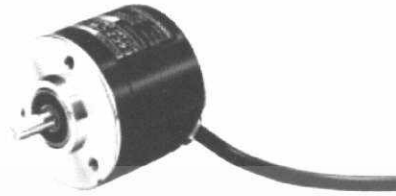
OMRON

Incremental Rotary Encoder

E6C2-C

Industrial Strength Encoder Meets World-Class Standards

- Drip-proof construction
- Shaft withstands heavy loads, 5 kgf radially, 3 kgf thrust (axially)
- Short circuit protection
- Space-saving, A-slant cable protrusion for ease of mounting



CE



Specifications

■ RATINGS/CHARACTERISTICS

Electrical

Item	E6C2-CWZ3C	E6C2-CWZ3E	E6C2-CWZ1X	E6C2-CWZ5B
Power supply voltage	5 to 24 VDC (allowable range: 4.75 to 27.6 VDC)	5 to 12 VDC (allowable range: 4.75 to 13.2 VDC)	5 VDC±5%	12 VDC -10% to 24 VDC +16%
Current consumption (See Note 1.)	80 mA max.	100 mA max.	160 mA max.	100 mA max.
Resolution	10, 20, 30, 40, 60, 60, 100, 1,600, 2,000 P/R	200, 300, 360, 400, 500, 600, 1,000, 1,200, 1,500		100, 200, 360, 600, 800, 1,000, 2,000 P/R
Output phases	A, B, and Z (reversible)		A, A', B, B', Z, Z'	A, B, and Z (reversible)
Output configuration	NPN open collector output	Voltage output (NPN output)	Line driver (See Note 2.)	PNP open collector output
Output capacity	Applied voltage: 20 VDC max. I _{pk} : 35 mA max. Residual voltage: 0.4 V max. (I _{pk} : 35 mA max.)	Output resistance: 2 kΩ Residual voltage: 0.4 V max. (I _{pk} : 20 mA max.)	AM29LS31 Output current: High level (I _{pk} : 20 mA) Low level (I _{pk} : 20 mA) Output voltage: V _o : 0.5 V min. V _o : 0.5 V max.	I _{pk} : 35 mA max. Residual voltage: 0.4 V max. (I _{pk} : 35 mA max.)
Max. response frequency (See Note 3.)	100 kHz			60 kHz
Phase difference on output	90 ±45° between A and B; 114 ±1.9T			
Rise and fall times of output	1 μs max. (circuit output voltage: 5 V; load resistance: 1 kΩ; cable length: 2 m)	1 μs max. (cable length: 2 m; I _{pk} : 10 mA max.)	0.1 μs max. (cable length: 2 m; I _{pk} : 20 mA; I _o : 20 mA)	1 μs max. (cable length: 2 m; I _{pk} : 10 mA max.)
Insulation resistance	100 MΩ min. (at 500 VDC) between carry parts and case			
Dielectric strength	500 VAC, 50/60 Hz for 1 min. between carry parts and case			

Note: 1. An inrush current of approx. 0 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, with quality equivalent to AM29LS31.

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/resolution × 60
This means that the E6C2-C Rotary Encoder will not operate electrically if its revolution exceeds the maximum electrical response revolution.

รูปที่ ก.5 รายละเอียดของเอนโคเดอร์ที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

E6C2-C

OMRON

E6C2-C

MECHANICAL

Item		E6C2-CWZ6C	E6C2-CWZ3E	E6C2-CWZ1X	E6C2-CWZ5B
Shaft loading	Radial	5 kgf (49.0 N) / 11.0 lbf			
	Thrust	3 kgf (29.4 N) / 6.8 lbf			
Moment of inertia		10 g · cm ² (1 × 10 ⁻⁶ kg · m ²) max.; 3 g · cm ² (3 × 10 ⁻⁷ kg · m ²) max. at 600 P/R max. 9.9 × 10 ³ lb·in. ² × 10			
Starting torque		100 gf · cm (9.8 mN · m) max. (7.2 m ft · lbf)			
Max. permissible revolution		6 000 rpm			
Vibration resistance		10 to 500 Hz, 120 m/s ² (12G) or 2-mm double amplitude for 11 min 3 times each in X, Y, and Z directions			
Shock resistance		1 000 m/s ² (100G) 3 times each in X, Y, and Z directions			
Weight		Approx. 400 g max. (cable length: 2 m) 0.86 lbs			

ENVIRONMENTAL

Item		E6C2-CWZ6C	E6C2-CWZ3E	E6C2-CWZ1X	E6C2-CWZ5B
Ambient temperature	Operating	-10 °C to 70 °C (-14 °F to 156 °F) with no icing			
	Storage	-25 °C to 65 °C (-13 °F to 149 °F) with no icing			
Ambient humidity	Operating	35% to 95% (with no condensation)			
Protective circuit		Protection from load short-circuiting and power supply reverse polarity wiring			
Degree of protection		IEC IP64 (JEM IP64) drip-proof (See Note)			

Note: The applicable JEM standard is JEM 1030-1091.

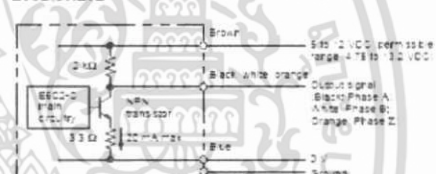
Operation

OUTPUT CIRCUIT DIAGRAM

E6C2-CWZ6C



E6C2-CWZ3E



Dimensions

Unit: mm (inches)

E6C2-C



Note: 2-m-long PVC code, 5-dia. (18-C, 12 dia.) five conductors and shield (right conductors for line driver use)

รูปที่ ก.5 รายละเอียดของเอนโคเดอร์ที่ใช้ในการทดลอง (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

E6C2-C

OMRON

E6C2-C

Installation

■ CONNECTION

E6C2-CWZ6C/-CWZ3E

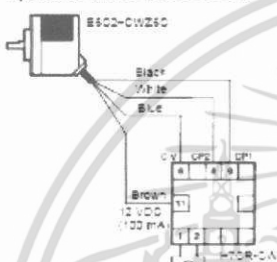
Color	Terminal
Brown	Power supply (+Vcc)
Black	Output phase A
White	Output phase B
Orange	Output phase Z
Blue	C.V. (common)

Note: Receiver: AM26LS32

Connection Examples

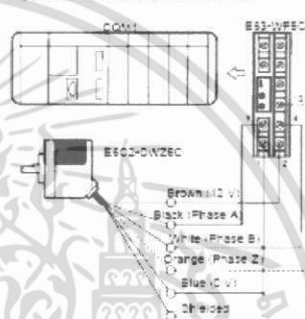
■ H7CR-CW DIGITAL COUNTER

Applicable Model: E6C2-CWZ6C



■ CQM1 PROGRAMMABLE CONTROLLER

Applicable Model: E6C2-CWZ8C



NOTE: DIMENSIONS SHOWN ARE IN MILLIMETERS. To convert millimeters to inches divide by 25.4.

OMRON

OMRON ELECTRONICS, INC.
One East Commerce Drive
Schaumburg, IL 60173
1-800-55-OMRON

Cat. No. CEDSAX3

10/99

Specifications subject to change without notice

Printed in U.S.A.

OMRON CANADA, INC.
865 Milner Avenue
Scarborough, Ontario M1B 5V8
416-286-6465

รูปที่ ก.5 รายละเอียดของเอนโคเดอร์ที่ใช้ในการทดลอง (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข. การออกแบบตัวควบคุมซีดีเอ็มโดยตรง

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้ตัวควบคุมซีดีเอ็มโดยตรงซึ่งออกแบบจากแบบจำลองของกระบวนการอันดับสูง เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับสมรรถนะของระบบควบคุมกับตัวควบคุมซีดีเอ็มลดอันดับทั้ง 3 แบบ ซึ่งแสดงไว้ในบทที่ 5

เนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบสองความเฉื่อยในสมการที่ (3.20) เป็นระบบอันดับสี่ จึงเลือกตัวควบคุมเป็นระบบอันดับสาม เพื่อให้ระบบควบคุมที่ออกแบบแล้วสอดคล้องกับค่าครรชนีเสถียรภาพมาตรฐาน และกำหนดให้ตัวควบคุมอยู่ในรูปอินทิกรัลหรือเป็นระบบ type 1 เพื่อให้ค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว (Steady-state error) เป็นศูนย์ต่อสัญญาณอ้างอิงแบบขั้นบันได ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมซีดีเอ็ม ที่ประกอบด้วยตัวควบคุม $G_c(s)$ และพรีฟิลเตอร์ $G_{pf}(s)$ มีโครงสร้างตามลำดับดังนี้

$$G_c(s) = \frac{B_c(s)}{A_c(s)} = \frac{k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s + k_0}{s(l_3s^2 + l_2s + l_1)} \quad (\text{ข.1})$$

$$G_{pf}(s) = \frac{B_a(s)}{B_c(s)} = \frac{k_0}{k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s + k_0} \quad (\text{ข.2})$$

ซึ่งจะได้พหุนามคุณลักษณะวงปิดของระบบควบคุมเป็นระบบอันดับเจ็ด ดังนี้

$$\begin{aligned} P_h(s) = & s^7 + (2.50 \times 10^3 + l_2)s^6 + (1.45 \times 10^5 + 2.50 \times 10^3 l_2 + l_1 + 3.67 \times 10^4 k_3)s^5 \\ & + (7.39 \times 10^6 + 1.45 \times 10^5 l_2 + 2.50 \times 10^3 l_1 + 3.67 \times 10^4 k_2)s^4 \\ & + (1.98 \times 10^8 + 7.39 \times 10^6 l_2 + 1.45 \times 10^5 l_1 + 5.13 \times 10^7 k_3 + 3.67 \times 10^4 k_1)s^3 \\ & + (1.98 \times 10^8 l_2 + 7.39 \times 10^6 l_1 + 5.13 \times 10^7 k_2 + 3.67 \times 10^4 k_0)s^2 \\ & + (1.98 \times 10^8 l_1 + 5.13 \times 10^7 k_1)s + (5.13 \times 10^7)k_0 \end{aligned} \quad (\text{ข.3})$$

และพหุนามคุณลักษณะของแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ที่เป็นพหุนามอันดับเจ็ด ซึ่งประกอบด้วยค่าสัมประสิทธิ์ a_0 ค่าคงตัวเวลาสมมูล และค่าครรชนีเสถียรภาพ แสดงดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} P(s) = & a_0 \left(\frac{\tau^7}{\gamma_1^6 \gamma_2^5 \gamma_3^4 \gamma_4^3 \gamma_5^2 \gamma_6} s^7 + \frac{\tau^6}{\gamma_1^5 \gamma_2^4 \gamma_3^3 \gamma_4^2 \gamma_5} s^6 + \frac{\tau^5}{\gamma_1^4 \gamma_2^3 \gamma_3^2 \gamma_4} s^5 + \frac{\tau^4}{\gamma_1^3 \gamma_2^2 \gamma_3} s^4 \right. \\ & \left. + \frac{\tau^3}{\gamma_1^2 \gamma_2} s^3 + \frac{\tau^2}{\gamma_1} s^2 + \tau s + 1 \right) \end{aligned} \quad (\text{ข.4})$$

เนื่องจากพหุนามคุณลักษณะในสมการ (ข.4) เป็นพหุนามอันดับเจ็ดจึงทำให้มีค่าตรรกษนีเสถียรภาพมีจำนวนหกค่า ดังนั้นการแก้สมการหาค่าสัมประสิทธิ์ค่อนข้างยุ่งยาก ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเลือกใช้ค่าตรรกษนีเสถียรภาพมาตรฐานตามแนวคิด CDM ดังนี้ $\gamma_6 = \dots = \gamma_3 = \gamma_2 = 2$, $\gamma_1 = 2.5$ ซึ่งจะทำให้ค่าฟังก์ชันใกล้เคียงศูนย์

หลังจากเทียบสัมประสิทธิ์ของสมการ (ข.3) กับสัมประสิทธิ์ของสมการ (ข.4) จะได้คำตอบของค่าคงตัวเวลาสมมูลและพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ต้องการออกแบบ ดังนี้ $\tau = 0.0815$, $k_3 = 109.21$, $k_2 = 492.21$, $k_1 = 48.04 \times 10^3$, $k_0 = 6.51 \times 10^6$, $l_3 = 1$, $l_2 = -1.52 \times 10^3$ และ $l_1 = 1.25 \times 10^5$ ดังนั้น ตัวควบคุมและพรีฟิลเตอร์ที่ออกแบบด้วยวิธีซีดีเอ็มโดยตรงแสดงได้ดังสมการ (ข.5) และสมการ (ข.6) ตามลำดับดังนี้

$$G_c(s) = \frac{109.21s^3 + 492.21s^2 + 48.04 \times 10^3 s + 6.51 \times 10^6}{s(s^2 - 1.52 \times 10^3 s + 1.25 \times 10^5)} \quad (\text{ข.5})$$

และ

$$G_{pr}(s) = \frac{6.51 \times 10^6}{109.21s^3 + 492.21s^2 + 48.04 \times 10^3 s + 6.51 \times 10^6} \quad (\text{ข.6})$$

ซึ่งจะพบว่า ตัวควบคุมในสมการที่ (ข.5) มีโพลจำนวน 3 ตัว อยู่ที่ $s = 0, 1.43 \times 10^3, 87.4$ และซีโรจำนวน 3 ตัว อยู่ที่ $s = 16.11 + j36.93, 16.11 - j36.93, -36.7339$ และพบว่าตัวควบคุมที่ได้ออกแบบนั้นไม่เสถียร

ในกรณีที่แบบจำลองของกระบวนการมีอันดับสูง ๆ ซึ่งจะทำให้ตัวควบคุมมีอันดับสูงตามไปด้วย ดังนั้น การเทียบสัมประสิทธิ์ของสมการพหุนามคุณลักษณะวงปิดของระบบควบคุมกับสมการพหุนามคุณลักษณะของแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมจึงค่อนข้างยุ่งยาก และทำให้เสียเวลาในการออกแบบ



ภาคผนวก ค

โปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค. โปรแกรมที่ใช้ควบคุมความเร็วระบบสองความถี่

```

#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],ywl[NN],un[NN],y;
double cntnew,cntold,cnt;
FILE *fp_1;
FILE *fp_2;
int inter=0;
float cUip,Uip,Uip_delay,e;
float RC=0.02,wmn,wmn_delay,cwmn;
double spt,wm,wl,error,v,T,r;

```

```

double    volt,volt1,ref,ref0,ref1,sp,spm;
double    cntnew1,cntold1,cnt1,cnt10;
double    cntnew2,cntold2,cnt2,cnt20,CL;
double    xd1,xd2,uf,ufd,td;
double    rf,rf0,ei,ei0,e0,v0;

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;
    Uip_delay=0;
    wmn_delay=0;

    /* Initial Variables */

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

sp=dd1*dd2/8e6;
spm=sp*1000;

//y1o=0.0; y2o=0.0;
ref0=0.0;
ref1=2.5;
xd1=0.0; xd2=0.0;
e0=0.0; ei0=0.0; ei=0.0; rf0=0.0; v0=0.0;

/*Controller Parameters*/
T=0.001;

/* Initialize Counter */
outp(ADR1+4,0x8c);
outp(ADR2+4,0x8c);
cntold2=cnt_read(ADR1);
cntold1=cnt_read(ADR2);

/*****MAIN ROUTINE*****/
while(i<tn)
{
    if(kbhit() !=0) break;
    if(i<1000) r=1.2; /* Step time at 1000th sampling */
    if((i>=1000)&(i<2000)) r=1.2;
    if((i>=2000)&(i<3000)) r=1.2;
    if((i>=3000)&(i<4000)) r=1.2;
    if(i>=4000) r=1.2;
    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 */
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเฉพาะภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

wl=0.015*cnt2;          /* unit in x1000 rpm */

y=wm;
ywm[i]=wm;             /*speed in rad/s *104.7198 */
ywl[i]=wl;
rf=r;
e=rf-y;
v=0.0206824*e+0.0206824*e0+v0;

if(v<0)
    v=0;
else if(v>10)
    v=10;
else
    v=v;
    un[i]=v;
    /* tm[i]=i*0.001;//convert millisecond to second */
    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);

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

    rf0=rf; e0=e; ei0=ei; v0=v;
    inter=0;
    i++;
}
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

/* 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("l1.txt","w");
i=0;
while(i<tn)
{   fprintf(fp_1,"%f %f %f\n",ywm[i],ywl[i],un[i]);
    i++; }
fclose(fp_1);

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

}

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

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือสงวนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

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 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Simplified Design of CDM Controllers for Speed Control of Two-Inertia Systems

P. Boonyoung¹, T. Benjanarasuth²

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

Bangkok 10520, Thailand

¹opal.cte@gmail.com

²kbtaworn@kmitl.ac.th

Abstract— In this paper, the simplified design of CDM controllers for a higher-order plant by using concepts of the plant model order reduction and Coefficient Diagram Method with the recommended stability index is presented. First, the lower-order plant models of a higher-order plant are obtained by using the Padé type approximation method, Routh stability criterion and stability equation approach. Then the lower-order CDM controllers are designed for the lower-order plant models. Finally, each lower-order CDM controller is employed to control the original higher-order plant. The effectiveness of the controllers designed by the proposed method are verified by simulations and experiments.

Keywords— Coefficient Diagram Method, model order reduction, two-inertia system, speed control, resonance suppression.

I. INTRODUCTION

The industrial processes, such as the crude oil refining process and the electricity generation process are generally complex. Thus, it is necessary to employ the control system so that the desired productivity is obtained. Although several techniques for control systems have been developed rapidly but PID-family controllers are still used broadly due to their simplicity and their sufficiency in process control. It is reported lately that more than 90% of the industrial controllers employed nowadays are PI controllers. However, in order to obtain acceptable responses, the parameters of the controllers must be tuned appropriately according to the process characteristics and required system performances. Ziegler-Nichols' tuning formula [1] is the most popular method which is designed to exhibit quarterly decayed overshoot characteristic in the step response. Therefore fine tuning is needed for the practical use to reduce the overshoot in the closed-loop response.

In 1998, a new design method called Coefficient Diagram Method (CDM) [2] has been proposed. CDM is an algebraic design algorithm utilizing polynomial form. In CDM, the closed-loop characteristic polynomial is designed based on stability index γ_i and equivalent time constant τ , which are used to determine stability and speed of closed-loop response respectively. Hence, the unknown parameters of controllers resulting for over-damped responses can be obtained accordingly

[3]-[4]. However, it is quite time consuming to calculate controller parameters, especially for a higher-order plant.

In this paper, the simplified design of controllers for higher-order plant using CDM with the recommended stability index γ_i is presented. By the Padé type approximation method [5]-[6], Routh stability criterion (RSC) [5], [7] and stability equation approach [5], [8], the higher-order plant models is reduced to be lower-order plant models. After that, CDM is used to design the lower-order CDM controllers based on the lower-order plant models. Finally, the controllers designed for the lower-order plant models are employed to control the original higher-order plant. In order to demonstrate the effectiveness of the proposed method, simulated and experimental results in controlling the speed of the two-inertia system are shown.

II. COEFFICIENT DIAGRAM METHOD

The concept of CDM and the rearranged CDM control system structure are described respectively in this section.

The CDM control system structure is shown in Fig. 1.

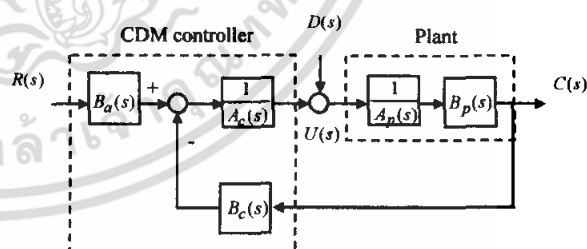


Fig. 1 CDM control system structure

The transfer function of the plant in the polynomial form for each block is

$$A_p(s) = p_k s^k + p_{k-1} s^{k-1} + \dots + p_0, \quad (1a)$$

$$B_p(s) = q_m s^m + q_{m-1} s^{m-1} + \dots + q_0, \quad (1b)$$

and the CDM controller polynomials are

$$A_c(s) = l_\lambda s^\lambda + l_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + l_0, \quad (2a)$$

$$B_c(s) = k_\lambda s^\lambda + k_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + k_0, \quad (2b)$$

$$B_a(s) = k_0. \quad (2c)$$

Hence, the characteristic polynomial of the closed-loop system can be given as

$$P(s) = A_c(s)A_p(s) + B_c(s)B_p(s) = \sum_{i=0}^n a_i s^i \tag{3}$$

Note that it still has unknown controller parameters to be solved. Based on CDM concept, the performance specifications known as the stability index γ_i , equivalent time constant τ and stability limit γ_i^* are defined by

$$\gamma_i = \frac{a_i^2}{a_{i+1}a_{i-1}}, \tag{4}$$

$$\tau = \frac{a_1}{a_0}, \tag{5}$$

$$\gamma_i^* = \frac{1}{\gamma_{i+1}} + \frac{1}{\gamma_{i-1}}, \quad \gamma_n = \gamma_0 = \infty \tag{6}$$

where $i=1, \dots, n-1$. The equivalent time constant τ is generally selected according to the specified settling time t_s as $t_s = 2.5\tau$ and the standard stability index is recommended to be

$$\gamma_{n-1} = \dots = \gamma_3 = \gamma_2 = 2, \quad \gamma_1 = 2.5. \tag{7}$$

From (4)-(5), the coefficient a_i can be written by

$$a_i = a_0 \tau^i \left(\frac{1}{\gamma_{i-1} \dots \gamma_2 \gamma_1^{i-1}} \right) = a_0 \tau^i \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_j^{i-j}} \right). \tag{8}$$

Consequently, the CDM characteristic polynomial employed for designing the parameters of a controller is

$$P(s) = a_0 \left[\sum_{i=2}^n \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_j^{i-j}} \right) (\tau s)^i \right] + \tau s + 1, \tag{9}$$

Hence when the mathematical model of the plant is known, the parameters of the controller can be obtained by equating the characteristic polynomial in (3) to the one in (9) with the known stability index γ_i and/or the equivalent time constant τ .

For simplicity in design, the original CDM control system structure shown in Fig. 1 is rearranged as in Fig. 2.

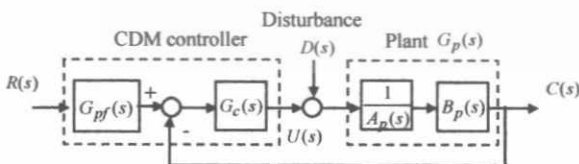


Fig. 2 Rearranged CDM control system structure

The transfer function of the controller $G_c(s)$ and the pre-filter $G_{pff}(s)$ of the rearranged control system shown in Fig. 2 are

$$G_c(s) = \frac{B_c(s)}{A_c(s)} \tag{10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

and

$$G_{pff}(s) = \frac{B_a(s)}{B_c(s)}. \tag{11}$$

III. TWO-INERTIA SYSTEM

The two-inertia system model is shown in Fig. 3 and its block diagram is shown in Fig. 4. Using the parameters shown in Table I, its transfer function can be obtained as [9].

$$G_p(s) = \frac{3.67 \times 10^4 s^2 + 5.13 \times 10^7}{s^4 + 2.5 \times 10^3 s^3 + 1.45 \times 10^5 s^2 + 7.39 \times 10^6 s + 1.98 \times 10^8}. \tag{12}$$

It is seen that the two-inertia system is a fourth-order system and the corresponding opened-loop poles and zeros are at $s = -36.75, -2441.8, -10.7 + j45.75, -10.7 - j45.75$ and $s = +j37.39, -j37.39$ respectively.

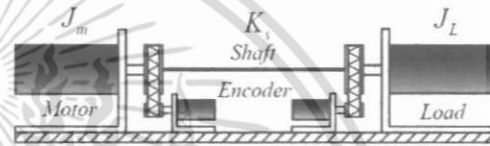


Fig. 3 Model of two-inertia system

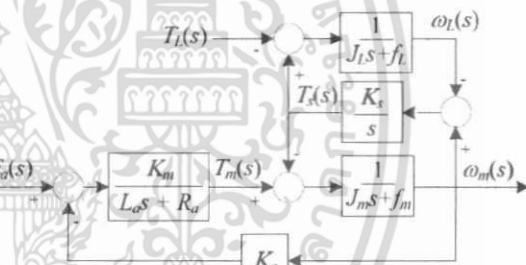


Fig. 4 Block diagram of two-inertia system

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

If the desired speed is at 1.2 krpm, the associated command voltage can be computed from the transfer function of the two-inertia system in (12) to be 4.63 volts. The corresponding simulated and actual opened-loop speed responses are shown in Fig. 5 and Fig. 6 respectively. It is seen that the unsatisfied torsional resonance occurs.

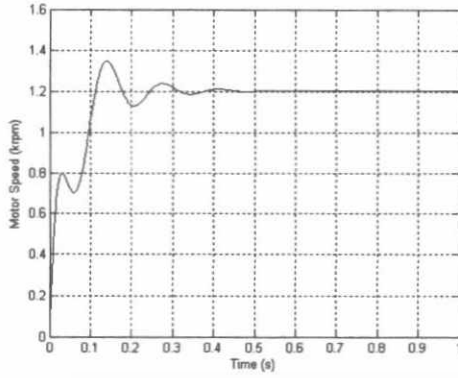


Fig. 5 Simulated step response of two-inertia system

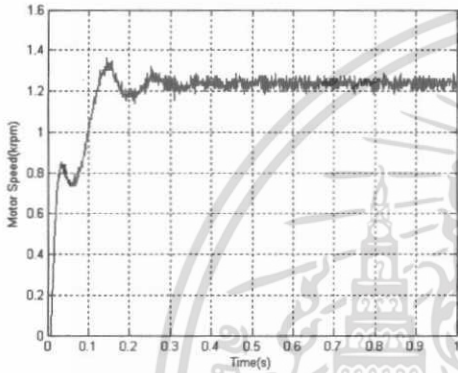


Fig. 6 Experimental step response of two-inertia system

IV. CONTROLLER DESIGN AND SYSTEM RESPONSES

In this section, the CDM controllers are firstly designed for the original higher-order plant and the reduced lower-order plant models. All controllers are then employed to control the motor speed of the original higher-order plant model and the actual two-inertia system. Step responses are investigated and reported to verify the effectiveness of the controllers.

A. CDM Controller Design

Since the original higher-order plant model of the two-inertia system is a fourth-order system, the controller is selected to be a third-order system. Furthermore, the controller is defined to be the integral form or the type 1 system in order to obtain zero steady-state error and almost zero overshoot when the standard stability index values are used [2]. Thus, the transfer functions of CDM controller consisting of the controller $G_c(s)$ and the pre-filter $G_{pf}(s)$ are chosen as in the following forms,

$$G_c(s) = \frac{B_c(s)}{A_c(s)} = \frac{k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s + k_0}{s(l_3s^2 + l_2s + l_1)}, \tag{13}$$

$$G_{pf}(s) = \frac{B_a(s)}{B_c(s)} = \frac{k_0}{k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s + k_0}, \tag{14}$$

where

$$A_c(s) = s(l_3s^2 + l_2s + l_1) = l_3s^3 + l_2s^2 + l_1s, \tag{15}$$

$$B_c(s) = k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s + k_0, \tag{16}$$

$$B_a(s) = k_0. \tag{17}$$

Therefore, the closed-loop characteristic polynomial of the control system is a seventh-order system. From the CDM concept, the standard stability index

$$\gamma_6 = \dots = \gamma_3 = \gamma_2 = 2 \text{ and } \gamma_1 = 2.5 \tag{18}$$

are employed. Then the CDM controller consisting of the controller and the pre-filter can be obtained as

$$G_c(s) = \frac{109.21s^3 + 492.21s^2 + 48.04 \times 10^3s + 6.51 \times 10^6}{s(s^2 - 1.52 \times 10^3s + 1.25 \times 10^5)} \tag{19}$$

and

$$G_{pf}(s) = \frac{6.51 \times 10^6}{109.21s^3 + 492.21s^2 + 48.04 \times 10^3s + 6.51 \times 10^6}. \tag{20}$$

Note that the controller $G_c(s)$ in (19) is unstable. Furthermore, the derivation of the controller parameters are complicated and quite time consuming.

B. Lower-order CDM Controller Design

Recently, there are several methods used to find the reduced order plant model of the higher-order plant. In this paper, the Padé type approximation method, Routh stability criterion (RSC) and stability equations approach are employed to find the lower-order plant models of the two-inertia system. The first-order plant models with no zero obtained from three methods are shown in Table II. Note that, in this paper, the controller obtained from the lower-order plant model is called as a lower-order CDM controller.

TABLE II
LOWER-ORDER PLANT MODEL AND CONTROLLER

Method	Lower-order plant model	Lower-order CDM controller
Padé	$\tilde{G}_{pp}(s) = \frac{6.9418}{s + 26.7930}$	$\tilde{G}_{cp}(s) = \frac{41.3648}{s}$
RSC	$\tilde{G}_{pr}(s) = \frac{6.9420}{s + 26.7900}$	$\tilde{G}_{cr}(s) = \frac{41.3543}{s}$
Stability Equation	$\tilde{G}_{ps}(s) = \frac{6.9418}{s + 26.8200}$	$\tilde{G}_{cs}(s) = \frac{41.4482}{s}$

From the CDM approach, the lower-order CDM controller consisting of the controller $\tilde{G}_c(s)$ and the pre-filter $\tilde{G}_{pf}(s)$ for the first-order plant models are sufficed to be chosen as

$$\tilde{G}_c(s) = \frac{k_0}{s}, \tag{21}$$

$$\tilde{G}_{pf}(s) = \frac{k_0}{k_0} = 1, \tag{22}$$

where

$$\tilde{A}_c(s) = s, \tag{23}$$

$$\tilde{B}_c(s) = k_0, \tag{24}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tilde{B}_a(s) = k_0 \tag{25}$$

Note that, the pre-filter shown in (22) is equal to one.

From the controller structure, the closed-loop system is therefore a second-order system so that only the standard stability index

$$\gamma_1 = 2.5 \tag{26}$$

is employed in the characteristic polynomial. The corresponding CDM controller can now be simply designed for each first-order plant model and the three corresponding lower-order controllers are obtained as listed in Table II.

In the next sub-section, the speed responses of the two-inertia system using CDM controller and the proposed lower-order CDM controllers are investigated by the simulations.

C. Simulation Results

In this sub-section, the designed CDM controller and lower-order CDM controllers are utilized to control the original higher-order plant model of the two-inertia system by the simulations with MATLAB program. The reference speed of the two-inertia system is set to 1.2 krpm.

First, the CDM controller is employed to control speed of the two-inertia system model and the corresponding step response is shown in Fig. 7. It is seen that the response can converge to the desired reference speed at 1.2 krpm without overshoot but the unsatisfied torsional resonance cannot be eliminated completely.

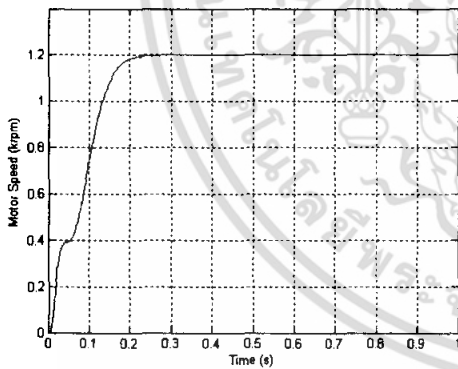


Fig. 7 Simulated closed-loop step response using the CDM controller

Next, the proposed lower-order CDM controllers in Table II are employed to control motor speed of the original two-inertia system. The step responses are shown in Fig. 8-10. The system performance can be summarized in term of equivalent time constant τ , rise time t_r (10–90%), settling time t_s ($\pm 2\%$) and maximum percent overshoot M_p in Table III. It is seen that three step responses are similar and can eradicate the unsatisfied torsional resonance completely.

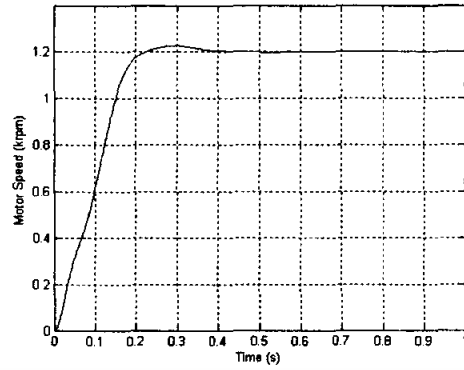


Fig. 8 Simulated closed-loop step response using $\tilde{G}_{cp}(s)$

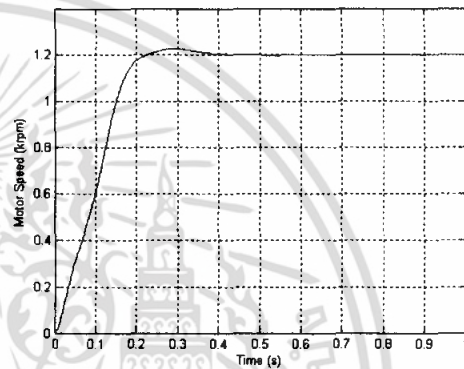


Fig. 9 Simulated closed-loop step response using $\tilde{G}_{cr}(s)$

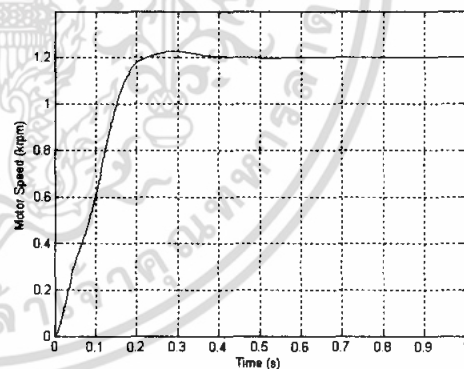


Fig. 10 Simulated closed-loop step response using $\tilde{G}_{cs}(s)$

TABLE III
SYSTEM PERFORMANCE (SIMULATION)

Controller	τ (s)	t_r (s)	t_s (s)	M_p (%)
$G_c(s)$	0.0815	0.15	0.19	0
$\tilde{G}_{cp}(s)$	0.0933	0.17	0.32	2.26
$\tilde{G}_{cr}(s)$	0.0933	0.17	0.32	2.26
$\tilde{G}_{cs}(s)$	0.0932	0.17	0.32	2.28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

D. Experimental Results

To demonstrate that the designed controllers can be used in the reality, the controllers are implemented to control the two-inertia system experimentally in the laboratory as shown in Fig. 11.

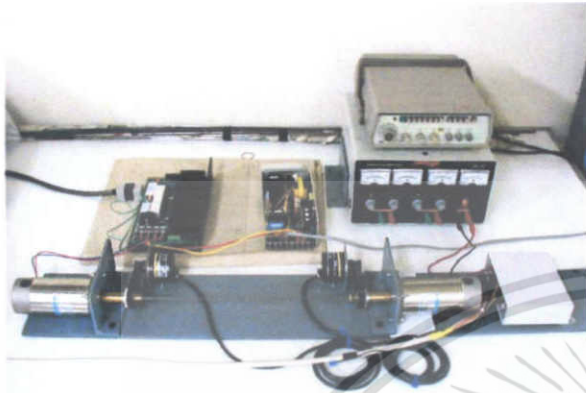


Fig. 11 Experimental two-inertia system

In the case of the CDM controller in (19), the controller itself is unstable. Therefore it should not be used in the experiment because it might damage the system. Thus, only the lower-order CDM controllers are implemented. The experimental results are shown in Fig. 12-14 and the system performances are summarized in Table IV. It is seen that three responses are nearly identical and converge to the reference speed at 1.2 krpm. However, notice that the motor does not rotate immediately due to the coulomb friction. Therefore the motor starts to rotate once the command input voltage is greater than 2.2 volts at 0.044 sec. Moreover this coulomb friction also causes higher overshoots in the experimental responses than in the simulated responses.

V. CONCLUSION

The simplified design of CDM controllers for the speed control of the two-inertia system by using the concepts of model order reduction and CDM has been proposed in this paper. The proposed method simplifies the design calculation and the CDM recommended stability index values can be used without any adjustment. The resulting lower-order CDM controller is much simpler for actual implementation than the CDM controller designed from the original higher-order plant model. From the simulations and experiments, the lower-order CDM controllers are verified to be sufficient in controlling the speed of the two-inertia system so that the torsional resonance can be suppressed and the responses can track the desired speed quickly with less than 20% overshoot.

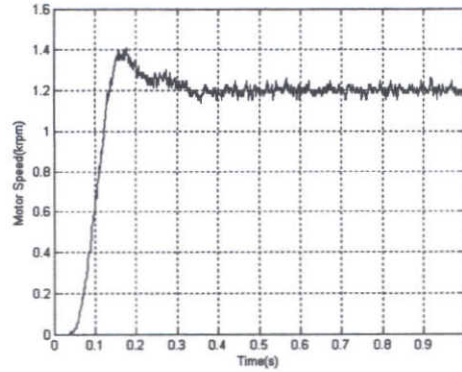


Fig. 12 Experimental closed-loop step response using $\tilde{G}_{cp}(s)$

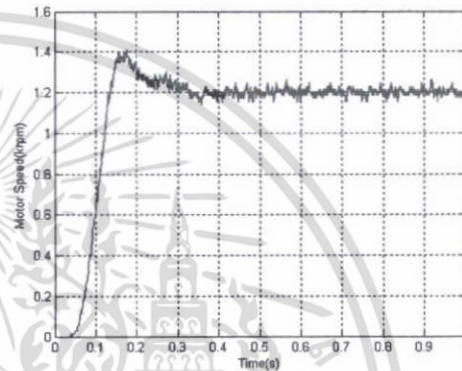


Fig. 13 Experimental closed-loop step response using $\tilde{G}_{cr}(s)$

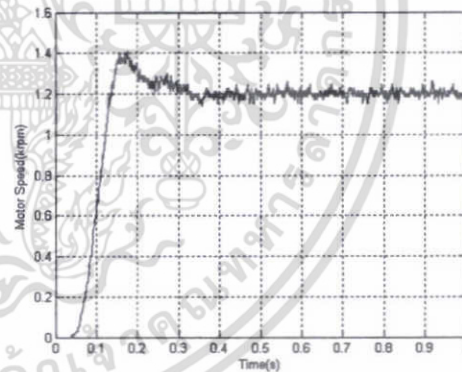


Fig. 14 Experimental closed-loop step response using $\tilde{G}_{cs}(s)$

TABLE IV
SYSTEM PERFORMANCE (EXPERIMENT)

Controller	t_r (s)	t_s (s)	M_p (%)
$\tilde{G}_{cp}(s)$	0.13	0.30	17.5
$\tilde{G}_{cr}(s)$	0.13	0.30	17.5
$\tilde{G}_{cs}(s)$	0.13	0.30	17.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

REFERENCES

- [1] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers," *ASME Trans.*, vol. 64, pp. 759-768, Nov. 1942.
- [2] S. Manabe, "Coefficient Diagram Method," in *Proc. of the 14th IFAC Symposium Automatic Control in Aerospace*, 1998, pp. 199-210.
- [3] D. Kumpanya, T. Benjanarasuth, J. Ngamwiwit and N. Komine, "PI controller design with feed forward by CDM for level processes," in *Proc. of the 2000 IEEE TENCON*, vol. 2, 2000, pp. II-65-II-69.
- [4] S. E. Hamamci, M. Koksai and S. Manabe, "Robust position control of a radar antenna with the Coefficient Diagram Method," in *Proc. ASCC'02*, 2002, pp. 1785-1790.
- [5] L. Fortuna, G. Nunnari and A. Gallo, *Model Order Reduction Techniques with Application in Electrical Engineering*, Germany: Springer-Verlag London Limited, 1992.
- [6] Y. Shamash, "Stable reduced order models using Padé type approximations," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 19, pp. 615-616, 1974.
- [7] M. F. Hutton and B. Friedland, "Routh approximations for reducing order of linear, time-invariant systems," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 20, no. 3, pp. 329-337, Jun. 1975.
- [8] T. C. Chen, C. Y. Chang, K. W. Han, "Reduction of transfer functions by the stability-equation method," *J. Franklin Inst.*, vol. 308, pp. 389-404, Oct. 1979.
- [9] S. Suathed, "Simplified Design of I-P controller Based on CRA Approach," M. Eng. thesis, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, 2007.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นางสาวพันธิณี บุญยัง เกิดเมื่อวันที่ 24 กรกฎาคม พ.ศ. 2528 ที่อำเภอเมือง จังหวัดพัทลุง ในปี พ.ศ.2547 เข้าศึกษาระดับปริญญาตรีสาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม จากภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สำเร็จการศึกษาในปี พ.ศ. 2550 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปี พ.ศ. 2552 มีผลงานทางวิชาการ ระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์และนำเสนอในการประชุมวิชาการนานาชาติ 4th Asia International Symposium on Mechatronics ที่จัดขึ้นที่ประเทศสิงคโปร์ระหว่างวันที่15-18 ธันวาคม 2553



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้