

การออกแบบตัวควบคุมไอ-พีดีเอด้วยวิธีแผนผังคำสั่งสัมประสิทธิ์ร่วมกับ
ตัวควบคุมป้อนไปหน้าสำหรับควบคุมความเร็วของระบบสองมวล

I-PDA CONTROLLER DESIGNED BY CDM INCORPORATING FFC FOR
SPEED CONTROL OF TWO-INERTIA SYSTEM



นพณรงค์ เกื้อกูลรัฐ

NOPNARONG KHUAKONRAT

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน **63388**
วัน,เดือน,ปี **28 ส.ค. 2549**

.....
.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2549

ISBN 974-15-2222-3

**I-PDA CONTROLLER DESIGNED BY CDM INCORPORATING FFC FOR
SPEED CONTROL OF TWO-INERTIA SYSTEM**

NOPNARONG KHUAKOONRAT

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

2006

ISBN 974-15-2222-3

COPYRIGHT 2006

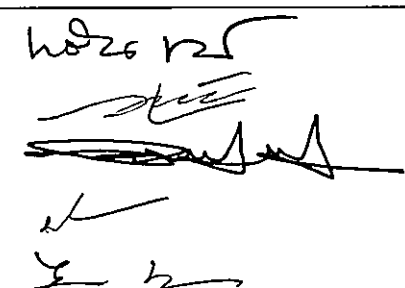
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบตัวควบคุมไอ-พีดีด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ร่วมกับตัวควบคุม
 ป้อนไปหน้าสำหรับควบคุมความเร็วของระบบสองมวล
 I-PDA CONTROLLER DESIGNED BY CDM INCORPORATING FFC FOR
 SPEED CONTROL OF TWO-INERTIA SYSTEM

ชื่อนักศึกษา นายณพณรงค์ เกื้อกุลรัฐ
รหัสประจำตัว 44061502
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมระบบควบคุม
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.จงกล งามวิวิทย์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร. โยธิน	เปรมปราณีรัชต์	
ผศ.พรสุข	รติโรจน์อนันต์	
ดร.ปรเมษฐ์	ประนายนันทน์	
รศ.ประสิทธิ์	จตุเสวีวงศ์	
รศ.ดร.จงกล	งามวิวิทย์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 3 มีนาคม 2549 เวลา 11.30-13.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-403)



วันที่.....18.....เดือน.....กุมภาพันธ์.....พ.ศ.....๒๕๔๙.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบตัวควบคุมไอ-พีดีเอด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ร่วมกับตัวควบคุมป้อนไปหน้าสำหรับควบคุมความเร็วของระบบสองมวล
นักศึกษา	นายณพณรงค์ เกื้อกูลรัฐ
รหัสนักศึกษา	44061502
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2549
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. จงกล งามวิวิทย์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมเพื่อควบคุมความเร็วของระบบสองมวล ตัวควบคุมนี้จะประกอบด้วยตัวควบคุม ไอ-พีดีเอซึ่งออกแบบด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์และตัวควบคุมป้อนไปหน้าแบบเฟสล้ำหลัง ตัวควบคุมไอ-พีดีเอจะทำหน้าที่ควบคุมความเร็วและลดเรโซแนนซ์การบิดที่เกิดขึ้นในระบบ ส่วนตัวควบคุมป้อนไปหน้าแบบเฟสล้ำหลังจะทำหน้าที่ปรับปรุงผลตอบสนองของระบบให้เร็วยิ่งขึ้น จากผลการทดลองพบว่า ตัวควบคุมสามารถควบคุมความเร็วของระบบสองมวลได้โดยไม่มีค่าพุ่งเกินและค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว รวมทั้งสามารถลดเรโซแนนซ์การบิดได้

Thesis Title	I-PDA Controller Designed by CDM Incorporating FFC for Speed Control of Two-Inertia System
Student	Mr. Nopnarong Khuakoonrat
Student ID.	44061502
Degree	Master of Engineering
Programme	Control Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Jongkol Ngamwiwit

ABSTRACT

In this thesis, a controller for controlling the speed of the two-inertia system is proposed. The proposed controller consists of the I-PDA controller designed by CDM and the feedforward controller whose structure is phase lag. The I-PDA controller is used to control the speed and to reduce the torsional resonance of the system while the feedforward controller is used to improve the response speed. The experimental results show that the proposed controller can control the speed of the two-inertia system without overshoot and steady-state error. Furthermore, the torsional resonance reduction can also be achieved.

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียน ขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. จงกล งามวิวิทย์ อาจารย์ที่ปรึกษาเป็น
อย่างสูงที่ได้ให้คำปรึกษาแนวทางในการทำวิจัย รวมทั้งให้ความเอาใจใส่ ดูแล และสอบถามถึง
ความก้าวหน้าในการทำงานอย่างสม่ำเสมอ ทำให้ผู้เขียนสามารถทำงาน ได้สำเร็จลุล่วง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ ถาวร เบญจนราสุทธิ ที่ได้ให้คำปรึกษา แนะนำวิธีการแก้ปัญหา
ต่างๆ ที่เกิดขึ้นทั้งทางทฤษฎีและปฏิบัติแก่ผู้เขียน ทำให้ผู้เขียนมีความเข้าใจและสามารถแก้ไข
ปัญหาที่เกิดขึ้นได้เป็นอย่างดี

ขอขอบคุณ อาจารย์ ดอน อิศรากร ที่ได้ช่วยเหลือให้คำปรึกษาและเป็นกำลังใจให้ผู้เขียน
ด้วยดีเสมอมา

ขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ โนริยุกิ โคมิเนะ (Assoc. Prof. Noriyuki Komine) จาก
มหาวิทยาลัยโตเกียว ประเทศญี่ปุ่น ที่ได้ให้คำแนะนำแก่ผู้เขียน

ขอขอบคุณ ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสาร
สนเทศ (ReCCIT) และ Japan International Cooperation Agency (JICA) ที่ได้ให้การสนับสนุน
เครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำวิจัยครั้งนี้

ขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ และน้องๆ ในห้องวิจัยทุกคน ที่ได้ช่วยเหลือให้คำปรึกษา แนะนำและ
เป็นกำลังใจให้ด้วยดี

และท้ายที่สุดขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่เคารพรัก ที่สนับสนุนและให้โอกาส
แก่ผู้เขียนได้ศึกษาเล่าเรียนตลอดจนเป็นกำลังใจให้เสมอ จนผู้เขียนสามารถจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับ
นี้ได้เสร็จสมบูรณ์

นพพรรงค์ เกื้อกูลรัฐ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 แนวคิดในการทำวิทยานิพนธ์.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์ขอบเขตของการศึกษา.....	2
บทที่ 2 ระบบสองมวล	4
2.1 โครงสร้างของระบบสองมวล.....	5
2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวล.....	5
บทที่ 3 วิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ (CDM)	9
3.1 คุณสมบัติพื้นฐานของ CDM.....	9
3.2 โครงสร้าง CDM มาตรฐาน.....	10
3.3 พหุนามคุณลักษณะ.....	11
3.4 เงื่อนไขเสถียรภาพของ CDM.....	12
3.5 รูปแบบมาตรฐานของ CDM.....	14
3.6 เงื่อนไขการเลือกค่าดรรชนีเสถียรภาพ.....	15
3.7 แผนผังค่าสัมประสิทธิ์.....	16
บทที่ 4 การออกแบบและการสร้างตัวควบคุม	19
4.1 โครงสร้างของระบบควบคุม.....	19
4.2 การออกแบบตัวควบคุมไอ-พีดีเอ.....	21
4.3 การออกแบบตัวควบคุมป้อนไปหน้า.....	22

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.4 การสร้างตัวควบคุม.....	24
4.4.1 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง.....	24
4.4.2 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมความเร็วของระบบสองมวลจากระบบ เวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง.....	26
4.4.2.1 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมไอ.....	27
4.4.2.2 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีดีเอ.....	27
4.4.2.3 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมป้อนไปหน้า.....	28
บทที่ 5 การจำลองและทดลองระบบควบคุม.....	30
5.1 การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวล.....	30
5.2 การจำลองควบคุมระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์.....	32
5.2.1 การจำลองการควบคุมระบบเมื่อป้อนอินพุตแบบขั้น.....	32
5.2.2 การจำลองการควบคุมระบบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็ว.....	33
5.2.3 การจำลองการควบคุมระบบเมื่อมีสิ่งรบกวน.....	36
5.2.4 การจำลองการควบคุมระบบเมื่อเปลี่ยนค่า σ_f	37
5.2.5 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบเมื่อลดความเร็วลงจากความเร็วเดิม.....	38
5.3 การทดลองควบคุมระบบจริง.....	40
5.3.1 การทดลองการควบคุมระบบเมื่อป้อนอินพุตแบบขั้น.....	41
5.3.2 การทดลองการควบคุมระบบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็ว.....	42
5.3.3 การทดลองการควบคุมระบบเมื่อมีสิ่งรบกวน.....	44
5.3.4 การทดลองการควบคุมระบบเมื่อเปลี่ยนค่า σ_f	46
5.3.5 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบเมื่อลดความเร็วลงจากความเร็วเดิม.....	47
5.4 สรุปผลการทดลอง.....	48
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	50
6.1 บทสรุป.....	50

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.2 ปัญหาที่พบในการวิจัยและแนวทางในการแก้ปัญหา.....	51
6.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา.....	51
เอกสารอ้างอิง.....	52
ภาคผนวก.....	54
ภาคผนวก ก รายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง.....	55
ภาคผนวก ข โปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง.....	60
ภาคผนวก ค ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	68
ประวัติผู้เขียน.....	75

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 สูตรการหาค่าพารามิเตอร์ของซีเกลอร์และนิโคลส์.....	23
5.1 ค่าพารามิเตอร์ของระบบสองมวล.....	30
5.2 สมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที.....	33
5.3 สมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที.....	34
5.4 สมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที.....	35
5.5 สมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที โดยเปลี่ยนค่า σ_f	38
5.6 สมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที.....	42
5.7 สมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที	43
5.8 สมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที	44
5.9 สมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที โดยเปลี่ยนค่า σ_f	46

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 Rolling Mill Drive System.....	4
2.2 โครงสร้างของระบบสองมวล.....	5
2.3 แบบจำลองทางพลวัตของระบบสองมวล.....	5
2.4 บล็อกไดอะแกรมของระบบสองมวล.....	8
3.1 โครงสร้าง CDM มาตรฐานของระบบ SISO.....	10
3.2 ตำแหน่งของโพลที่อันดับต่างๆ.....	15
3.3 แผนผังก่าสัมประสิทธิ์.....	17
3.4 ผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงค่าครรชนีเสถียรภาพ γ และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ	17
4.1 โครงสร้างของระบบควบคุมไอ-พีดีเอร์่วมกับตัวควบคุมป้อนไปหน้า.....	19
4.2 โครงสร้าง CDM มาตรฐาน.....	20
4.3 โครงสร้างของระบบควบคุมเมื่อจัดใหม่.....	21
4.4 เส้นโค้งปฏิกิริยาของกระบวนการ.....	22
4.5 ขอบเขตเสถียรภาพในการอินทิเกรตโดยวิธีหาผลต่างถดถอย.....	26
4.6 โครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วของระบบสองมวล.....	26
5.1 ผลตอบสนองวงเปิดของระบบสองมวล.....	31
5.2 ผลตอบสนองเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที.....	32
5.3 สัญญาณควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที.....	33
5.4 ผลตอบสนองเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที.....	34
5.5 สัญญาณควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที.....	34
5.6 ผลตอบสนองเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที.....	35
5.7 สัญญาณควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที.....	35
5.8 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อมีสัญญาณรบกวน.....	36
5.9 สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อมี สัญญาณรบกวน.....	37
5.10 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อเปลี่ยน ค่า σ_f	38

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.11 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที และลดความเร็วลงไปที่ความเร็ว 800 รอบต่อนาที.....	39
5.12 สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที และลดความเร็วลงไปที่ความเร็ว 800 รอบต่อนาที.....	39
5.13 ระบบสองมวลในห้องปฏิบัติการ.....	40
5.14 ผลตอบสนองเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที.....	41
5.15 สัญญาณควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที.....	41
5.16 ผลตอบสนองเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที.....	42
5.17 สัญญาณควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที.....	43
5.18 ผลตอบสนองเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที.....	43
5.19 สัญญาณควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที.....	44
5.20 ผลตอบสนองของการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อมีสัญญาณรบกวน.....	45
5.21 สัญญาณควบคุมของการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อมีสัญญาณรบกวน.....	45
5.22 ผลตอบสนองของการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f	46
5.23 ผลตอบสนองของการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที และลดความเร็วลงไปที่ความเร็ว 800 รอบต่อนาที.....	47
5.24 สัญญาณควบคุมของการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที และลดความเร็วลงไปที่ความเร็ว 800 รอบต่อนาที.....	48

บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวคิดในการทำวิทยานิพนธ์

ระบบสองมวลเป็นระบบเชิงกลที่ถูกลำนำไปประยุกต์ใช้งานในวงการอุตสาหกรรมการผลิต ตัวอย่างเช่น ระบบขับเคลื่อนเครื่องรีดโลหะ เครื่องม้วนกระดาษ อุปกรณ์ลำเลียงวัสดุ เป็นต้น โครงสร้างของระบบจะประกอบด้วยมอเตอร์ 2 ตัว ตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นตัวขับ ส่วนอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นภาระ โดชมอเตอร์ทั้งสองจะเชื่อมต่อกันด้วยเพลายาว การเชื่อมต่องดังกล่าวทำให้การควบคุมความเร็วของระบบสองมวลทำได้ค่อนข้างยากเนื่องจากมีเรโซแนนซ์การบิดเกิดขึ้น

เรโซแนนซ์การบิดเป็นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นกับระบบเชิงกลที่การต่อคู่ควบภายในไม่สามารถขับภาระได้อย่างสมบูรณ์แบบ มักเกิดกับทุกระบบหมุนที่แหล่งกำเนิดพลังงานกับภาระต่อคู่ควบกันด้วยเพลายาว ความยืดหยุ่นของเพลาส่งผลให้เกิดการบิดของเพลาลและการสั่นของระบบเรโซแนนซ์การบิดที่เกิดขึ้นในระบบสองมวลนี้อาจเป็นเหตุทำให้เกิดความเสียหายต่อโครงสร้างทางกล การบิดและการสั่นดังกล่าวจะมีผลกระทบต่อการควบคุมความเร็วของระบบ ทำให้ระบบมีสมรรถนะด้อยลงและมีแนวโน้มที่จะขาดเสถียรภาพได้ง่าย [1] นอกจากนี้ยังส่งผลถึงคุณภาพของสินค้าและผลิตภัณฑ์ที่ลดลงอีกด้วย ดังนั้น การควบคุมความเร็วและลดเรโซแนนซ์การบิดของระบบสองมวลจึงเป็นเรื่องที่น่ายกย่อง

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมความเร็วและลดเรโซแนนซ์การบิดของระบบสองมวลที่ผ่านมามีการนำเสนอหลักการออกแบบตัวควบคุมพีไอ พีไอดี โดยวิธีการกำหนดโพล [2] ซึ่งต้องทราบอัตราส่วนความถี่ของมอเตอร์ที่เป็นภาระและตัวขับ แต่อัตราส่วนความถี่ที่แตกต่างกัน จะทำให้วิธีการกำหนดโพลแตกต่างกันด้วย และผลตอบสนองของระบบยังคงมีค่าพุงเกิน วิธีการออกแบบและสร้างตัวชดเชยด้วยการกำหนดตำแหน่งโพล-ซีโร โดยใช้เทคนิคพีชคณิตเชิงเส้น [3] ได้ถูกนำเสนอ แต่มีข้อจำกัดเนื่องจากตัวชดเชยที่นำเสนอขึ้นเกิดการอ้อมตัวแบบไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถายกำลังสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ การใช้ตัวควบคุมแมนคานีพีชซีพีไอ+พีดี [4] ในการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลซึ่งไม่จำเป็นต้องทราบแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ถูกต้อง ประสิทธิภาพในการออกแบบตัวควบคุมจะขึ้นอยู่กับประสบการณ์ของผู้ออกแบบ นอกจากนี้ ยังมีวิธีการออกแบบระบบควบคุมป้อนกลับของตัวแปรสถานะด้านภาระ [5] ซึ่งเป็นการประมาณสถานะของภาระโดยใช้ตัวสังเกต และต้องใช้เซนเซอร์ในการวัดกระแสมอเตอร์ซึ่งค่อนข้างยากในการนำไปประยุกต์ใช้ในเชิงปฏิบัติเนื่องจากความไม่แน่นอนของแบบจำลองของระบบ

ในปี 1996 ตัวควบคุมพีไอดีเอ (PIDA) ได้ถูกนำเสนอโดยจุงและคอร์ดฟ [6] เพื่อใช้ควบคุมกระบวนการอันดับสามซึ่งต่อมาได้พัฒนาเป็นตัวควบคุมไอ-พีดีเอ (I-PDA) โดยมีจุดประสงค์เพื่อ

หลีกเลี่ยงสัญญาณควบคุมที่มีขนาดใหญ่ ซึ่งอาจทำให้เกิดสภาวะอิ่มตัว (saturation phenomenon) ของกระบวนการที่ควบคุม [7] โดยได้ถูกออกแบบด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ (Coefficient Diagram Method: CDM [8]) ซึ่งเป็นวิธีที่ง่ายและมีประสิทธิภาพในการออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุม

ในวิทยานิพนธ์นี้ จะนำเสนอหลักการของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์มาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมที่มีโครงสร้างเป็น ไอ-พีดีเอเพื่อควบคุมความเร็วและลดเรโซแนนซ์การบิดของระบบสองมวล แต่พบว่าผลตอบสนองที่สภาวะชั่วคราวยังมีช่วงเวลาที่ไต่ขึ้น (rise time) นาน จึงได้เพิ่มตัวควบคุมป้อนไปหน้า (Feed Forward Controller: FFC) แบบเฟสล่าหลัง (phase lag structure) ซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ α , β และเวลาอินทิกรัล T_i (integral time) เพื่อปรับปรุงความเร็วผลตอบสนองของระบบให้เร็วยิ่งขึ้น พารามิเตอร์ α และ β จะถูกออกแบบโดยใช้ค่า 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล (equivalent time constant) τ กับค่าครรชนเสถียรภาพ (stability index) γ ของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ [9] ส่วนเวลาอินทิกรัล T_i จะหาจากเส้นโค้งปฏิกิริยา (reaction curve) [10] ของกระบวนการที่จะถูกควบคุมด้วยวิธีการของซีเกลอร์และนิโคลส์ ตัวควบคุมที่ออกแบบสามารถควบคุมความเร็วให้ระบบสองมวลมีผลตอบสนองเร็วขึ้น โดยไม่มีค่าพุ่งเกิน (over shoot) และค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว (steady-state error) รวมทั้งสามารถลดเรโซแนนซ์การบิดของระบบได้

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

1. ศึกษาวิธีการออกแบบตัวควบคุม ไอ-พีดีเอด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์และตัวควบคุมป้อนไปหน้าแบบเฟสล่าหลังเพื่อนำตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบไปควบคุมความเร็วของระบบสองมวล
2. ศึกษาสมรรถนะของระบบควบคุม โดยการจำลองระบบควบคุมด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์แมทแล็บ (MATLAB)
3. พัฒนาโปรแกรมที่จะนำไปใช้ควบคุมความเร็วของระบบสองมวลและทดลองควบคุมจริงในห้องปฏิบัติการ

1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์ขอบเขตของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ประกอบด้วยเนื้อหาทั้งหมด 5 บท โดยมีรายละเอียดของแต่ละบทดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงแนวคิดและวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ รวมทั้งรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงโครงสร้างของระบบสองมวลและการวิเคราะห์ระบบสองมวลเพื่อหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CDM ซึ่งประกอบด้วยคุณสมบัติพื้นฐานของ CDM โครงสร้าง CDM มาตรฐาน พหุนามคุณลักษณะ (characteristic polynomial) เงื่อนไขเสถียรภาพของ CDM รูปแบบมาตรฐานของ CDM เงื่อนไขในการเลือกค่าครรรชนีเสถียรภาพและแผนผังค่าสัมประสิทธิ์

บทที่ 4 กล่าวถึงโครงสร้างของระบบควบคุม ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมไอ-พีดีเอด้วยวิธี CDM การออกแบบตัวควบคุมป้อนไปหน้า การสร้างตัวควบคุมซึ่งจะอธิบายการแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่องและการแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมความเร็วของระบบสองมวลจากระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง

บทที่ 5 กล่าวถึงการจำลองและทดลองระบบควบคุม โดยนำตัวควบคุมที่ได้ออกแบบตามขั้นตอนที่นำเสนอในบทที่ 4 ไปควบคุมความเร็วของระบบสองมวล

บทที่ 6 กล่าวถึงสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์กล่าวถึงรายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง โปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์และประวัติผู้เขียน

บทที่ 2

ระบบสองมวล

ในวงการอุตสาหกรรมการผลิต ตัวอย่างเช่น ในอุตสาหกรรมการผลิตกระดาษและในอุตสาหกรรมผลิตแผ่นโลหะ เป็นต้น ได้นำระบบสองมวลซึ่งมีโครงสร้างประกอบด้วยมอเตอร์ 2 ตัวเชื่อมต่อคู่ควบกันด้วยเพลาขาคที่มีความยืดหยุ่นไปประยุกต์ใช้งาน ดังแสดงในรูปที่ 2.1

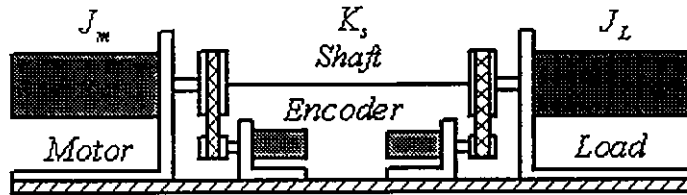


รูปที่ 2.1 Rolling Mill Drive System

ระบบสองมวลมักประสบปัญหาเนื่องจากเรโซแนนซ์การบิด (torsional resonance) ซึ่งเกิดจากเพลาของมอเตอร์มีความยืดหยุ่น (stiffness) ที่ถูกจำกัดทำให้เพลาเกิดการบิดตัวเมื่อมีแรงบิดส่งผ่านเพลา การบิดตัวของเพลาทำให้การหมุนในตำแหน่งเชิงมุม (angular position) มีความแตกต่างตลอดแนวเพลา ตำแหน่งเชิงมุมที่เกิดขึ้นนั้นจะสัมพันธ์กับความถี่ที่มากระตุ้นและพารามิเตอร์ของระบบ ในบางความถี่อาจทำให้เกิดมุมของการบิดตัวเป็นเฟสตรงกันข้าม ซึ่งในระบบเชิงกลที่เกิดการเก็บสะสมพลังงานจลน์ (Kinetic energy) จะทำให้ขนาดของการบิดตัวเพิ่มมากขึ้น และเรียกปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นนี้ว่า เรโซแนนซ์การบิด เรโซแนนซ์การบิดนี้อาจก่อให้เกิดความเสียหายแก่การเชื่อมต่อและโครงสร้างทางกลของระบบควบคุมได้ นอกจากนี้ยังส่งผลกระทบต่อ การควบคุมความเร็วของระบบด้วย ดังนั้น การควบคุมความเร็วและการลดเรโซแนนซ์การบิดที่เกิดขึ้นในระบบสองมวลจึงมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง ซึ่งในการออกแบบตัวควบคุมนั้นจำเป็นต้อง

ทราบ โครงสร้างและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวลก่อน ดังนั้นในหัวข้อต่อไปจะอธิบายถึงโครงสร้างและการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวล

2.1 โครงสร้างของระบบสองมวล

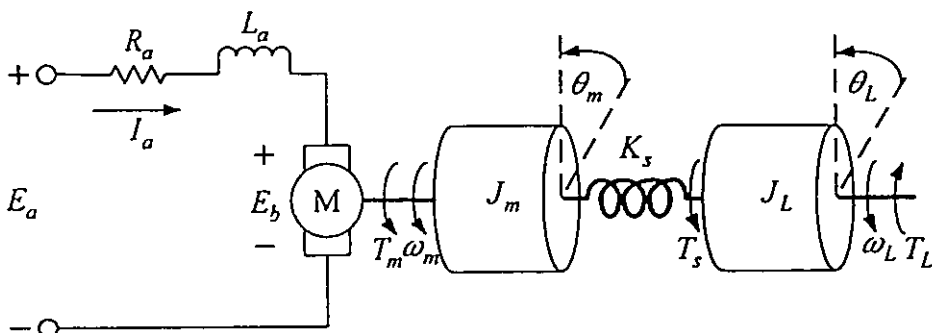


รูปที่ 2.2 โครงสร้างของระบบสองมวล [10]

ระบบสองมวลที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้มีโครงสร้างแสดงดังรูปที่ 2.2 ประกอบด้วยมอเตอร์ 2 ตัว ตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นตัวขับ ส่วนอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นภาระ มอเตอร์ทั้งสองเชื่อมต่อกันด้วยเพลาขยาวและติดตั้งเอนโคเดอร์สำหรับวัดความเร็วรอบของมอเตอร์ ซึ่งมอเตอร์ที่ใช้เป็นดีซีมอเตอร์ (DC motor) ขนาด 80 วัตต์ มีขนาดแรงดันไฟฟ้าตรง 12 โวลต์ ใช้กระแส 10 แอมแปร์ ของบริษัท ซาวามูระ เดนกิ โทเกียว (SAWAMURA DENKI KOGYO CO., LTD) รุ่น SS40E8 ในการทดลองวัดความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยเอนโคเดอร์ชนิดโรตารี (rotary encoder) ยี่ห้อ OMRON รุ่น E6C2-CWZ6C มีขนาดแรงดันไฟฟ้าตรง 5-24 โวลต์ ใช้กระแสไฟฟ้า 80 มิลลิแอมแปร์ (รายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะแสดงในภาคผนวก ก)

2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวล

จากโครงสร้างของระบบสองมวลรูปที่ 2.2 สามารถแสดงแบบจำลองทางพลวัตซึ่งอธิบายทิศทางของแรงบิดและการหมุนในส่วนต่างๆของระบบสองมวล ได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 แบบจำลองทางพลวัตของระบบสองมวล

โดย	E_a	คือ แรงดันอินพุต (input voltage applied to the armature)
	R_a	คือ ความต้านทานของอาร์เมเจอร์ (armature resistance)
	L_a	คือ ความเหนี่ยวนำของอาร์เมเจอร์ (armature inductance)
	I_a	คือ กระแสของอาร์เมเจอร์ (armature current)
	E_b	คือ แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ (back electromotive force)
	K_e	คือ ค่าคงที่แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ (back electromotive force constant)
	ω_m	คือ ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ (motor speed)
	K_m	คือ ค่าคงที่แรงบิดของมอเตอร์ (motor torque constant)
	T_m	คือ แรงบิดของมอเตอร์ (motor torque)
	J_m	คือ โมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์ (moment of motor inertia)
	θ_m	คือ มุมการหมุนของมอเตอร์ (angle of motor rotation)
	K_s	คือ ค่าความแข็งตึงของเพลา (torsional stiffness of drive shaft)
	T_s	คือ แรงบิดของภาระ (load torque)
	J_L	คือ โมเมนต์ความเฉื่อยของภาระ (moment of load inertia)
	θ_L	คือ มุมการหมุนของภาระ (angle of load rotation)
	ω_L	คือ ความเร็วเชิงมุมของภาระ (load speed)
	T_L	คือ แรงบิดการรบกวน (disturbance torque)

การควบคุมความเร็ว ω_m ของมอเตอร์ที่ทำหน้าที่ขับเคลื่อนเพลาที่ต่อคู่ควบอยู่กับภาระนั้นกระทำได้โดยการเปลี่ยนแรงดันอินพุต E_a ที่ป้อนให้กับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งมอเตอร์ดังกล่าวเป็นชนิดแม่เหล็กถาวร เมื่อมีการป้อนแรงดันอินพุต E_a ให้กับมอเตอร์เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้า I_a ขึ้นในวงจรไฟฟ้าและเมื่อใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์รอบวงจรไฟฟ้าจะได้

$$E_a(t) = R_a I_a(t) + L_a \frac{dI_a(t)}{dt} + E_b(t) \quad (2.1)$$

โดยที่ $E_b(t)$ คือแรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ เกิดจากตัวนำของอาร์เมเจอร์ในโรเตอร์หมุนตัดผ่านเส้นแรงแม่เหล็กซึ่งเกิดขึ้นจากแม่เหล็กถาวร จึงทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงดันไฟฟ้าในตัวนำตามกฎของฟาราเดย์ซึ่งแรงดันย้อนกลับของมอเตอร์เป็นสัดส่วนกับความเร็วเชิงมุมดังนี้

$$E_b(t) = K_e \omega_m(t) \quad (2.2)$$

เมื่อแปลงลาปลาซของสมการที่(2.1) และ (2.2) แล้วแทน $E_b(s)$ ลงในสมการที่ (2.1) ที่ถูกแปลงลาปลาซ เพื่อหากระแสอาร์เมเจอร์ $I_a(s)$ ซึ่งจะได้

$$I_a(s) = \frac{E_a(s) - K_e \omega_m(s)}{L_a s + R_a} \quad (2.3)$$

กำหนดให้เส้นแรงของฟิลล์เป็นค่าคงที่ แรงบิดของมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนกับ $I_a(s)$ ดังนี้

$$T_m(s) = K_m I_a(s) \quad (2.4)$$

และเมื่อพิจารณาแรงบิดของมอเตอร์ในเชิงกล พบว่า $T_m(s)$ จะประกอบด้วยเทอมต่างๆดังสมการต่อไปนี้

$$T_m(s) = T_f(s) + T_s(s) + f_m \omega_m(s) + J_m(s) \omega_m(s) \quad (2.5)$$

โดยที่ T_f คือแรงบิดที่ต้องเอาชนะการสูญเสียอันเนื่องมาจากแรงเสียดทานและ f_m คือสัมประสิทธิ์วิสกอสฟริกชันของมอเตอร์ซึ่งมีค่าต่ำ ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์นี้จึงประมาณให้ T_f และ f_m มีค่าเท่ากับศูนย์เพื่อให้ง่ายต่อการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ จากสมการที่ (2.5) จะสามารถหาความเร็วของมอเตอร์ ω_m ได้ดังนี้

$$\omega_m(s) = \frac{T_m(s) - T_s(s)}{J_m(s)} \quad (2.6)$$

ความเร็วเชิงมุม $\omega_m(t)$ ของมอเตอร์หรืออีกนัยหนึ่งคืออัตราการหมุน $\theta_m(t)$ ของมอเตอร์ต่อเวลา t ดังนั้น จะสามารถแสดงความสัมพันธ์ของ $\theta_m(s)$ กับ $\omega_m(s)$ ได้ดังนี้

$$\theta_m(s) = \frac{\omega_m(s)}{s} \quad (2.7)$$

สำหรับการหาแรงบิด $T_s(s)$ ของภาระนั้นจะสามารถหาได้ในทำนองเดียวกันกับการหาแรงบิดของมอเตอร์ ซึ่งทำให้สามารถหาความเร็วเชิงมุม $\omega_L(s)$ และมุมการหมุน $\theta_L(s)$ ของภาระได้ตามสมการที่ (2.8) และ (2.9) ตามลำดับดังนี้

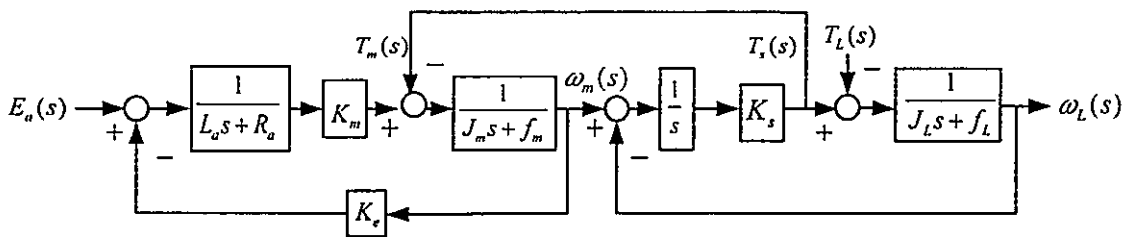
$$\omega_L(s) = \frac{T_s(s) - T_L(s)}{J_L(s)} \quad (2.8)$$

$$\theta_L(s) = \frac{\omega_L(s)}{s} \quad (2.9)$$

จากการศึกษาพบว่า แรงบิด $T_s(s)$ ของภาระจะสัมพันธ์กับผลต่างระหว่างมุมการหมุน $\theta_m(s)$ ของมอเตอร์กับมุมการหมุน $\theta_L(s)$ ของภาระดังสมการต่อไปนี้

$$T_s(s) = [\theta_m(s) - \theta_L(s)]K_s \quad (2.10)$$

การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวลในวิชานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการหาความสัมพันธ์ระหว่างความเร็ว $\omega_m(s)$ ของมอเตอร์ที่เป็นตัวขับเคลื่อนกับแรงดันไฟฟ้า $E_a(s)$ ที่ป้อนให้กับมอเตอร์ จากแบบจำลองทางพลวัตของระบบสองมวลในรูปที่ 2.3 จะสามารถแทนด้วยบล็อกไดอะแกรมดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมของระบบสองมวล

เมื่อพิจารณารูปที่ 2.4 ฟังก์ชันถ่ายโอนจากอินพุต E_a ไปยังเอาต์พุต ω_m จะเป็นระบบอันดับ 4 แต่เนื่องจาก L_a และ R_a ซึ่งเป็นองค์ประกอบทางไฟฟ้าของระบบมีค่าน้อยมาก จึงประมาณให้มีค่าเป็นศูนย์ ทำให้อันดับของระบบลดลงเป็นระบบอันดับ 3 และสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบสองมวลโดยตัดทิ้งส่วนทางไฟฟ้าได้ดังสมการ

$$G_p(s) = \frac{\omega_m(s)}{E_a(s)} = \frac{n_1 s^2 + n_0}{d_1 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} \quad (2.11)$$

โดยที่ $n_1 = K_m J_L$, $n_0 = K_m K_s$, $d_3 = J_m J_L$, $d_2 = K_m K_e J_L$, $d_1 = K_s J_m + K_s J_L$ และ $d_0 = K_s K_m K_e$

บทที่ 3

วิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์

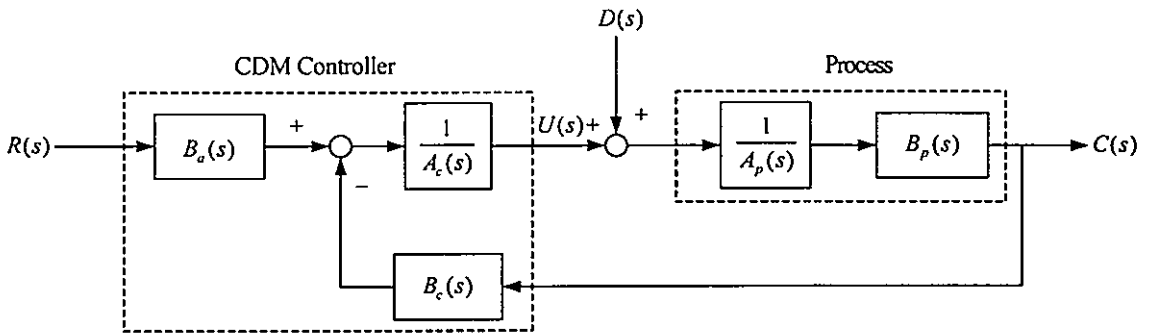
ปัญหาทั่วไปในการออกแบบระบบควบคุมเพื่อให้ได้สมรรถนะที่ต้องการนั้นคือการเลือกใช้ตัวควบคุมให้เหมาะสมกับระบบควบคุมนั้นๆ ทฤษฎีการออกแบบตัวควบคุมจะแบ่งออกเป็น 3 ทฤษฎีหลักๆ คือ ทฤษฎีการควบคุมตามแบบฉบับ (classical control theory) ทฤษฎีการควบคุมแบบสมัยใหม่ (modern control theory) และทฤษฎีควบคุมโดยอาศัยพหุนาม (polynomial) หรือบางครั้งเรียกว่า ทฤษฎีพีชคณิต (algebraic theory) ตัวอย่างวิธีการควบคุมตามแบบฉบับ เช่น วิธีการตอบสนองทางความถี่ (frequency response method) และวิธีโลภัสของราก (root-locus method) โดยจะใช้กับระบบที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอน ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นเครื่องมือที่ง่ายในการออกแบบระบบควบคุม แต่จะเกิดค่าผิดพลาดขึ้นเมื่อ โพลและซีโรของระบบเกิดการหักล้างกัน ซึ่งจะทำให้ไม่สามารถควบคุม (uncontrollable) และไม่สามารถสังเกต (unobservable) พฤติการณ์ของระบบได้ สำหรับตัวอย่างทฤษฎีการควบคุมแบบสมัยใหม่ เช่น วิธีการวางโพล (pole-placement method) และวิธีการควบคุมที่เหมาะสมที่สุด (optimal control) โดยจะใช้กับระบบที่นำเสนออยู่ในรูปของปริภูมิสแตต (state-space representation) ซึ่งรูปแบบปริภูมิสแตตนี้จะมีความแม่นยำและเหมาะสมในการคำนวณด้วยเครื่องคำนวณ วิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์หรือ CDM เป็นวิธีการออกแบบระบบควบคุมแบบพีชคณิต โดยวิธีนี้ระบบจะถูกแทนด้วยพหุนาม ซึ่งตัวเลขและตัวส่วนของฟังก์ชันถ่ายโอนจะพิจารณาแยกออกจากกัน ดังนั้นจะได้ผลตอบสนองที่ดีกว่าเมื่อ โพลและซีโรเกิดการหักล้างกัน

3.1 คุณสมบัติพื้นฐานของ CDM

การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CDM นำเสนอโดยศาสตราจารย์ชุนจิ มานาเบะ (Shunji Manabe) ด้วยการใช้อนุกรมค่าสัมประสิทธิ์ (coefficient diagram) เป็นเครื่องมือเพื่อแสดงถึงประสิทธิภาพและสมรรถนะของระบบควบคุม โดยการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CDM จะใช้หลักการทางพีชคณิต ซึ่งมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

- (1) ระบบจะถูกแทนด้วยสมการพหุนาม
- (2) สามารถออกแบบสมการพหุนามคุณลักษณะและตัวควบคุมได้พร้อมกัน
- (3) มีการนำแผนผังค่าสัมประสิทธิ์มาใช้ในการออกแบบตัวควบคุม
- (4) ทฤษฎีเสถียรภาพของ CDM จะอยู่บนเงื่อนไขความพอเพียงของลิฟาทอฟ
- (5) ครรชนีเสถียรภาพมาตรฐานของ CDM จะถูกตัดแปลงมาจากรูปแบบมาตรฐานของ

3.2 โครงสร้าง CDM มาตรฐาน



รูปที่ 3.1 โครงสร้าง CDM มาตรฐานของระบบ SISO

โครงสร้าง CDM มาตรฐานของระบบ SISO (single-input-single-output) แสดงดังรูปที่ 3.1 จะประกอบด้วยส่วนของตัวควบคุมและส่วนของกระบวนการ โดยที่ $A_p(s)$ และ $B_p(s)$ คือพหุนามของกระบวนการและมีรูปแบบแสดงในสมการที่ (3.1) และ (3.2) ดังนี้

$$A_p(s) = p_k s^k + p_{k-1} s^{k-1} + \dots + p_0 \quad (3.1)$$

$$B_p(s) = q_m s^m + q_{m-1} s^{m-1} + \dots + q_0 \quad (3.2)$$

และในส่วนของ $A_c(s)$, $B_c(s)$ และ $B_a(s)$ คือพหุนามของตัวควบคุม CDM จะมีรูปแบบดังนี้

$$A_c(s) = l_\lambda s^\lambda + l_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + l_0 \quad (3.3)$$

$$B_c(s) = k_\lambda s^\lambda + k_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + k_0 \quad (3.4)$$

$$B_a(s) = p_\lambda s^\lambda + p_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + p_0 \quad (3.5)$$

โดยที่ $\lambda < k$ และ $m < k$ สำหรับ $B_a(s)$ นั้นเป็นพรีฟิลเตอร์ของระบบควบคุม ซึ่งจะทำให้ผลตอบสนองของระบบควบคุมไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว ถ้า $B_a(s)$ มีค่าเท่ากับ k_0 จะทำให้ผลตอบสนองของระบบไม่มีค่าพุ่งเกิน แต่ค่าเวลาไต่ขึ้นจะช้า และถ้า $B_a(s)$ มีค่าเท่ากับตัวเศษของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม $B_c(s)$ จะทำให้ผลตอบสนองมีค่าพุ่งเกิน แต่ค่าเวลาขึ้นจะน้อยลง เนื่องจากระบบควบคุมนี้มีฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม 2 ฟังก์ชัน ดังนั้นจึงถูกเรียกว่า ระบบสองระดับขึ้น

เสรี (two-degree-of-freedom : 2DOF) โดยโครงสร้างของระบบ 2DOF นั้น เมื่อนำมาใช้ในการควบคุมกระบวนการต่างๆ จะทำให้ระบบควบคุมมีประสิทธิภาพที่ดี เนื่องจากระบบ 2DOF สามารถติดตามสัญญาณอ้างอิงที่กำหนดและกำจัดผลกระทบจากสิ่งรบกวน $D(s)$ ที่เข้ามาในระบบได้

3.3 พหุนามคุณลักษณะ

พหุนามคุณลักษณะจากโครงสร้างของ CDM มาตรฐานดังรูปที่ 2.1 โดยไม่มีฟีดแบ็คเตอร์ จะสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.6)

$$\begin{aligned} P(s) &= A_c(s)A_p(s) + B_c(s)B_p(s) \\ &= a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \\ &= \sum_{i=0}^n a_i s^i \end{aligned} \quad (3.6)$$

โดยที่ a_0, a_1, \dots, a_n คือสัมประสิทธิ์ของพหุนามคุณลักษณะของระบบวงรอบปิด (closed-loop system) ซึ่งสัมประสิทธิ์เหล่านี้จะประกอบด้วยพารามิเตอร์ของกระบวนการที่ทราบค่าแล้วและพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ยังไม่ทราบค่า ซึ่งพารามิเตอร์ของตัวควบคุมนี้จะถูกออกแบบด้วยวิธี CDM ซึ่งจะได้กล่าวต่อไป

วิธีการออกแบบตัวควบคุมด้วย CDM จะเป็นการออกแบบจากระบบควบคุมทั้งระบบ โดยพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม จะประกอบด้วยค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดเสถียรภาพของระบบ และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดความเร็วของผลตอบสนองของระบบ ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวนี้จะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับพหุนามคุณลักษณะ ส่วนค่าจำกัดเสถียรภาพ (stability limit) γ_i^* จะเป็นตัวบอกความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบควบคุม ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i สำหรับความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ของค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i ค่าคงตัวเวลาสมมูล τ และค่าจำกัดเสถียรภาพ γ_i^* จะแสดงได้ดังสมการที่ (3.7) (3.8) และ (3.9) ตามลำดับดังนี้

$$\gamma_i = \frac{a_i^2}{a_{i+1} a_{i-1}} \quad (3.7)$$

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} \quad (3.8)$$

$$\gamma_i^* = \frac{1}{\gamma_{i+1}} + \frac{1}{\gamma_{i-1}}; \gamma_0, \gamma_n = \infty \quad (3.9)$$

โดยที่ $i = 1, \dots, n-1$ จากความสัมพันธ์ของค่าครรชนเสถียรภาพ γ_i ในสมการที่ (3.7) และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ในสมการที่ (3.8) จะได้ค่าสัมประสิทธิ์ a_i แสดงดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} a_i &= a_0 \tau^i \frac{1}{\gamma_{i-1} \dots \gamma_2^{i-2} \gamma_1^{i-1}} \\ &= a_0 \tau^i \prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{(\gamma_{i-j})^j} \end{aligned} \quad (3.10)$$

เมื่อแทนค่าสัมประสิทธิ์ a_i ในแต่ละตัวลงในสมการที่ (3.6) จะได้พหุนามคุณลักษณะ $P(s)$ ที่แสดงอยู่ในเทอมของค่า a_0 , τ และ γ_i ดังนี้

$$P(s) = a_0 \left[\left\{ \sum_{i=2}^n \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_{i-j}^j} \right) (\tau s)^i \right\} + \tau s + 1 \right] \quad (3.11)$$

ซึ่งสมการ $P(s)$ นี้จะนำมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CDM ต่อไป

3.4 เงื่อนไขเสถียรภาพของ CDM

การพิจารณาในเรื่องเสถียรภาพสำหรับวิธี CDM นั้น จะใช้เงื่อนไขความพอเพียงสำหรับเสถียรภาพของลีฟาทอฟ (Lipatov's sufficient condition for stability) โดยลีฟาทอฟกล่าวว่า วิธีที่ใช้ในการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบต่างๆ เช่น วิธีของเรทท์-เฮอร์วิทซ์ (Routh-Hurwitz) นั้นเหมาะสมกับการนำมาพิจารณาเสถียรภาพของระบบอันดับ 3 หรืออันดับ 4 แต่ไม่เพียงพอต่อการนำมาพิจารณาเสถียรภาพของระบบอันดับสูงๆ ลีฟาทอฟได้เสนอว่า ระบบอันดับที่ n ที่มีจำนวนพารามิเตอร์ n ตัว ขอบเขตเสถียรภาพที่แท้จริง (exact stability region) สามารถอนุมานให้อยู่ในรูปเชิงซ้อนที่มี n มิติ แต่ขอบเขตเสถียรภาพที่เพียงพอ (sufficient stability region) จะเป็นส่วนย่อยของขอบเขตเสถียรภาพที่แท้จริง ดังนั้น ระบบใดๆ อาจมีเสถียรภาพแม้ว่าเงื่อนไขเสถียรภาพที่พอเพียงจะไม่น่าพอใจก็ตาม ด้วยเหตุนี้จึงกล่าวได้ว่าเงื่อนไขเสถียรภาพของลีฟาทอฟเป็นเงื่อนไขที่ขึ้นอยู่กับความพอเพียง

จากวิธีตรวจสอบเสถียรภาพของเราท์-เฮอรัวิทซ์ เงื่อนไขเสถียรภาพของระบบอันดับ 3 แสดงดังนี้

$$a_2 a_1 > a_3 a_0 \quad (3.12)$$

ซึ่งสามารถเขียนอยู่ในเทอมของครรขนิเสถียรภาพคือ

$$\gamma_2 \gamma_1 > 1 \quad (3.13)$$

และเงื่อนไขเสถียรภาพของระบบอันดับ 4 แสดงดังนี้

$$a_2 > (a_1/a_3)a_4 + (a_3/a_1)a_0 \quad (3.14)$$

$$\gamma_2 \gamma_3 > 1 \quad (3.15)$$

จากสมการที่ (3.9) (3.13) และ (3.15) สามารถสรุปเงื่อนไขเสถียรภาพสำหรับระบบอันดับ 3 และ 4 ได้ดังนี้

$$\gamma_i > \gamma_i^* \text{ สำหรับทุกๆ ค่าของ } i = 2 \sim n-2 \quad (3.16)$$

สำหรับระบบอันดับ 5 และอันดับที่สูงขึ้นไป ลีฟาทอฟได้เสนอเงื่อนไขพอเพียงสำหรับความมีเสถียรภาพและความไม่มีเสถียรภาพของระบบไว้หลายรูปแบบ ทฤษฎีที่เหมาะสมกับการออกแบบตัวควบคุมด้วย CDM ได้กล่าวไว้ว่า

“ระบบจะเสถียรภาพก็ต่อเมื่อพหุนามย่อยอันดับ 4 ทุกชุดของระบบมีเสถียรภาพด้วยตัวคูณขนาด 1.12 และระบบจะไม่เสถียรภาพก็ต่อเมื่อพหุนามย่อยอันดับ 3 บางชุดของระบบไม่มีเสถียรภาพ”

ดังนั้น เงื่อนไขพอเพียงเพื่อการตรวจสอบความมีเสถียรภาพของระบบแสดงได้ดังนี้

$$a_i > 1.12 \left[\frac{a_{i-1}}{a_{i+1}} a_{i+2} + \frac{a_{i+1}}{a_{i-1}} a_{i-2} \right] \quad (3.17)$$

$$\gamma_i > 1.12 \gamma_i^* \text{ สำหรับทุกๆ ค่าของ } i = 2 \sim n-2 \quad (3.18)$$

และเงื่อนไขพอเพียงเพื่อตรวจสอบความไม่มีเสถียรภาพของระบบแสดงได้ดังนี้

$$a_{i+1}a_i \leq a_{i+2}a_{i-1} \quad (3.19)$$

$$\gamma_{i+1}\gamma_i \leq 1, \text{ สำหรับบางค่าของ } i = 1 \sim n-2 \quad (3.20)$$

3.5 รูปแบบมาตรฐานของ CDM

Kessler ได้กำหนดค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i ทุกๆค่ามีค่าเท่ากับ 2 เพื่อลดการออสซิลเลท และค่าพุ่งเกินของผลตอบสนองที่เกิดขึ้นในระบบควบคุมที่ออกแบบด้วยรูปแบบของ ITAE (Integral Time Absolute Error) ต่อมา Manabe พบว่า การกำหนดค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_1 ให้มีค่าเท่ากับ 2.5 จะทำให้ผลตอบสนองชั่วคราวดีขึ้น กล่าวคือ ผลตอบสนองไม่มีค่าพุ่งเกินและมีค่าเวลาขึ้นที่ลดลง ดังนั้น ค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i มาตรฐานของ CDM คือ

$$\gamma_{n-1} = \dots = \gamma_3 = \gamma_2 = 2, \quad \gamma_1 = 2.5 \quad (3.21)$$

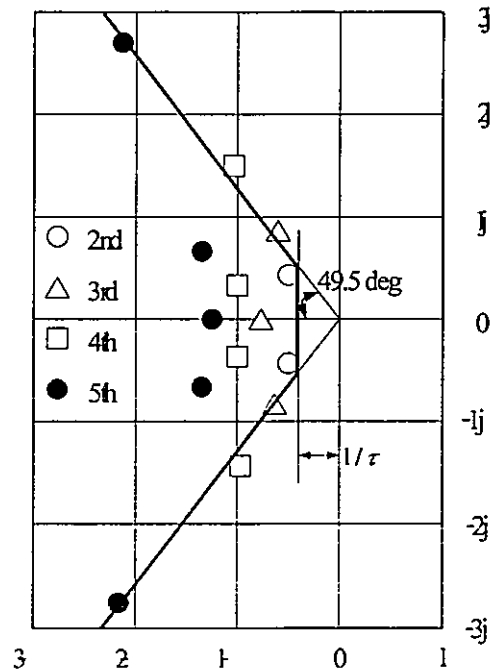
และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ จะมีความสัมพันธ์กับค่าเวลาเข้าที่ t_s ดังนี้

$$t_s = 2.5\tau \sim 3\tau \quad (3.22)$$

จากสมการที่ (3.11) จะเห็นว่าพหุนามคุณลักษณะ $P(s)$ จะประกอบด้วยค่าคงตัวเวลาสมมูล τ และค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i ดังนั้น รูปร่างของผลตอบสนองของระบบจะถูกกำหนดด้วยค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i และความเร็วของผลตอบสนองจะถูกกำหนดด้วยค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ซึ่งคุณสมบัติของรูปแบบมาตรฐานของ CDM สามารถสรุปได้ดังนี้

- (1) สำหรับระบบแบบชนิด 1 (type 1 system) จะไม่มีค่าพุ่งเกินและระบบแบบชนิด 2 (type 2 system) จะมีค่าพุ่งเกินประมาณ 40 เปอร์เซ็นต์
- (2) การกำหนดช่วงเวลาขึ้นของผลตอบสนองของระบบ สามารถออกแบบได้จากการกำหนดค่าคงตัวเวลาสมมูล τ
- (3) รูปร่างของผลตอบสนองทางเวลาของระบบควบคุมที่ออกแบบด้วยวิธี CDM จะไม่ขึ้นอยู่กับอันดับของระบบ แต่จะขึ้นอยู่กับการกำหนดค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ

- (4) ตำแหน่งของโพลที่อันดับต่ำจะเรียงกันเป็นเส้นตรง และตำแหน่งของโพลที่อันดับสูงจะอยู่ใน 49.5 องศา จากค่าลบของแกนจริง โดยมีส่วนการหน่วง (damping ratio) ζ มากกว่า 0.65 [8] แสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 ตำแหน่งของโพลที่อันดับต่างๆ [8]

3.6 เงื่อนไขการเลือกค่าครรชนีเสถียรภาพ

โดยทั่วไปแล้ว การเลือกค่าครรชนีเสถียรภาพมาตรฐาน จะเป็นเงื่อนไขเริ่มต้นในการออกแบบตัวควบคุม เพื่อให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพและมีผลตอบสนองตามต้องการ อย่างไรก็ตามค่าครรชนีเสถียรภาพนี้ สามารถปรับเปลี่ยนได้เพื่อให้ระบบควบคุมมีสมรรถนะตามต้องการ แต่ในการปรับเปลี่ยนจะต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขดังนี้

$$\gamma_i > 1.5\gamma_i^* \quad (3.23)$$

การเลือกค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i ให้มีค่ามากจะทำให้ระบบควบคุมมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของกระบวนการ และจากเงื่อนไขความพอเพียงสำหรับเสถียรภาพของลีฟาทอฟกล่าวว่า ระบบจะมีเสถียรภาพถ้าครรชนีเสถียรภาพทุกตัวมีค่ามากกว่า 1.5 ซึ่งได้ทำการพิสูจน์ไว้ในงานวิจัยของลีฟาทอฟ [11] และถ้าครรชนีเสถียรภาพมีค่ามากกว่า 4 ทุกตัวจะทำให้รากของระบบเป็นจำนวนจริงลบทั้งหมด ดังนั้นโดยปกติจะเลือกค่า γ_i อยู่ระหว่าง 1.5 ถึง 4

3.7 แผนผังค่าสัมประสิทธิ์

แผนผังค่าสัมประสิทธิ์เป็นเครื่องมือที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม ซึ่งจะเปิดตัวบอกสมรรถนะของระบบควบคุมกล่าวคือ เสถียรภาพ เวลาของผลตอบสนอง และความคงทนของระบบ ในแผนผังค่าสัมประสิทธิ์จะแสดงเป็นกราฟล็อกการิทึม โดยกราฟแนวตั้งแสดงค่าสัมประสิทธิ์ของพหุนามคุณลักษณะ a_i ค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i ค่าจำกัดเสถียรภาพ γ_i^* และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ส่วนกราฟแนวนอนแสดงค่าอันดับ i ของค่าสัมประสิทธิ์แต่ละตัว ซึ่งความโค้งของเส้นกราฟจะบอกความมีเสถียรภาพ ความลาดเอียงของเส้นโค้งจะบอกความเร็วของผลตอบสนอง และการเปลี่ยนแปลงรูปร่างของเส้นโค้งเนื่องจากพารามิเตอร์ของระบบเปลี่ยนแปลงจะเป็นตัวบอกความคงทนของระบบ

เพื่อให้เกิดความเข้าใจวิธีการพล็อตแผนผังค่าสัมประสิทธิ์มากยิ่งขึ้นจึงจะขอยกตัวอย่างประกอบการอธิบายดังต่อไปนี้ ถ้ากำหนดให้พหุนามคุณลักษณะของระบบควบคุมวงปิดระบบหนึ่งคือ

$$P(s) = 0.25s^5 + s^4 + 2s^3 + 2s^2 + s + 0.2 \quad (3.24)$$

ดังนั้น เขียนสัมประสิทธิ์ a_i ของพหุนามคุณลักษณะ $P(s)$ ได้ดังนี้

$$a_i = [0.25 \ 1 \ 2 \ 2 \ 1 \ 0.2] \quad (3.25)$$

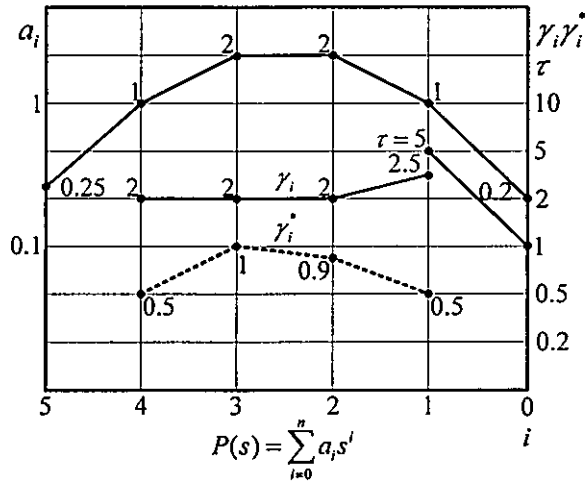
สำหรับค่าพารามิเตอร์ของ CDM แสดงได้ดังนี้

$$\gamma_i = [2 \ 2 \ 2 \ 2.5] \quad (3.26)$$

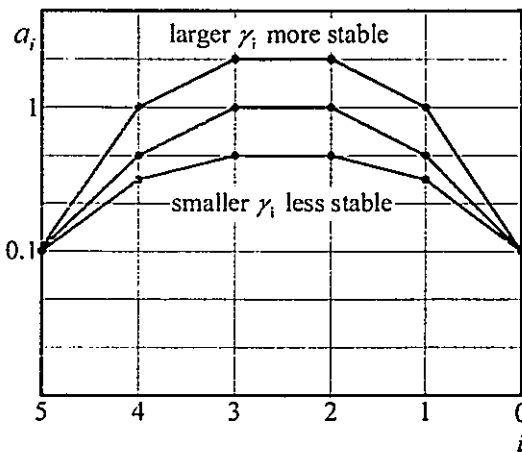
$$\tau = 5 \quad (3.27)$$

$$\gamma_i^* = [0.5 \ 1 \ 0.9 \ 0.5] \quad (3.28)$$

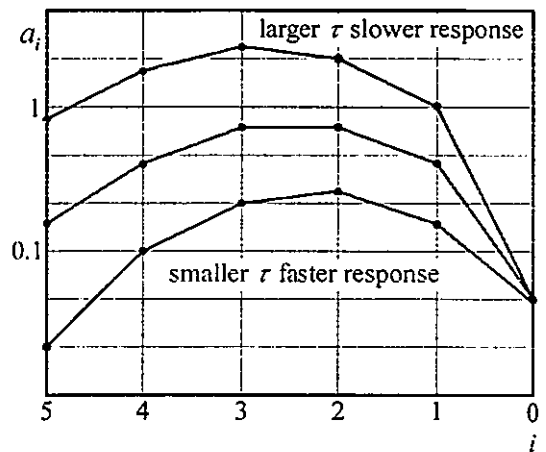
ดังนั้น แผนผังค่าสัมประสิทธิ์ ซึ่งประกอบด้วยค่าสัมประสิทธิ์ a_i ค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i ค่าจำกัดเสถียรภาพ γ_i^* และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ แสดงได้ดังรูปที่ 3.3 สำหรับรูปที่ 3.4 นั้นแสดงถึงผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ



รูปที่ 3.3 แผนผังค่าสัมประสิทธิ์



(ก) เสถียรภาพของระบบ



(ข) ผลตอบสนองของระบบ

รูปที่ 3.4 ผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงค่าตรรกนิเสถียรภาพ γ_i และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ

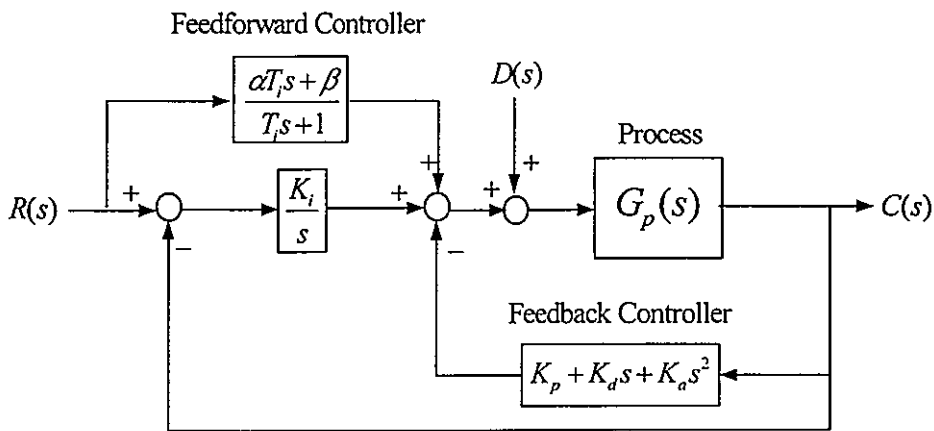
จากรูปที่ 3.4 (ก) แสดงให้เห็นว่า ถ้าเส้นโค้งของสัมประสิทธิ์ a_i มีความโค้งมากจะทำให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพมากขึ้น โดยจะสอดคล้องกับค่าตรรกนิเสถียรภาพ γ_i ที่มีค่ามาก ในทางกลับกัน ถ้าเส้นโค้ง a_i มีความโค้งน้อยจะทำให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพน้อยลง โดยสอดคล้องกับค่า γ_i ที่มีค่าน้อย และจากรูปที่ 3.4 (ข) แสดงให้เห็นว่า เมื่อปลายเส้นโค้ง a_i เบี่ยงไปทางซ้ายมากขึ้นค่าคงตัวเวลาสมมูล τ จะมีค่าน้อยลงและผลตอบสนองของระบบควบคุมจะเร็วขึ้น

บทที่ 4

การออกแบบและการสร้างตัวควบคุม

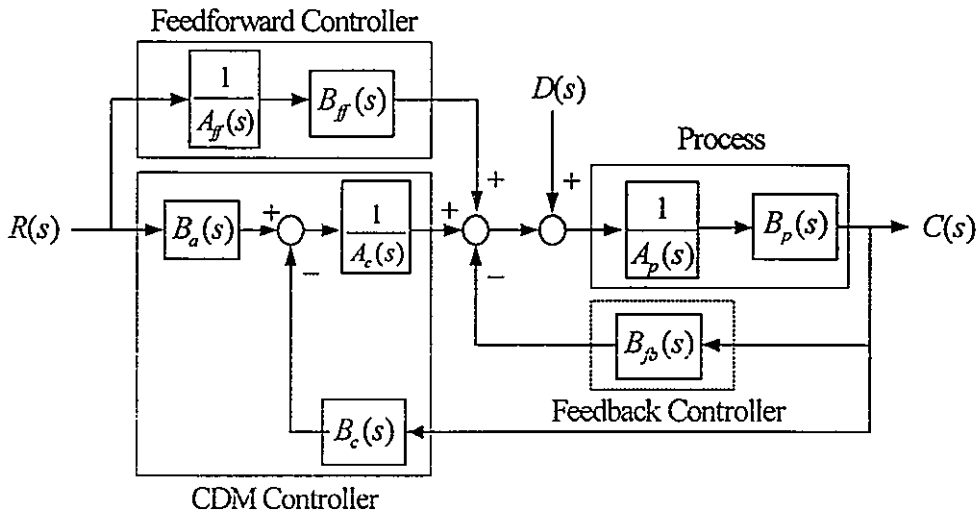
ในบทนี้จะอธิบายการออกแบบตัวควบคุมเพื่อควบคุมความเร็วของระบบสองมวล โดยตัวควบคุมที่จะออกแบบประกอบด้วยตัวควบคุมไอ-พีดีและตัวควบคุมป้อนไปหน้าแบบเฟสล้ำหลัง พารามิเตอร์ของตัวควบคุมไอ-พีดีจะถูกออกแบบด้วยวิธี CDM ซึ่งเป็นการออกแบบตัวควบคุมจากพหุนามคุณลักษณะของระบบวงรอบปิด โดยพิจารณาถึงข้อกำหนดของสมรรถนะของระบบควบคุมตามที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 ส่วนตัวควบคุมป้อนไปหน้าแบบเฟสล้ำหลังจะประกอบด้วยพารามิเตอร์ α , β และเวลาอินทิกรัล T_i โดยที่เวลาอินทิกรัล T_i สามารถหาได้จากเส้นโค้งปฏิกิริยา [10] ของกระบวนการที่จะถูกควบคุมด้วยวิธีการของซีเกลอร์และนิโคลส์ ค่าพารามิเตอร์ α และ β จะถูกออกแบบโดยใช้ค่าที่ 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ และค่าครรชนีเสถียรภาพ γ จากวิธี CDM จากนั้นจะอธิบายการสร้างตัวควบคุมเพื่อนำตัวควบคุมที่ออกแบบได้นั้นมาทดลองควบคุมระบบจริง โดยการแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมจากระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง หลังจากนั้นนำตัวควบคุมที่แปลงเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่องมาเขียนโปรแกรมภาษาซี (C programming language) เพื่อใช้ควบคุมความเร็วของระบบสองมวล (รายละเอียดของโปรแกรมที่ใช้ในการทดลองจะแสดงในภาคผนวก ข) และนำข้อมูลที่ได้จากการทดลองไปแสดงผลการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลด้วยโปรแกรมแมทแล็บ

4.1 โครงสร้างของระบบควบคุม



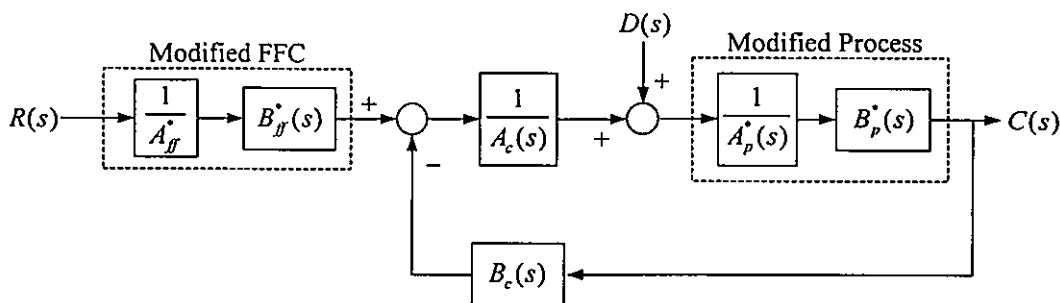
รูปที่ 4.1 โครงสร้างของระบบควบคุมไอ-พีดีพร้อมกับตัวควบคุมป้อนไปหน้า

จากรูปที่ 4.1 โครงสร้างของระบบควบคุมไอ-พีดีเอร่วมกับตัวควบคุมป้อนไปหน้าจะประกอบด้วยตัวควบคุมป้อนไปหน้า ตัวควบคุมป้อนกลับ ตัวควบคุมอินทิกรัลและกระบวนการ โดย K_i เป็นอัตราขยายของตัวควบคุมอินทิกรัลและ K_p , K_d และ K_o เป็นอัตราขยายของตัวควบคุมป้อนกลับซึ่งจะต้องทำการออกแบบ ในการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CDM นั้น จะต้องทำการปรับเปลี่ยนโครงสร้างของระบบควบคุมให้อยู่ในรูปโครงสร้าง CDM มาตรฐานก่อน ดังแสดงในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 โครงสร้าง CDM มาตรฐาน

จากรูปที่ 4.2 $A_p(s)$ และ $B_p(s)$ เป็นพหุนามของกระบวนการ $A_c(s)$ $B_c(s)$ และ $B_o(s)$ เป็นพหุนามของตัวควบคุม CDM ส่วน $A_{ff}(s)$ และ $B_{ff}(s)$ เป็นพหุนามของตัวควบคุมป้อนไปหน้า และ $D(s)$ เป็นสัญญาณรบกวนจากภายนอก จากนั้นจึงจัดโครงสร้างของระบบควบคุมใหม่โดยรวมบล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมป้อนไปหน้ากับตัวควบคุม CDM เข้าด้วยกัน ได้เป็นบล็อกไดอะแกรมของ FFC ปรับรูปแบบใหม่ (modified FFC) โดยมี $A_{ff}^*(s)$ และ $B_{ff}^*(s)$ เป็นพหุนามและรวมบล็อกไดอะแกรมของกระบวนการกับตัวควบคุมป้อนกลับเข้าด้วยกันได้เป็นบล็อกไดอะแกรมของกระบวนการปรับรูปแบบใหม่ (modified process) โดยมี $A_p^*(s)$ และ $B_p^*(s)$ เป็นพหุนามสำหรับโครงสร้างของระบบควบคุมเมื่อจัดใหม่แล้วแสดงได้ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 โครงสร้างของระบบควบคุมเมื่อจัดใหม่

จากรูปที่ 4.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนจากอินพุต $R(s)$ ไปยังเอาต์พุต $C(s)$ และฟังก์ชันถ่ายโอนจากสัญญาณรบกวน $D(s)$ ไปยังเอาต์พุต $C(s)$ ของระบบควบคุมจะแสดงได้ดังสมการที่ (4.1) และ (4.2) ตามลำดับดังต่อไปนี้

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{B_{ff}^*(s)B_p^*(s)}{A_{ff}^*(s)(A_c(s)A_p^*(s) + B_c(s)B_p^*(s))} \quad (4.1)$$

$$\frac{C(s)}{D(s)} = \frac{A_c(s)B_p^*(s)}{A_c(s)A_p^*(s) + B_c(s)B_p^*(s)} \quad (4.2)$$

จากสมการที่ (4.1) แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมป้อนไปหน้าจะมีผลกระทบต่อผลตอบสนองที่สภาวะชั่วคราวของระบบควบคุมเท่านั้น แต่จะไม่มีผลกระทบต่อการกำจัดสัญญาณรบกวนจากภายนอกของระบบควบคุมดังแสดงไว้ในสมการที่ (4.2)

4.2 การออกแบบตัวควบคุมไอ-พีดีเอ

ในการออกแบบตัวควบคุมไอ-พีดีเอด้วยวิธี CDM สำหรับควบคุมความเร็วของระบบสองมวลในวิธานิพนธ์ฉบับนี้จะไม่สามารถกำหนดค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ได้ เนื่องจากจะทำให้การแก้สมการเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมนั้นไม่เป็นจริง ดังนั้น การออกแบบจะมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

- 1) กำหนดค่าครรรณีเสถียรภาพ γ_i ที่เหมาะสมกับระบบสองมวล ซึ่งการกำหนดค่าครรรณีเสถียรภาพ γ_i จะสอดคล้องกับเงื่อนไขเสถียรภาพ γ_i^* ดังสมการที่ (3.23)
- 2) หาสมการพหุนามคุณลักษณะของระบบวงรอบปิดที่ไม่รวมส่วนของตัวควบคุมป้อนไปหน้าตามสมการที่ (3.6) โดยแทนค่า $A_p^*(s)$, $B_p^*(s)$, $A_c(s)$ และ $B_c(s)$ ซึ่ง

สมการพหุนามคุณลักษณะนี้จะประกอบด้วยพารามิเตอร์ของกระบวนการที่รู้ค่าแล้ว และพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ไม่รู้ค่าและต้องออกแบบ

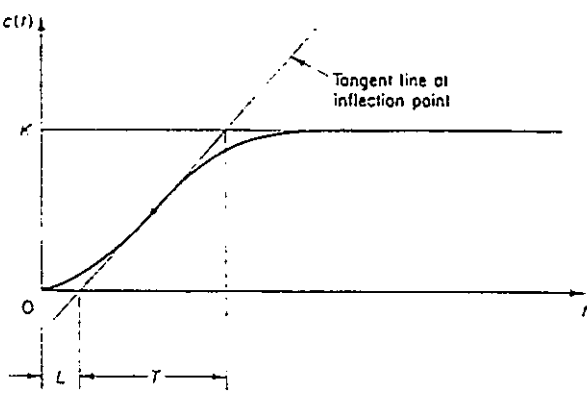
- 3) หาสมการพหุนามคุณลักษณะของวิธี CDM ที่อยู่ในเทอมของค่าสัมประสิทธิ์ a_0 ค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ซึ่งกำหนดจากขั้นตอนที่ 1)
- 4) จากนั้นทำการเทียบสัมประสิทธิ์ของพหุนามคุณลักษณะที่หาได้จากขั้นตอนที่ 2) และ ขั้นตอนที่ 3) แล้วแก้สมการ ก็จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ต้องการ
- 5) กำหนดพรีฟิลเตอร์ $B_a(s)$ เท่ากับ k_0

4.3 การออกแบบตัวควบคุมป้อนไปหน้า

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โครงสร้างของตัวควบคุมป้อนไปหน้าที่แสดงในรูปที่ 4.1 นั้นเป็นโครงสร้างแบบเฟสล้ำหลัง ซึ่งจะมีโพลอยู่ในตำแหน่งทางขวาของซีโรและมีฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้ [9]

$$\frac{B_f(s)}{A_f(s)} = \frac{\alpha T_i s + \beta}{T_i s + 1} \tag{4.3}$$

พารามิเตอร์ α และ β จะต้องทำการออกแบบให้เหมาะสม ในขณะที่เวลาอินทิกรัล T_i ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ของกระบวนการที่จะถูกควบคุมนั้น จะหาจากเส้น โค้งปฏิกิริยาของกระบวนการที่จะถูกควบคุมด้วยวิธีการของซีเกลอร์และนิโคลส์ เส้น โค้งปฏิกิริยาของกระบวนการที่กล่าวถึงนี้เป็นผลตอบสนองวงรอบเปิดของกระบวนการที่จะถูกควบคุม โดยตัวควบคุมไม่ได้ต่ออยู่กับกระบวนการที่จะทดสอบ สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้เป็นสัญญาณแบบขั้น (step signal) โดยทั่วไปการหาคุณลักษณะของกระบวนการที่สมบูรณ่นั้นจะทำได้ยากจึงนิยมใช้วิธีการประมาณค่าจากเส้น โค้งปฏิกิริยา [10] ซึ่งเป็นผลตอบสนองของกระบวนการ ดังแสดงในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 เส้น โค้งปฏิกิริยาของกระบวนการ

เส้นโค้งปฏิกิริยาของกระบวนการนี้ จะถูกประมาณเป็นระบบอันดับหนึ่ง (first-order system) ที่มีเวลาไ้ผลสนอง L ซึ่งมีวิธีการหาดตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

- 1) ลากเส้นสัมผัส (tangent line) ให้แตะกับเส้น โค้งของผลตอบสนองของกระบวนการที่จุดที่มีความชันสูงสุด
- 2) หาค่าของเวลาไ้ผลสนอง L ซึ่งเป็นช่วงเวลาดังแต่ศูนย์จนถึงตำแหน่งที่เส้นสัมผัสตัดกับแกนเวลา สำหรับคาบเวลา (period time) นั้น จะเป็นช่วงเวลาที่เส้นสัมผัสตัดกับแกนของผลตอบสนอง

วิธีการของซีเกลอร์และนิโคลส์ ได้กำหนดสูตรการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆของตัวควบคุม พี พีโอและพีไอดีแสดงดังตารางที่ 4.1 ซึ่งเวลาอินทิกรัล T_i จากสูตรของตัวควบคุมพีไอดี จะนำไปใช้ออกแบบ FFC ต่อไป

ตารางที่ 4.1 สูตรการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม โดยวิธีซีเกลอร์และนิโคลส์ [10]

ชนิดของตัวควบคุม	K_c	T_i	T_d
พี	$\frac{T}{L}$	∞	0
พีไอ	$0.9 \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
พีไอดี	$1.2 \frac{T}{L}$	$2L$	$0.5L$

นอกจากการกำหนดเวลาอินทิกรัล T_i แล้ว การกำหนดค่า σ_f และค่าครรชนีเสถียรภาพ สำหรับใช้ในการออกแบบตัวควบคุมป้อนไปหน้ายังเป็นปัจจัยสำคัญในการออกแบบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ α และ β ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ ได้กำหนดค่า σ_f ไว้ที่ 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ส่วนค่าครรชนีเสถียรภาพจะใช้ค่า γ_i ที่ได้จากการกำหนดในขั้นตอนที่ 1 ของการออกแบบตัวควบคุม ไอ-พีดีเอ

จากรูปที่ 4.3 โครงสร้างของระบบควบคุมเมื่อจัดใหม่ ภายหลังกการรวมบล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมป้อนไปหน้ากับตัวควบคุม CDM เข้าด้วยกันจะทำให้ฟิลเตอร์ $B_f(s)$ ของระบบควบคุมเปลี่ยนไปอยู่ในรูป $\frac{B_f^*(s)}{A_f^*(s)}$ ซึ่งมีพหุนามแสดงดังสมการที่ (4.4) และ (4.5)

$$B_f^*(s) = A_f(s)B_a(s) + A_c(s)B_f(s)$$

$$= m_2s^2 + m_1s + m_0 \quad (4.4)$$

$$A_y^*(s) = T_i s + 1 \quad (4.5)$$

โดยสัมประสิทธิ์ $m_2 = \alpha T_i$, $m_1 = (\beta + k_0 T_i)$ และ $m_0 = k_0$

พารามิเตอร์ α และ β ของตัวควบคุมป้อนไปหน้าในสมการที่ (4.3) จะถูกออกแบบจากสัมประสิทธิ์ m_0 , m_1 และ m_2 ของพหุนาม $B_y^*(s)$ ในสมการที่ (4.4) และจะเป็นตัวกำหนดความเร็วของผลตอบสนองของระบบควบคุมซึ่งมีขั้นตอนในการออกแบบดังนี้

- 1) กำหนดให้ $m_1 / m_0 = \sigma_f$ โดย $\sigma_f = 0.6\tau$
- 2) หา m_1 จากการทราบค่า $m_0 = k_0$ และค่า σ_f
- 3) หา m_2 จาก $m_2 / m_1 = \sigma_f / \gamma_1$ โดย γ_1 เป็นค่าที่กำหนดในการใช้ออกแบบตัวควบคุมไอ-พีดีเอ
- 4) หาค่าพารามิเตอร์ α และ β จาก m_1 และ m_2 ที่รู้ค่าแล้วตามลำดับ

4.4 การสร้างตัวควบคุม

ในการสร้างตัวควบคุมที่จะกล่าวถึงในหัวข้อนี้ นั้น จะต้องแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่องให้เป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่องก่อน

4.4.1 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง

การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่องให้เป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่องสามารถทำได้หลายวิธี [12] คือ

- 1) การอินทิเกรต โดยวิธีหาผลต่างถดถอย
- 2) การอินทิเกรต โดยวิธีหาผลต่างก้าวหน้า
- 3) การอินทิเกรต โดยวิธีหาพื้นที่สี่เหลี่ยมคางหมูหรือวิธีไบลิเนียร์
- 4) การเปรียบเทียบผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของตัวควบคุม
- 5) การเปรียบเทียบผลการตอบสนองต่อสัญญาณระดับของตัวควบคุม
- 6) การเปรียบเทียบตำแหน่งโพลและซีโรของตัวควบคุม

ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้เลือกใช้การอินทิเกรตโดยวิธีหาผลต่างถดถอยมาใช้ในการแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง เนื่องจากเป็นวิธีที่ง่ายและสะดวก โดยสมการที่ใช้ในการแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่องแสดงดังสมการที่ (4.6)

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T} \quad (4.6)$$

โดยที่ T คือ คาบเวลาการซัดตัวอย่าง (sampling time) มีหน่วยเป็นวินาที

การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมชนิดสัญญาณต่อเนื่องให้เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมชนิดสัญญาณไม่ต่อเนื่องโดยวิธีอินทิเกรตหาผลต่างถดถอย สามารถพิจารณาเสถียรภาพของตัวควบคุมได้จากสมการที่ (4.6) ร่วมกับขอบเขตเสถียรภาพของตัวแปรเชิงซ้อน s ของฟังก์ชันการแปลงลาปลาซโดยค่าจริงของตัวแปร s มีค่าน้อยกว่า 0 ดังสมการ

$$\operatorname{Re}(s) < 0 \quad (4.7)$$

$$\operatorname{Re}\left(\frac{1 - z^{-1}}{T}\right) < 0 \quad (4.8)$$

$$\operatorname{Re}\left(\frac{z - 1}{Tz}\right) < 0 \quad (4.9)$$

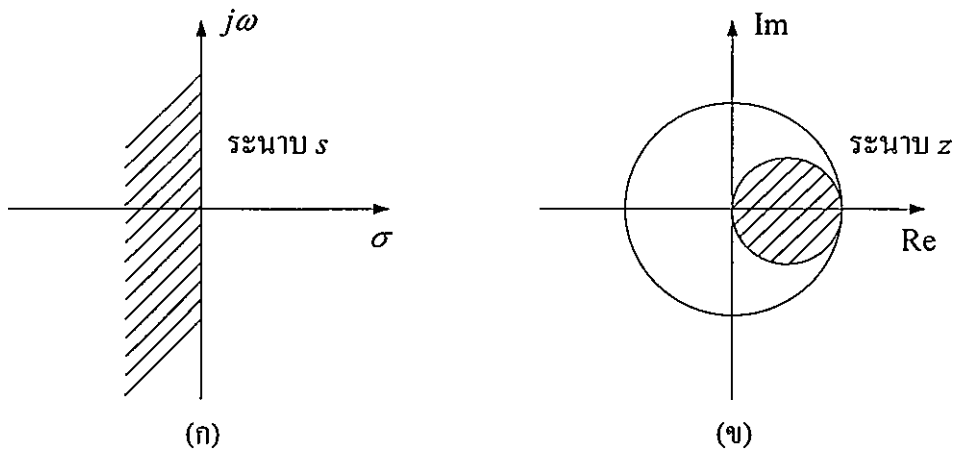
เนื่องจากคาบเวลาการซัดตัวอย่าง $T > 0$ เสมอ และตัวแปรเชิงซ้อน z ประกอบด้วยค่าจริง σ และค่าจินตภาพ ω ($z = \sigma + j\omega$) ดังนั้นจะได้

$$\operatorname{Re}\left(\frac{\sigma + j\omega - 1}{\sigma + j\omega}\right) < 0 \quad (4.10)$$

$$\frac{\sigma^2 - \sigma + \omega^2}{\sigma^2 + \omega^2} < 0 \quad (4.11)$$

$$\left(\sigma - \frac{1}{2}\right)^2 + \omega^2 < \left(\frac{1}{2}\right)^2 \quad (4.12)$$

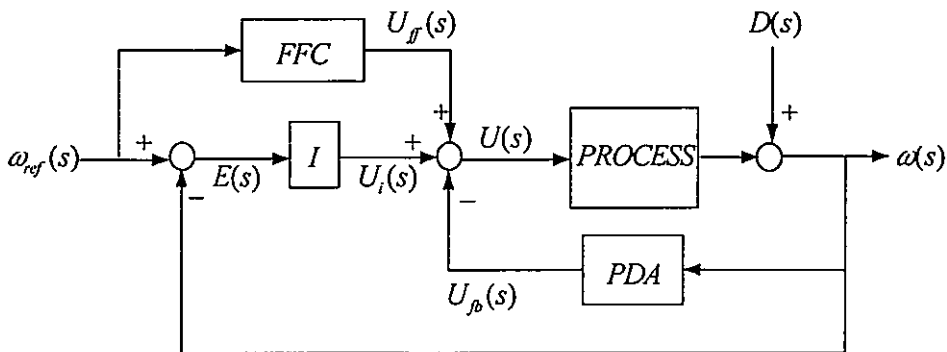
ซึ่งขอบเขตเสถียรภาพของตัวแปรเชิงซ้อน z คือพื้นที่ภายในวงกลมรัศมี $1/2$ จุดศูนย์กลางตำแหน่ง $\left(\frac{1}{2}, 0\right)$ ของระนาบ z ดังแสดงในรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 ขอบเขตเสถียรภาพในการอินทิเกรตโดยวิธีหาผลต่างถดถอย

การอินทิเกรตโดยวิธีหาผลต่างถดถอยดังแสดงในรูปที่ 4.5 นั้น สามารถแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมชนิดสัญญาณต่อเนื่องที่มีเสถียรภาพ เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมชนิดดิจิทัลที่มีเสถียรภาพได้เสมอ แต่คุณสมบัติการตอบสนองที่สภาวะชั่วคราวและคุณสมบัติการตอบสนองเชิงความถี่ของตัวควบคุมจะแตกต่างกัน

4.4.2 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมความเร็วของระบบสองมวลจากระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง



รูปที่ 4.6 โครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วของระบบสองมวล

โครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วของระบบสองมวลที่แสดงในรูป 4.6 จะประกอบด้วยตัวควบคุมไอ ตัวควบคุมป้อนกลับพีดีเอและตัวควบคุมป้อนไปหน้า ซึ่งการแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่องของตัวควบคุมดังกล่าวเพื่อนำไปใช้ในการเขียนโปรแกรมที่ใช้ควบคุมความเร็วของระบบสองมวลจะแสดงได้ดังต่อไปนี้

4.4.2.1 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมไอ

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมไอของระบบควบคุม คือ

$$\frac{U_i(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \quad (4.13)$$

แทนค่า $s = \frac{1-z^{-1}}{T}$ ในสมการที่ (4.13) จะได้

$$\frac{U_i(z)}{E(z)} = \frac{K_i}{\frac{1-z^{-1}}{T}} \quad (4.14)$$

และเมื่อจัดสมการที่ (4.14) ใหม่จะได้

$$U_i(z) - U_i(z)z^{-1} = TK_i E(z)$$

$$U_i(z) = TK_i E(z) + U_i(z)z^{-1} \quad (4.15)$$

หลังจากนำสมการที่ (4.15) มาแปลงแซคกลับ (inverse z-transform) จะได้สมการเอาต์พุตของตัวควบคุมไอดังสมการ

$$U_i(nT) = TK_i E(nT) + U_i(nT - T) \quad (4.16)$$

4.4.2.2 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีดีเอ

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีดีเอของระบบควบคุม คือ

$$\frac{U_{pb}(s)}{\omega(s)} = K_p + K_d s + K_a s^2 \quad (4.17)$$

แทนค่า $s = \frac{1-z^{-1}}{T}$ ในสมการที่ (4.17) จะได้

$$U_{pb}(z) = \left[K_p + K_d \left[\frac{1-z^{-1}}{T} \right] + K_a \left[\frac{1-z^{-1}}{T} \right]^2 \right] \omega(z)$$

$$U_{pb}(z) = K_p \omega(z) + \frac{K_d}{T} [\omega(z) - \omega(z)z^{-1}] + \frac{K_a}{T^2} [\omega(z) - 2\omega(z)z^{-1} + \omega(z)z^{-2}] \quad (4.18)$$

หลังจากแปลงแซคกลับของสมการที่ (4.18) แล้ว จะได้สมการเอาท์พุทของตัวควบคุมพีดีเอดังสมการต่อไปนี้

$$U_p(nT) = K_p \omega(nT) + \frac{K_d}{T} [\omega(nT) - \omega(nT - T)] + \frac{K_a}{T^2} [\omega(nT) - 2\omega(nT - T) + \omega(nT - 2T)] \quad (4.19)$$

4.4.2.3 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมป้อนไปหน้า

ตัวควบคุมป้อนไปหน้าแบบเฟสล้ำหลังของระบบควบคุมจะมีฟังก์ชันถ่ายโอน คือ

$$\frac{U_f(s)}{\omega_{ref}(s)} = \frac{\alpha T_i s + \beta}{T_i s + 1} \quad (4.20)$$

แทนค่า $s = \frac{1-z^{-1}}{T}$ ในสมการที่ (4.20) จะได้

$$\frac{U_f(z)}{\omega_{ref}(z)} = \frac{\alpha T_i \left[\frac{1-z^{-1}}{T} \right] + \beta}{T_i \left[\frac{1-z^{-1}}{T} \right] + 1} \quad (4.21)$$

และหลังจากจัดสมการที่ (4.21) ใหม่จะได้

$$T_i \left[\frac{U_f(z) - U_f(z)z^{-1}}{T} \right] + U_f(z) = \alpha T_i \left[\frac{\omega_{ref}(z) - \omega_{ref}(z)z^{-1}}{T} \right] + \beta \omega_{ref}(z)$$

$$(T_i + T)U_f(nT) - T_i U_f(nT - T) = (\alpha T_i + \beta T)\omega_{ref}(nT) - \alpha T_i \omega_{ref}(nT - T) \quad (4.22)$$

แปลงแซคกลับของสมการที่ (4.22) แล้วจะได้สมการเอาท์พุทของตัวควบคุมป้อนไปหน้าดังนี้สมการ

$$U_f(nT) = \frac{(\alpha T_i + \beta T)\omega_{ref}(nT) - \alpha T_i \omega_{ref}(nT - T) + T_i U_f(nT - T)}{T_i + T} \quad (4.23)$$

สมการเอาท์พุทของตัวควบคุมที่ได้จากการแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่อง เป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่องดังสมการที่(4.16), (4.19) และ (4.23) จะนำไปใช้ในการเขียนโปรแกรม คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลเพื่อใช้ควบคุมกระบวนการจริงในห้องปฏิบัติการต่อไป สำหรับในบทที่ 5 จะกล่าวถึงผลของการจำลองและการทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองมวลซึ่งจะแสดงถึง ประสิทธิภาพของตัวควบคุมที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 5

การจำลองและการทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองมวล

ในบทนี้ จะกล่าวถึงการจำลองและการทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองมวล โดยในลำดับแรกจะอธิบายการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวลก่อนเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ ซึ่งจะนำไปสู่การออกแบบตัวควบคุมสำหรับระบบสองมวลด้วยวิธี CDM และการออกแบบตัวควบคุมป้อนไปหน้าตามขั้นตอนการออกแบบที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 4 จากนั้นจะนำตัวควบคุมที่ได้ไปทดสอบประสิทธิภาพ โดยแบ่งการทดลองออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนแรกจะทดลองโดยทำการจำลองการควบคุมระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์แมทแล็บ เพื่อให้แน่ใจว่า ตัวควบคุมนี้สามารถทำงานได้ตามเป้าหมาย ซึ่งการจำลองจะแบ่งออกเป็นห้าขั้นตอนดังนี้ ขั้นตอนแรก จะทำการทดสอบสมรรถนะของระบบควบคุมวงปิดเมื่อกำหนดอินพุตเป็นแบบขั้น ขั้นตอนที่สอง จะทดสอบความคงทนของตัวควบคุมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าสัญญาณอ้างอิง จากนั้นในขั้นตอนที่สามจะทดสอบการกำจัดผลกระทบจากสิ่งรบกวน ขั้นตอนที่จะศึกษาความสัมพันธ์ของค่า σ_f ที่มีต่อผลตอบสนองของระบบ และขั้นตอนสุดท้ายจะทดสอบสมรรถนะของระบบควบคุมวงปิดเมื่อลดค่าสัญญาณอ้างอิงลงจากค่าสัญญาณอ้างอิงเดิม ในขณะที่ระบบควบคุมยังคงทำงานอยู่

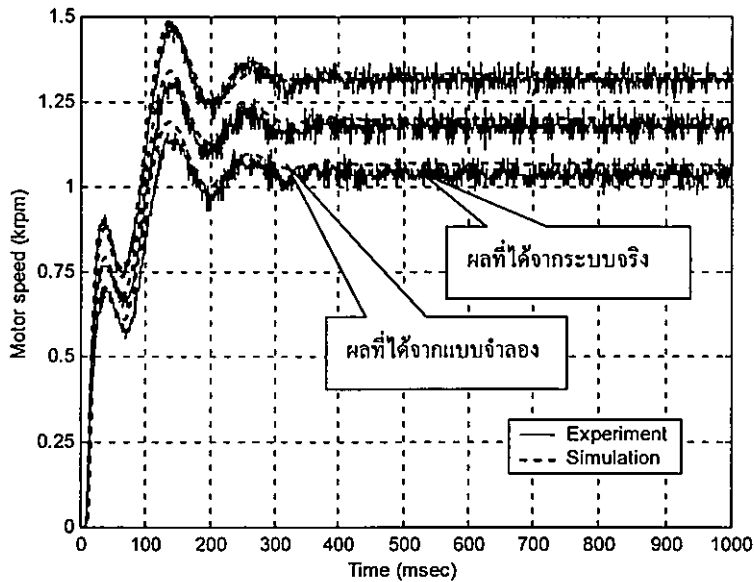
หลังจากศึกษาผลการจำลองตามขั้นตอนที่ได้กล่าวมาแล้ว ส่วนที่สองจะทำการทดลองเพื่อทดสอบประสิทธิภาพตัวควบคุมกับชุดทดลองระบบสองมวลในห้องปฏิบัติการ โดยมีขั้นตอนการทดลองเช่นเดียวกับการทดลองควบคุมระบบ โดยทำการจำลองด้วย โปรแกรมคอมพิวเตอร์

5.1 การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวล

การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวลเป็นการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบสองมวลเพื่อนำไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุม โดยจะทำการทดลองหาผลตอบสนองวงเปิดของระบบสองมวลที่ต้องการควบคุมด้วยการป้อนสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นแรงดันที่อยู่ในรูปของสัญญาณแบบขั้นขนาด 4, 4.5 และ 5 โวลต์ ตามลำดับ จากนั้นทำการหาแบบจำลองของระบบสองมวลโดยแทนค่าพารามิเตอร์ของระบบสองมวล K_e , K_m , J_m และ J_L จากค่าตัวชี้วัด (data sheet) เป็นค่าเริ่มต้นแล้วปรับค่าพารามิเตอร์จนได้ค่าตามตารางที่ 5.1 และได้ค่า K_s จากแบบจำลองซึ่งให้ผลตอบสนองวงเปิดที่ใกล้เคียงกับผลตอบสนองวงเปิดที่ได้จากระบบจริงดังแสดงในรูปที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ของระบบสองมวล

K_e (V / krpm)	K_m (N - cm / A)	J_m (kg - cm ²)	J_L (kg - cm ²)	K_s (N - m / rad)
3.75	7.75	0.45	0.55	9.00



รูปที่ 5.1 ผลตอบสนองวงเปิดของระบบสองมวล

ในวิทยานิพนธ์นี้จะประมาณแบบจำลองเป็นระบบอันดับ 3 โดยตัดทิ้งส่วนขององค์ประกอบทางไฟฟ้าซึ่งมีค่าน้อยมาก เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 5.1 ลงในสมการที่ (2.11) แล้วจะได้แบบจำลองของระบบสองมวลซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (5.1)

$$\frac{\omega_m(s)}{E_a(s)} = \frac{17.22s^2 + 28181.81}{s^3 + 64.58s^2 + 3636.36s + 105681.81} \quad (5.1)$$

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวลดังสมการที่ (5.1) จะนำไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุมไอ-พีดีเอและตัวควบคุมป้อนไปหน้าเพื่อควบคุมระบบความเร็วของระบบสองมวลตามขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมดังที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 4 โดยกำหนดค่าตรรกนิเสถียรภาพ $\gamma_1 = 5$, $\gamma_2 = 1.5$, $\gamma_3 = 1.8$ และ $\gamma_4 = 2$ จากนั้นใช้โปรแกรม Mathematica Version 4.0 ช่วยในการคำนวณ จะได้ค่า $\tau = 0.1610$ วินาทีและได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมไอ-พีดีเอ คือ $K_i = 29.5476$, $K_p = 1.0084$, $K_d = 0.0062$ และ $K_a = 0.0004$ ตามลำดับและเป็นค่าที่ทำให้ผลตอบสนองไม่มีค่าพุ่งเกิน

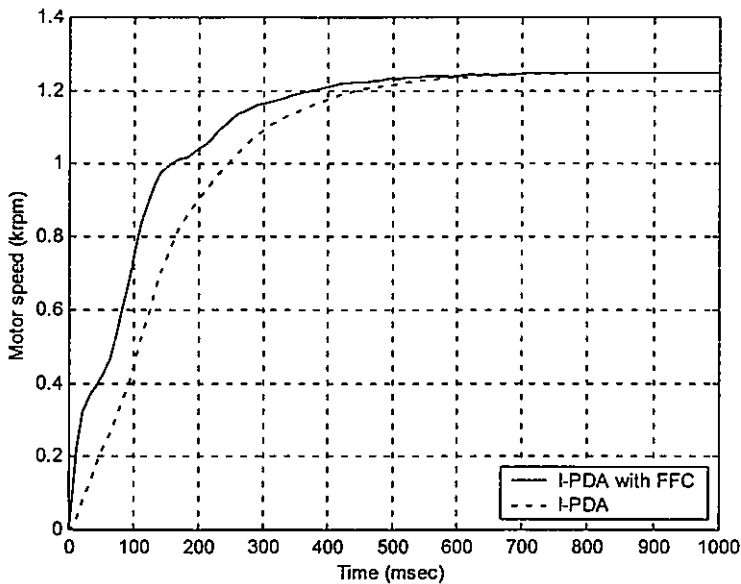
โครงสร้างของ FCC ที่เพิ่มเข้าไปในระบบควบคุมเพื่อปรับปรุงความเร็วของผลตอบสนองของระบบเป็นโครงสร้างแบบเฟสล้ำหลัง มีค่าเวลาอินทิกรัล $T_i = 0.044$ วินาที และค่าสัมประสิทธิ์ของพหุนาม $B_p^*(s)$ จากขั้นตอนการออกแบบ FCC ในบทที่ 4 คือ $m_1 = 2.8550$ และ $m_2 = 0.0552$ เมื่อทราบค่า T_i , m_0 , m_1 และ m_2 แล้วจะสามารถหาค่าพารามิเตอร์ $\alpha = 1.2540$ และ $\beta = 1.5550$ ได้ตามลำดับและเป็นพารามิเตอร์ที่ทำให้ผลตอบสนองเร็วขึ้นโดยไม่มีค่าพุ่งเกิน

5.2 การจำลองควบคุมความเร็วของระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

การจำลองการควบคุมระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์โดยใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์นั้น มีจุดประสงค์เพื่อต้องการทดสอบตัวควบคุมที่ทำการออกแบบก่อนที่จะนำตัวควบคุมไปทดลองควบคุมจริงกับชุดทดลองระบบสองมวลว่า มีประสิทธิภาพในการทำงานเป็นไปตามที่ต้องการหรือไม่ หากพบข้อผิดพลาดใดๆ ในการออกแบบตัวควบคุมก็จะสามารถทำการแก้ไขได้ง่าย โดยแบ่งการจำลองออกเป็นห้าหัวข้อดังต่อไปนี้

5.2.1 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบเมื่อป้อนอินพุตแบบขั้น

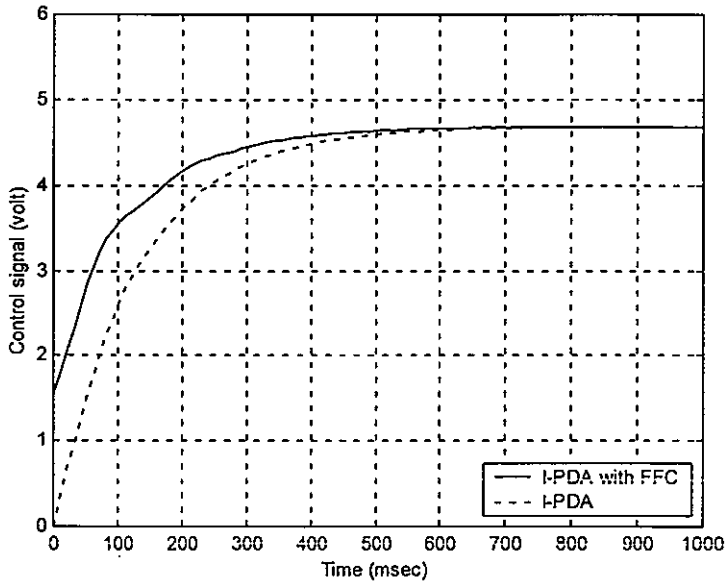
การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้แล้วในหัวข้อ 5.1 นั้นมีจุดประสงค์เพื่อ ต้องการทดสอบตัวควบคุมที่ใช้ควบคุมระบบว่า มีประสิทธิภาพในการติดตามสัญญาณอ้างอิงแบบขั้นเป็นไปตามต้องการหรือไม่ ซึ่งจะแสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองของระบบควบคุม ไอ-พีดีเอที่ออกแบบด้วยวิธี CDM ที่มีและไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้า โดยกำหนดให้ความเร็วของมอเตอร์ที่จะควบคุม คือ 1250 รอบต่อนาที ผลตอบสนองของระบบควบคุมและสัญญาณควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 5.2 และ 5.3 ตามลำดับ



รูปที่ 5.2 ผลตอบสนองเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที

จากรูปที่ 5.2 พบว่าตัวควบคุม ไอ-พีดีเอที่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้า สามารถควบคุมให้ผลตอบสนองมีเวลาได้ขึ้น (t_r) ลดลงประมาณ 17.8 % นั่นคือ ผลตอบสนองเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้เร็วกว่าตัวควบคุม ไอ-พีดีเอที่ไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้า โดยตัวควบคุมทั้งสองสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองไม่มีค่าพุ่งเกิน (P_o (%)) และค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว รวมทั้งสามารถลดเรโซแนนซ์

การบิคที่เกิดขึ้นในระบบได้ สัญญาณควบคุมของตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้า ในช่วงเริ่มต้นจะมีค่ามากกว่าสัญญาณควบคุมของตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่ไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้า ซึ่งสมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที แสดงได้ดังตารางที่ 5.2



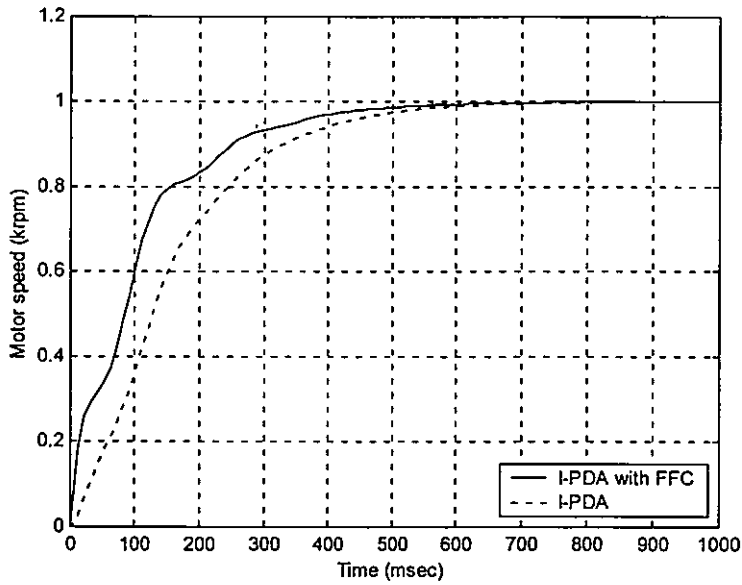
รูปที่ 5.3 สัญญาณควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที

ตารางที่ 5.2 สมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที

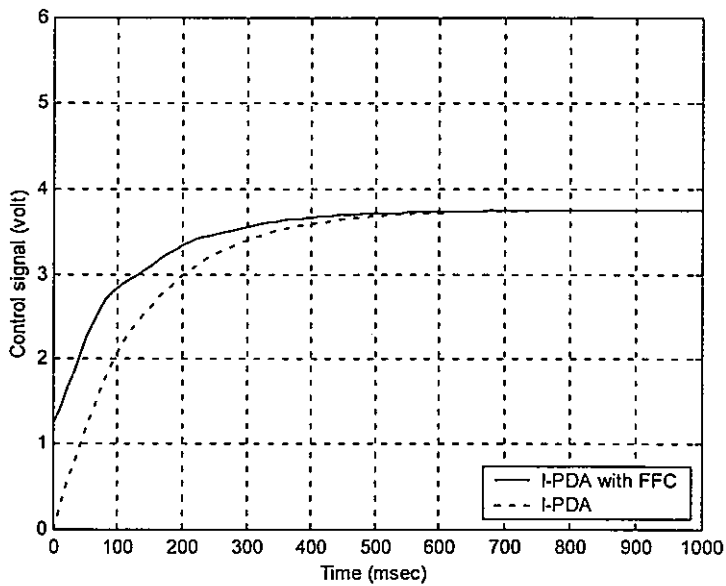
Controller	t_r (m sec)	t_s (m sec)	P_o (%)
I-PDA with FFC	246.38	459.36	0.00
I-PDA	300.00	536.22	0.00

5.2.2 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็ว

ในหัวข้อนี้จะทำการจำลอง เพื่อศึกษาความสามารถของตัวควบคุมว่า เมื่อมีการเปลี่ยนความเร็วแล้ว ตัวควบคุมจะยังสามารถควบคุมระบบได้หรือไม่ โดยนำตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่มีและไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้า ไปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ที่ความเร็ว 1000 และ 1500 รอบต่อนาที โดยไม่เปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้ ผลตอบสนองเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาทีและสัญญาณควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 5.4 และ 5.5 ตามลำดับ ส่วนผลตอบสนองเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาทีและสัญญาณควบคุมจะแสดงได้ดังรูปที่ 5.6 และ 5.7 ตามลำดับ สำหรับสมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 และ 1500 รอบต่อนาที นั้น ได้แสดงไว้ดังตารางที่ 5.3 และ 5.4 ตามลำดับ



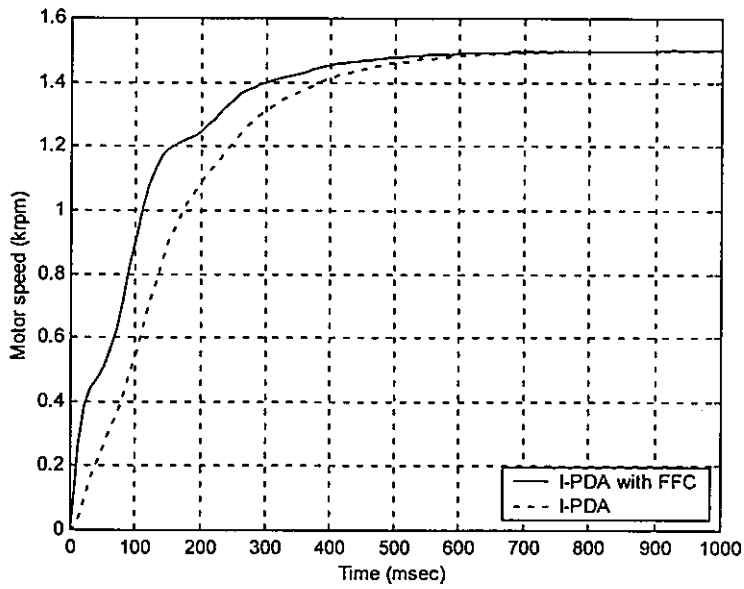
รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที



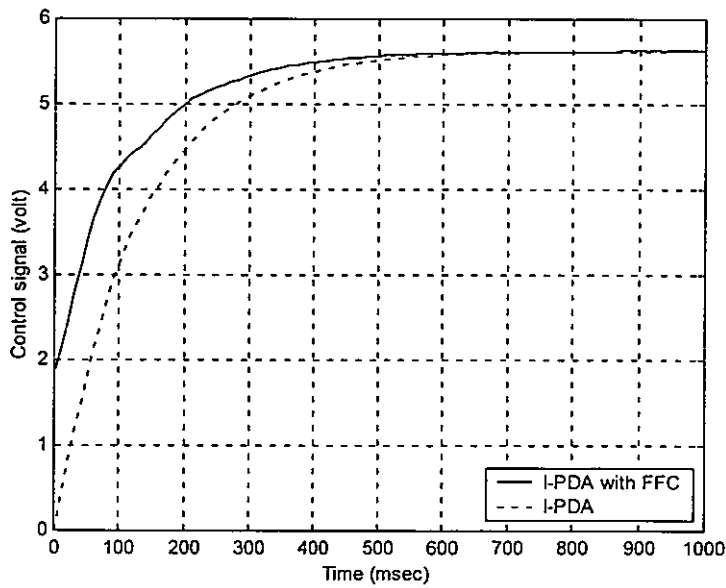
รูปที่ 5.5 สัญญาณควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที

ตารางที่ 5.3 สมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที

Controller	t_r (msec)	t_s (msec)	P_o (%)
I-PDA with FFC	246.37	459.37	0.00
I-PDA	300.00	536.21	0.00



รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที



รูปที่ 5.7 สัญญาณควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที

ตารางที่ 5.4 สมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที

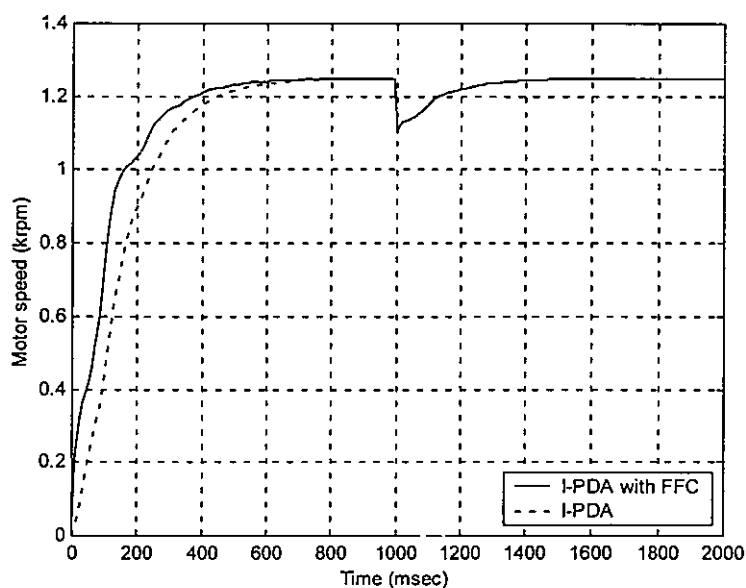
Controller	t_r (msec)	t_s (msec)	P_o (%)
I-PDA with FFC	246.39	459.36	0.00
I-PDA	300.00	536.22	0.00

จากผลการจำลองการควบคุม โดยใช้ตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่มีและไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าไปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ที่ความเร็ว 1000 และ 1500 รอบต่อนาที โดยไม่เปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของตัวควบคุม พบว่าตัวควบคุมทั้งสองสามารถควบคุมความเร็วดังกล่าวได้โดยผลตอบสนองไม่มีค่าพุ่งเกินและค่าผิดพลาดที่สภาวะคงตัว รวมทั้งสามารถลดเรโซแนนซ์การบิดที่เกิดขึ้นในระบบได้ ตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้เร็วกว่าตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่ไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าประมาณ 17.8 %

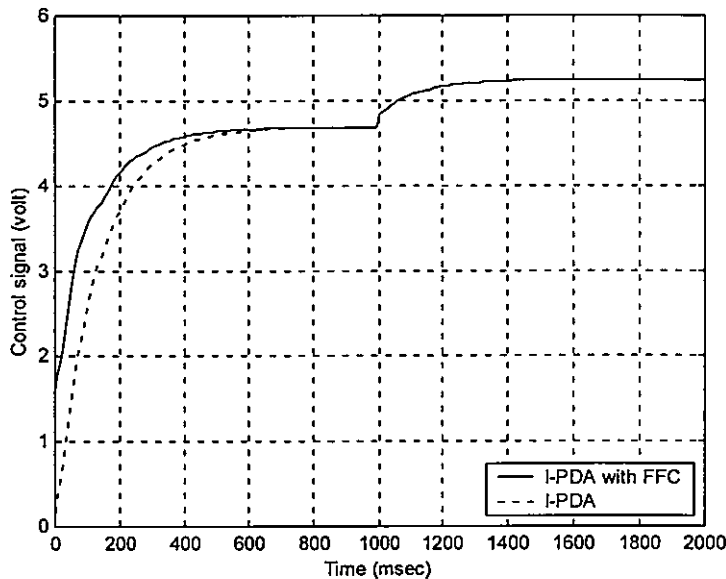
จากสมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000, 1250 และ 1500 รอบต่อนาที พบว่าค่าเวลาไต่ขึ้นและค่าเวลาเข้าที่ของผลตอบสนองของระบบควบคุมไอ-พีดีเอที่มีและไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าของแต่ละความเร็วจะมีค่าใกล้เคียงกัน เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็ว

5.2.3 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบเมื่อมีสิ่งรบกวน

ลำดับต่อไปจะนำตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่มีและไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าไปจำลองการควบคุมความเร็วของระบบที่มีการรบกวนจากภายนอก เพื่อทดสอบความสามารถในการกำจัดผลกระทบจากสัญญาณรบกวนว่า เมื่อสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบ ตัวควบคุมยังสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของระบบกลับเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้หรือไม่ โดยกำหนดให้มีสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบที่เวลา 1000 มิลลิวินาที ซึ่งผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาทีและสัญญาณควบคุมเมื่อมีสัญญาณรบกวนจะแสดงได้ดังรูปที่ 5.8 และ 5.9 ตามลำดับ



รูปที่ 5.8 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อมีสัญญาณรบกวน

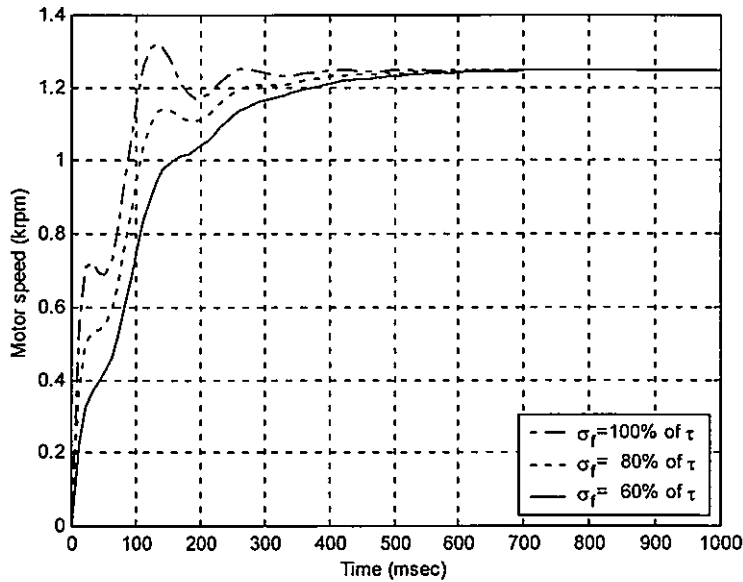


รูปที่ 5.9 สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อมีสัญญาณรบกวน

จากผลการจำลองพบว่า ตัวควบคุม ไอ-พีดีเอที่มีและไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของระบบเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้ โดยตัวควบคุม ไอ-พีดีเอที่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าสามารถกำจัดอิทธิพลของสัญญาณรบกวนได้เหมือนกับระบบควบคุม ไอ-พีดีเอที่ไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้า เนื่องจากการเพิ่มตัวควบคุมป้อนไปหน้าเข้าไปในระบบควบคุม จะมีผลต่อการเพิ่มความเร็วของผลตอบสนองของระบบควบคุม แต่จะไม่มีผลต่อประสิทธิภาพของการกำจัดอิทธิพลของสัญญาณรบกวน

5.2.4 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบเมื่อเปลี่ยนค่า σ_f

ในหัวข้อนี้จะศึกษาความสัมพันธ์ของค่า σ_f ที่มีต่อผลตอบสนองของระบบ โดยจำลองระบบควบคุมเมื่อเปลี่ยนค่า σ_f ที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมป้อนไปหน้าจาก 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ โดยเพิ่มขึ้นเป็น 80% และ 100% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ตามลำดับ ผลตอบสนองเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาทีแสดงได้ดังรูปที่ 5.10 และสมรรถนะของระบบควบคุมจะแสดงดังตารางที่ 5.5



รูปที่ 5.10 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อเปลี่ยนค่าของ σ_f

จากรูปที่ 5.10 พบว่า เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f จาก 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ เพิ่มขึ้นเป็น 80% และ 100% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ระบบควบคุมจะมีผลตอบสนองเร็วขึ้น กล่าวคือ มีช่วงเวลาขึ้น t_r และช่วงเวลาเข้าที่ t_s น้อยลงแต่มีค่าฟังก์ชัน P_o เพิ่มขึ้นตามค่า σ_f ที่เพิ่มขึ้น โดยไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว

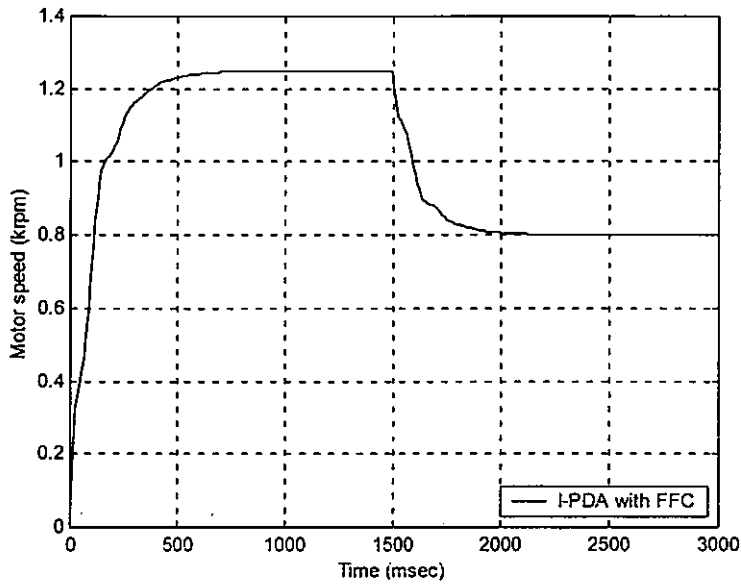
ตารางที่ 5.5 สมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาทีโดยเปลี่ยนค่า σ_f

σ_f	α	β	t_r (msec)	t_s (msec)	P_o (%)
100% of τ	3.48	3.46	109.92	236.31	5.84
80% of τ	2.23	2.51	125.80	380.20	0.00
60% of τ	1.25	1.56	246.38	459.36	0.00

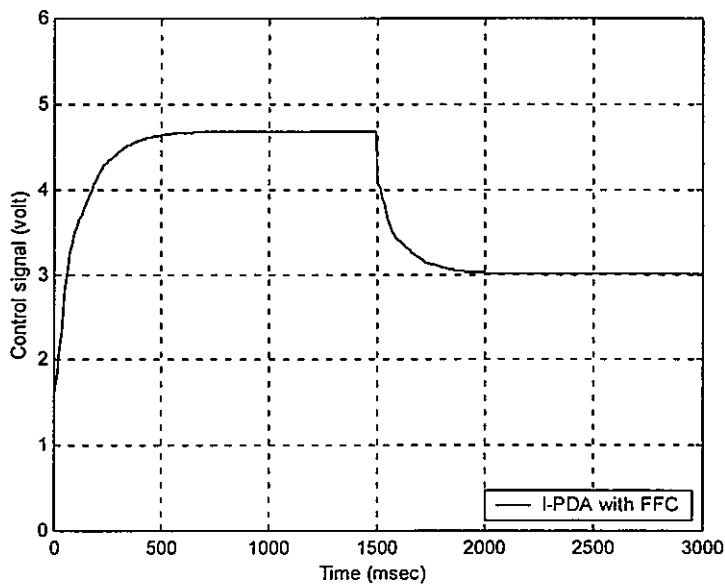
5.2.5 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบเมื่อลดความเร็วลงจากความเร็วเดิม

ในหัวข้อนี้จะจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเพื่อศึกษาความสามารถของตัวควบคุมว่า เมื่อมีการลดความเร็วจากความเร็วเดิมในขณะที่ระบบควบคุมยังคงทำงานอยู่ นั้น ตัวควบคุมจะยังสามารถควบคุมระบบได้หรือไม่ โดยนำตัวควบคุม ไอ-พีดีเอ ที่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าไปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที โดยใช้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้ จากนั้นจะลดค่าความเร็วของมอเตอร์ที่ควบคุมไปที่ความเร็ว 800 รอบต่อ

นาที่ ผลตอบสนองเมื่อจำลองระบบควบคุมและสัญญาณควบคุมที่ได้จะแสดงได้ดังรูปที่ 5.11 และ 5.12 ตามลำดับ



รูปที่ 5.11 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาทีและลดความเร็วลงไปทีความเร็ว 800 รอบต่อนาที

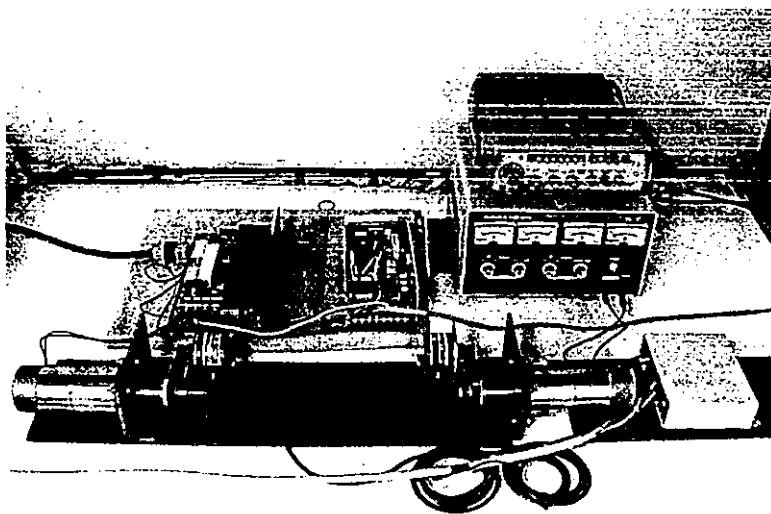


รูปที่ 5.12 สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาทีและลดความเร็วลงไปทีความเร็ว 800 รอบต่อนาที

จากผลการจำลองการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุม ไอ-พีดีเอที่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าไป ควบคุมความเร็วของมอเตอร์ที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที โดยใช้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้ ออกแบบไว้ จากนั้นจะลดค่าความเร็วของมอเตอร์ที่ต้องการควบคุมไปที่ความเร็ว 800 รอบต่อนาที โดยไม่เปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของตัวควบคุม พบว่าตัวควบคุมสามารถควบคุมความเร็วที่ 1250 รอบต่อนาทีได้ โดยผลตอบสนองไม่มีค่าพุ่งเกินและค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว รวมทั้งสามารถลด เรโซแนนซ์การบิดที่เกิดขึ้นในระบบได้และเมื่อลดค่าความเร็วของมอเตอร์ที่ควบคุมไปที่ความเร็ว 800 รอบต่อนาที ตัวควบคุม ไอ-พีดีเอที่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้ายังคงสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองลู่เข้าสู่สัญญาณอ้างอิง โดยไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัวแต่สัญญาณควบคุมจะมีค่าลดลง เนื่องจากความเร็วของมอเตอร์ลดลง

5.3 การทดลองควบคุมความเร็วของระบบจริง

หลังจากได้จำลองการควบคุมความเร็วของระบบด้วย โปรแกรมคอมพิวเตอร์จนมั่นใจแล้วว่า ตัวควบคุมที่ทำการออกแบบมีประสิทธิภาพในการทำงานเป็นไปตามที่ต้องการและไม่มีข้อผิดพลาดที่อาจจะก่อให้เกิดอันตรายกับระบบจริง จากนั้นจะนำตัวควบคุมดังกล่าวมาทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองมวลในห้องปฏิบัติการ โดยตัวควบคุมจะถูกสร้างขึ้นด้วย โปรแกรมคอมพิวเตอร์ภาษาซี ใช้ค่าเวลาซีกตัวอย่างเท่ากับ 0.001 วินาที ภาพถ่ายของระบบสองมวลที่ใช้ในการทดลองแสดงดังรูปที่ 5.13

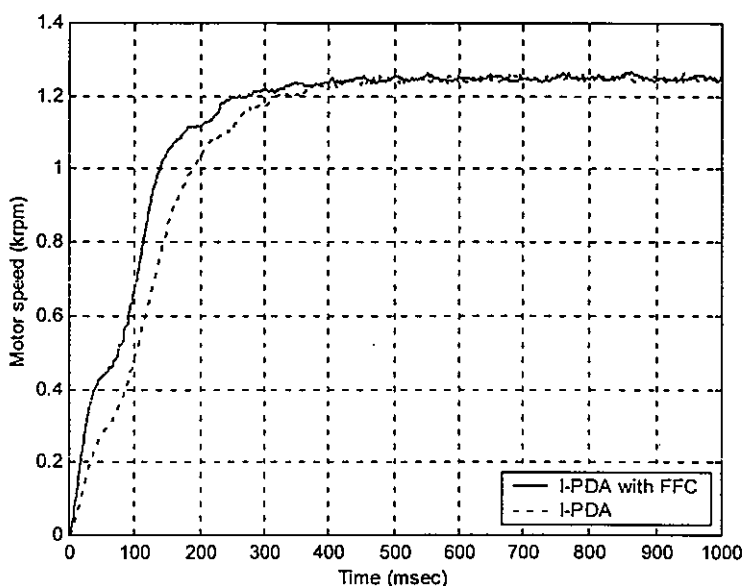


รูปที่ 5.13 ระบบสองมวลในห้องปฏิบัติการ

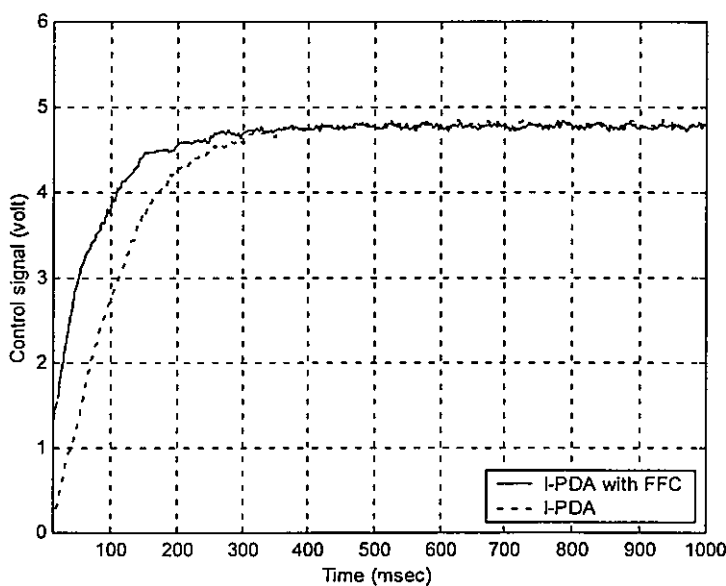
ในการทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองมวลจะมีขั้นตอนการทดลองเหมือนกับขั้นตอนการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบเหมือนกับค่าที่ใช้ในการจำลอง ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อ 5.2

5.3.1 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบเมื่อป้อนอินพุตแบบขั้น

ในหัวข้อนี้จะทดลองควบคุมระบบสองมวลที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที โดยใช้ตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่มีและไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้า จะได้ผลตอบสนองของระบบควบคุมและสัญญาณควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 5.14 และ 5.15 ตามลำดับ



รูปที่ 5.14 ผลตอบสนองเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที



รูปที่ 5.15 สัญญาณควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที

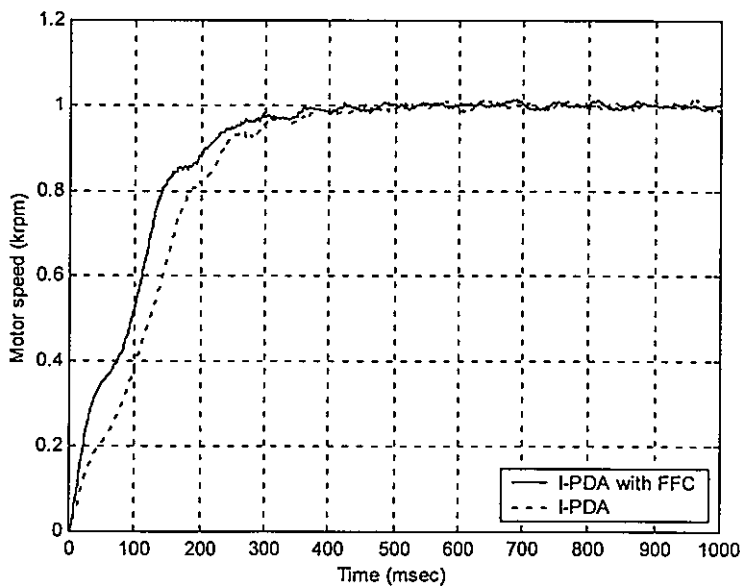
จากผลการทดลองที่แสดงในรูปที่ 5.14 พบว่า การควบคุมระบบสองมวลที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อใช้ตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้า จะให้ผลตอบสนองที่มีช่วงเวลาน่าขึ้น t_r น้อย ไม่มีค่าพุ่งเกิน P_o และเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้เร็วกว่าเมื่อใช้ตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่ไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าประมาณ 17.08 % โดยสมรรถนะของระบบควบคุมแสดงดังตารางที่ 5.6

ตารางที่ 5.6 สมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที

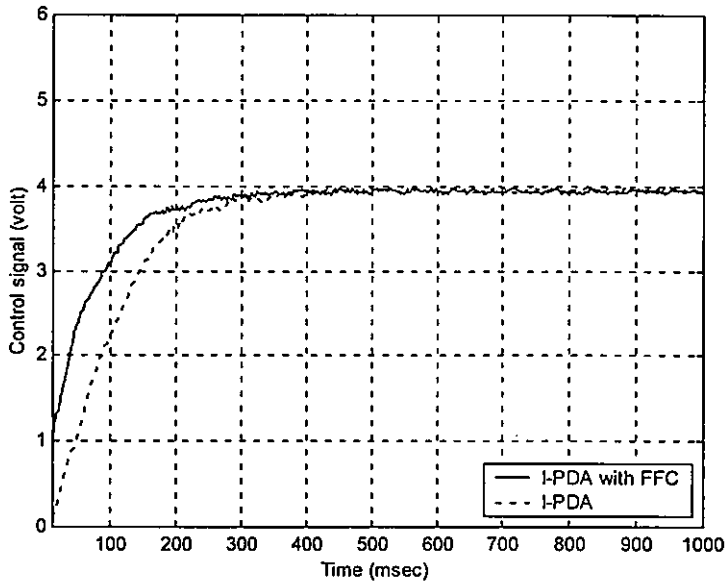
Controller	t_r (msec)	t_s (msec)	P_o (%)
I-PDA with FFC	195.06	331.36	0.00
I-PDA	235.26	371.76	0.00

5.3.2 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็ว

เมื่อนำตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่มีและไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าไปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ที่ความเร็ว 1000 และ 1500 รอบต่อนาที โดยไม่เปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของตัวควบคุม ผลตอบสนองเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาทีและสัญญาณควบคุมจะแสดงดังรูปที่ 5.16 และ 5.17 ตามลำดับ ส่วนผลตอบสนองเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาทีและสัญญาณควบคุมจะแสดงดังรูปที่ 5.18 และ 5.19 สำหรับสมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 และ 1500 รอบต่อนาที จะแสดงได้ดังตารางที่ 5.7 และ 5.8 ตามลำดับ



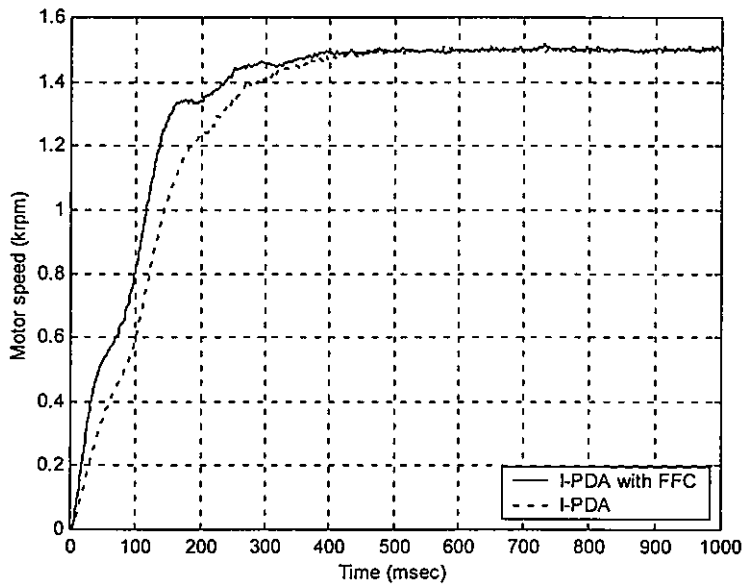
รูปที่ 5.16 ผลตอบสนองเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที



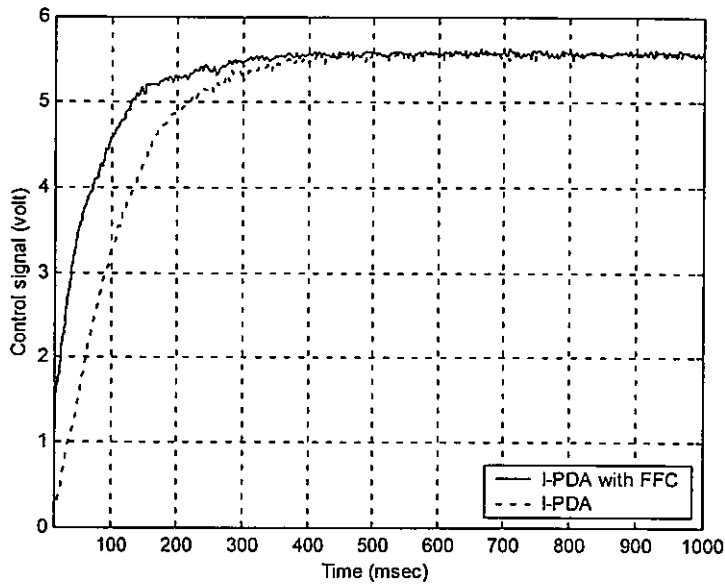
รูปที่ 5.17 สัญญาณควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที

ตารางที่ 5.7 สมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที

Controller	t_r (msec)	t_s (msec)	P_o (%)
I-PDA with FFC	198.24	351.61	0.00
I-PDA	216.74	370.62	0.00



รูปที่ 5.18 ผลตอบสนองเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที



รูปที่ 5.19 สัญญาณควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที

ตารางที่ 5.8 สมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที

Controller	t_r (m sec)	t_s (m sec)	P_o (%)
I-PDA with FFC	189.74	349.40	0.00
I-PDA	231.30	390.52	0.00

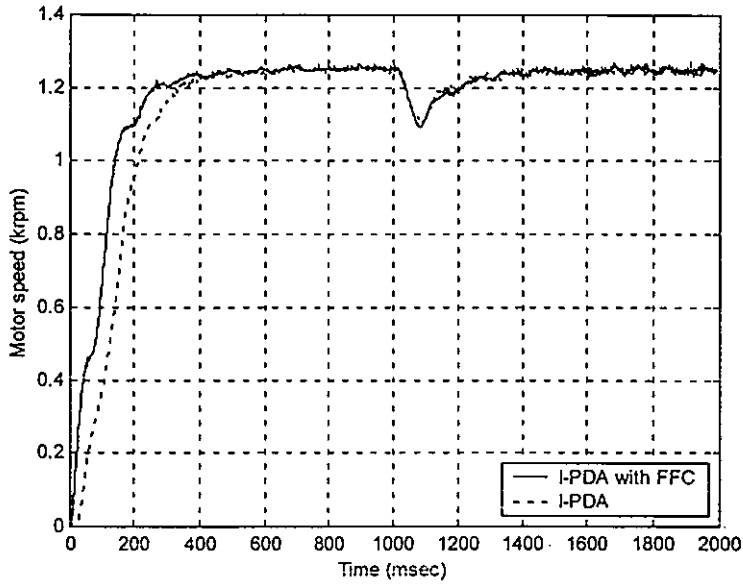
จากผลการทดลองการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่มีและไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าไปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ที่ความเร็ว 1000 และ 1500 รอบต่อนาที โดยไม่เปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้แล้ว พบว่าตัวควบคุมทั้งสองสามารถควบคุมความเร็วดังกล่าวได้โดยผลตอบสนองไม่มีค่าพุ่งเกินและค่าผิดพลาดที่สภาวะคงตัว ตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองลู่เข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้เร็วกว่าตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่ไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าประมาณ 17.9 %

จากสมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 และ 1500 รอบต่อนาที ค่าเวลาไต่ขึ้นและค่าเวลาเข้าที่ของผลตอบสนองของระบบควบคุมไอ-พีดีเอที่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าในแต่ละความเร็วจะไม่แตกต่างกันไปจากความเร็ว 1250 รอบต่อนาทีมากนัก ส่วนสมรรถนะของระบบควบคุมไอ-พีดีเอที่ไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าในแต่ละความเร็วก็ให้ผลทำนองเดียวกันกับตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้า

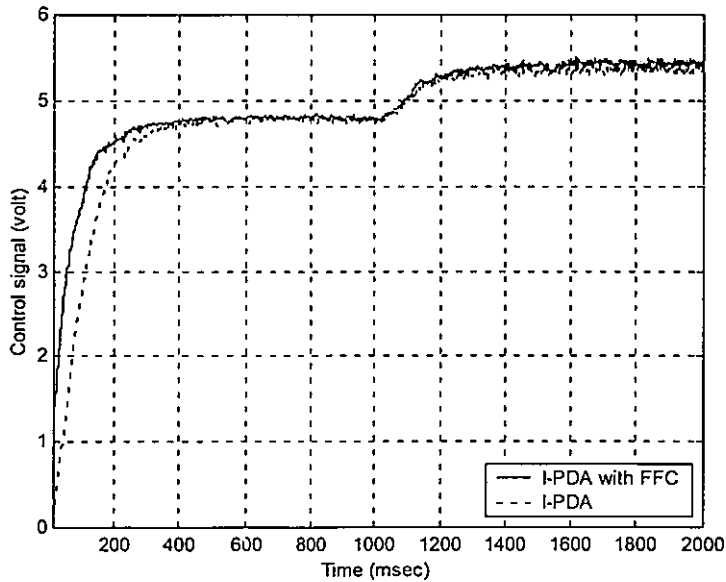
5.3.3 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบเมื่อมีสิ่งรบกวน

ลำดับต่อไปจะนำตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่มีและไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าไปทดลองควบคุมระบบที่มีการรบกวนจากภายนอก เพื่อทดสอบความสามารถในการกำจัดอิทธิพลของ

สัญญาณรบกวนและตัวควบคุมยังสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของระบบกลับเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้หรือไม่ โดยกำหนดให้มีสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบที่เวลา 1000 มิลลิวินาที ซึ่งผลตอบสนองของการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาทีและสัญญาณควบคุมเมื่อมีสัญญาณรบกวนจะแสดงได้ดังรูปที่ 5.20 และ 5.21 ตามลำดับ



รูปที่ 5.20 ผลตอบสนองของการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อมีสัญญาณรบกวน

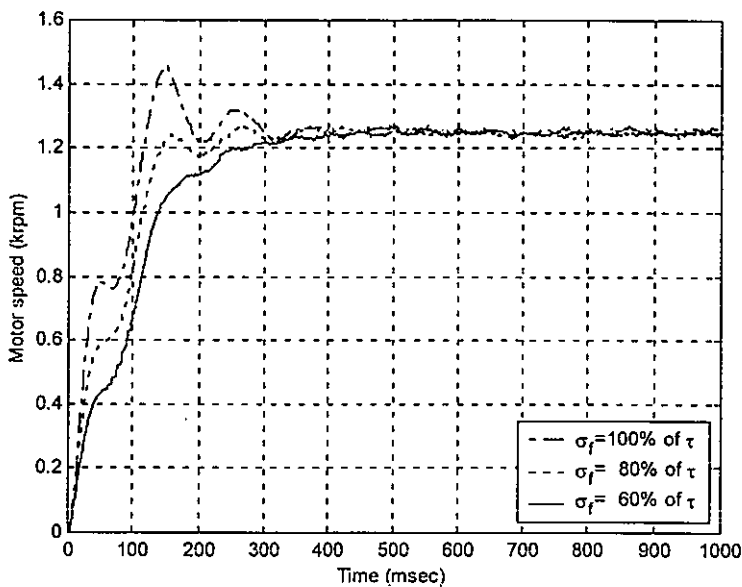


รูปที่ 5.21 สัญญาณควบคุมของการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อมีสัญญาณรบกวน

จากผลการทดลองพบว่า ตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่มีและไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าที่นำเสนอนั้น สามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของระบบเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้ โดยตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้า สามารถกำจัดอิทธิพลของสัญญาณรบกวนได้เหมือนกับระบบควบคุมไอ-พีดีเอที่ไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้า

5.3.4 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบเมื่อเปลี่ยนค่า σ_f

ในหัวข้อนี้จะทดลองระบบควบคุมโดยเปลี่ยนค่า σ_f ที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมป้อนไปหน้าโดยเปลี่ยนค่า σ_f จาก 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ เพิ่มขึ้นเป็น 80% และ 100% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ตามลำดับ ผลตอบสนองและสมรรถนะของระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาทีแสดงได้ดังรูปที่ 5.22 และดังตารางที่ 5.9 ตามลำดับ



รูปที่ 5.22 ผลตอบสนองของการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อเปลี่ยนค่าของ σ_f

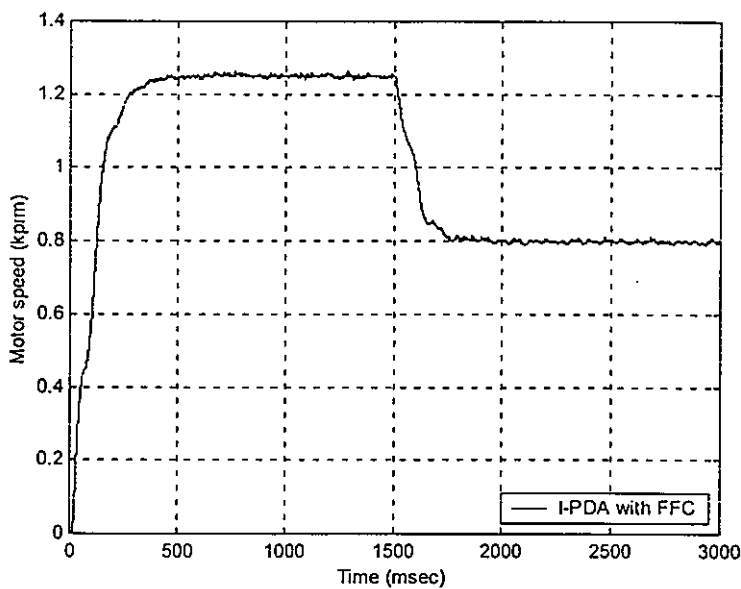
ตารางที่ 5.9 สมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที โดยเปลี่ยนค่า σ_f

σ_f	α	β	t_r (msec)	t_s (msec)	P_o (%)
100% of τ	3.48	3.46	119.62	340.73	16.56
80% of τ	2.23	2.51	118.39	310.30	1.20
60% of τ	1.25	1.56	195.06	331.36	0.00

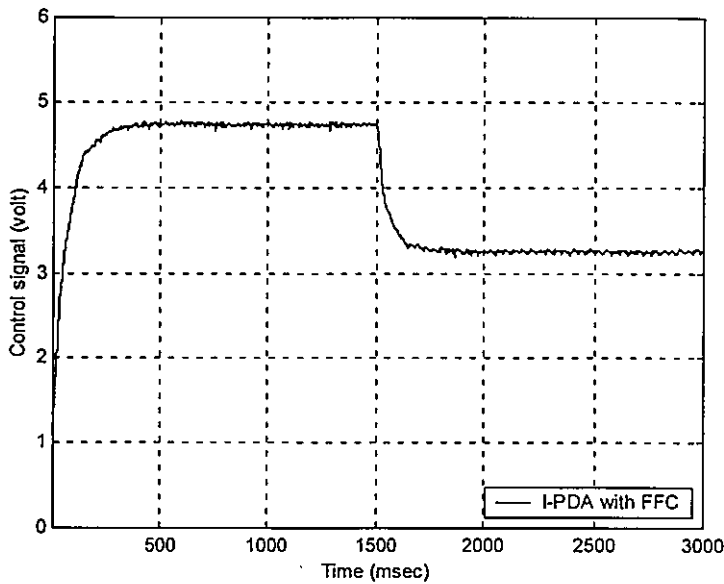
จากรูปที่ 5.22 และตารางที่ 5.9 พบว่า เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f เพิ่มขึ้นจาก 60% ของค่าคงตัว เวลาสมมูล τ ระบบควบคุมจะมีผลตอบสนองเร็วขึ้นตามค่า σ_f ที่เพิ่มขึ้นแต่มีค่าพุ่งเกิน P_o เกิดขึ้น โดยไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว

5.3.5 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบเมื่อลดความเร็วลงจากความเร็วเดิม

ในหัวข้อนี้จะทดลองควบคุมความเร็วของระบบ โดยลดความเร็วลงจากค่าเดิมในขณะที่ระบบควบคุมยังคงทำงานอยู่เพื่อศึกษาความสามารถของตัวควบคุมว่าจะยังสามารถควบคุมระบบจริงได้หรือไม่ โดยนำตัวควบคุม ไอ-พีดีเอที่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าไปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที โดยไม่เปลี่ยนพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้ จากนั้นจึงลดค่าความเร็วของมอเตอร์ที่ควบคุมไปที่ความเร็ว 800 รอบต่อนาที ผลตอบสนองของระบบควบคุมและสัญญาณควบคุมที่ได้จะแสดงได้ดังรูปที่ 5.23 และ 5.24 ตามลำดับ



รูปที่ 5.23 ผลตอบสนองของการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาทีและลดความเร็วลงไปที่ความเร็ว 800 รอบต่อนาที



รูปที่ 5.24 สัญญาณควบคุมของการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาทีและลดความเร็วลงไปที่ความเร็ว 800 รอบต่อนาที

จากผลการทดลองการควบคุมที่แสดงในรูปที่ 5.23 พบว่าตัวควบคุมสามารถควบคุมความเร็วที่ 1250 รอบต่อนาทีได้ โดยผลตอบสนองไม่มีค่าพุ่งเกินและค่าผิดพลาดที่สถานะคงตัวรวมทั้งสามารถลดเรโซแนนซ์การบิดที่เกิดขึ้นในระบบได้และเมื่อลดค่าความเร็วของมอเตอร์ที่ควบคุมไปที่ความเร็ว 800 รอบต่อนาที ตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้ายังสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองเข้าสู่ผู้สัญญาณอ้างอิงได้โดยไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว แต่สัญญาณควบคุมจะมีค่าลดลงเนื่องจากความเร็วของมอเตอร์ได้ลดลงดังแสดงในรูปที่ 5.24

5.4 สรุปผลการทดลอง

จากผลการจำลองระบบควบคุมด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และผลการทดลองควบคุมระบบจริงในห้องปฏิบัติการ พบว่าตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่ออกแบบด้วยวิธีCDM สามารถควบคุมความเร็วของระบบสองมวลและลดเรโซแนนซ์การบิดที่เกิดขึ้นได้โดยผลตอบสนองไม่มีค่าพุ่งเกินและค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว การเพิ่มตัวควบคุมป้อนไปหน้าเข้าไปในโครงสร้างของระบบควบคุมจะช่วยปรับปรุงความเร็วของผลตอบสนองของระบบควบคุมให้เร็วขึ้นประมาณ 17 % โดยมีช่วงเวลานขึ้นและช่วงเวลาที่เข้าที่น้อยลง และเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วหรือลดความเร็วจากความเร็วเดิม พบว่าตัวควบคุมดังกล่าวยังคงสามารถควบคุมระบบที่มีความเร็วเปลี่ยนแปลงหรือลดลงได้ นอกจากนี้ เมื่อมีสัญญาณรบกวนเข้าสู่ระบบควบคุม ตัวควบคุมไอ-พีดีเอและตัวควบคุมป้อนไปหน้าสามารถลดผลกระทบอันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนได้โดยที่การเพิ่มตัวควบคุมป้อนไป

หน้าใน โครงสร้างของระบบควบคุมจะไม่มีผลต่อประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณรบกวน และยังสามารถปรับปรุงผลตอบสนองของระบบควบคุมให้เร็วขึ้น ได้ด้วยการปรับค่า σ_f ให้มีค่าเพิ่มขึ้น แต่ผลตอบสนองของระบบควบคุมจะมีค่าพุ่งเกิน P_o สูงขึ้น

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมเพื่อควบคุมความเร็วของระบบสองมวล ตัวควบคุมนี้จะประกอบด้วยตัวควบคุมไอ-พีดีเอซึ่งออกแบบด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์และตัวควบคุมป้อนไปหน้าแบบเฟสล้ำหลัง ตัวควบคุมไอ-พีดีเอจะทำหน้าที่ควบคุมความเร็วและลดแรง โชนแรงการบิดที่เกิดขึ้นในระบบ ส่วนตัวควบคุมป้อนไปหน้าแบบเฟสล้ำหลังจะทำหน้าที่ปรับปรุงผลตอบสนองของระบบให้เร็วยิ่งขึ้น การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์จะออกแบบจากค่าครรชนีเสถียรภาพ ซึ่งเป็นตัวกำหนดเสถียรภาพของระบบควบคุม และค่าคงตัวเวลาสมมูล ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดความเร็วของผลตอบสนองของระบบควบคุม โดยจะมีความสัมพันธ์กับช่วงเวลาเข้าที่ แต่ผลตอบสนองที่สภาวะชั่วคราวจะมีช่วงเวลาได้ขึ้นนาน ส่วนตัวควบคุมป้อนไปหน้าจะมีโครงสร้างแบบเฟสล้ำหลัง ประกอบด้วยพารามิเตอร์ α, β และเวลาอินทิกรัล T_i ค่าพารามิเตอร์ α และ β จะถูกออกแบบจาก 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ และค่าครรชนีเสถียรภาพ γ ของวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ ส่วนเวลาอินทิกรัล T_i หากจากเส้นโค้งปฏิบัติการของกระบวนการด้วยวิธีการของซีเกลอร์และนิโคลส์ ในการออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมนั้น จำเป็นจะต้องทราบแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวลก่อน แล้วจึงนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้นี้ไปออกแบบตัวควบคุมต่อไป

การจำลองและการทดลองได้แบ่งออกเป็นห้าขั้นตอนดังนี้ ขั้นตอนแรก ทดสอบสมรรถนะของระบบควบคุมไอ-พีดีเอที่มีและไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้าในระบบควบคุม เมื่อกำหนดอินพุตเป็นแบบขั้น ขั้นตอนที่สอง ทดสอบความคงทนของตัวควบคุมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็ว จากนั้นในขั้นตอนที่สาม ทดสอบประสิทธิภาพการกำจัดผลกระทบของสัญญาณรบกวนที่เข้ามาในระบบ ขั้นตอนที่ดี ศึกษาความสัมพันธ์ของค่า σ_r ที่มีต่อผลตอบสนองของระบบควบคุม และขั้นตอนสุดท้าย ทดสอบสมรรถนะของระบบควบคุมวงปิดเมื่อลดความเร็วลงจากความเร็วเดิม ในขณะที่ระบบควบคุมยังคงทำงานอยู่

จากผลการจำลองระบบควบคุมด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และผลการทดลองควบคุมระบบจริงในห้องปฏิบัติการพบว่า ตัวควบคุมไอ-พีดีเอที่ออกแบบพารามิเตอร์ด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์และตัวควบคุมป้อนไปหน้าสามารถควบคุมความเร็วของระบบสองมวลให้ผลตอบสนองของระบบเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยไม่มีค่าพุ่งเกิน และยังสามารถลดแรง โชนแรงการบิดที่เกิดขึ้นในระบบควบคุมได้ ตัวควบคุมป้อนไปหน้าสามารถปรับปรุงความเร็วของผลตอบสนองชั่วคราวโดยมีช่วงเวลาขึ้นและเวลาเข้าที่ลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับตัวควบคุม

ไอ-พีดีเอที่ไม่มีตัวควบคุมป้อนไปหน้า นอกจากนี้ ตัวควบคุมยังสามารถควบคุมความเร็วของระบบได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วหรือลดความเร็วลงจากความเร็วเดิมและสามารถกำจัดผลกระทบจากสัญญาณรบกวนที่เข้ามาในระบบได้

นอกจากนั้นยังสามารถออกแบบตัวควบคุมป้อนไปหน้าเพื่อเพิ่มความเร็วของผลตอบสนองชั่วคราวให้เร็วขึ้นได้โดยการปรับค่า σ_f ให้มีค่าเพิ่มขึ้น แต่พบว่าผลตอบสนองของระบบควบคุมจะมีค่าพุ่งเกิน P_o สูงขึ้น

6.2 ปัญหาที่พบในการวิจัยและแนวทางในการแก้ปัญหา

สำหรับปัญหาที่พบในการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลคือ ค่าวัดของผลตอบสนองที่สถานะอยู่ตัวมีการแกว่งรอบๆสัญญาณอ้างอิง อยู่ในช่วง $\pm 1\%$ ซึ่งเกิดจากสัญญาณรบกวนเนื่องจากการวัด (measurement noise) ซึ่งสามารถทำให้ค่าวัดของผลตอบสนองการแกว่งลดลงได้โดยเพิ่มวงจรรองสัญญาณรบกวน

6.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

สำหรับข้อเสนอแนะในการพัฒนาเพื่อให้การควบคุมระบบสองมวลในห้องปฏิบัติการสะดวกมากขึ้น คือ โปรแกรมที่ใช้ควบคุมการทำงานของระบบถูกพัฒนาขึ้นด้วยโปรแกรมภาษาซี ซึ่งทำงานบนระบบปฏิบัติการคอส ทำให้การใช้งานไม่สะดวกเท่าที่ควร ดังนั้น จึงขอแนะนำให้พัฒนาโปรแกรมให้ทำงานบนระบบปฏิบัติการวินโดวส์เพื่อให้สะดวกในการใช้งานมากขึ้น

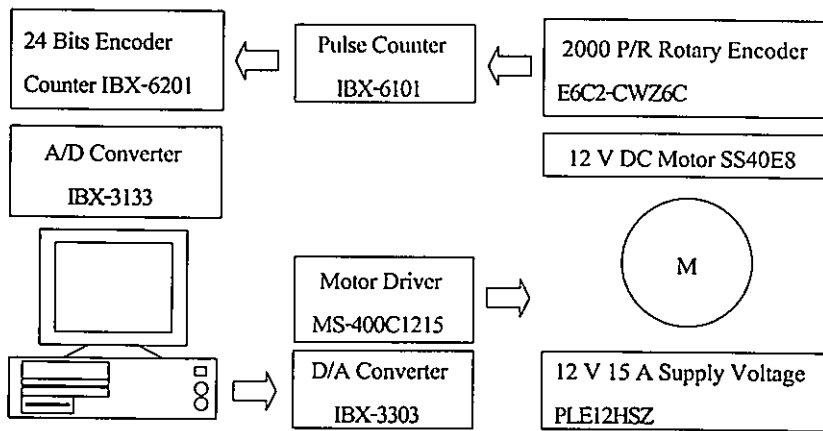
เอกสารอ้างอิง

- [1] ชัชชัย อุทัยวศิน, โยธิน เปรมปราวณิรัชต์, จงกล งามวิวิทย์ และ สราวุธ สถิจิตร “การควบคุมแบบคงทนสำหรับกำจัดเรโซแนนซ์การบิดในระบบ 2 มวล” วิศวกรรมสาร มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ฉบับที่ 38 สิงหาคม-พฤศจิกายน 2542, หน้า 52-61.
- [2] G. Zhang, J. Furusho “Speed Control of Two-inertia System by PI/PID Control” IEEE Conference on Power Electronics and Drive System, July 1999, pp. 567-572.
- [3] ชัชชัย อุทัยวศิน “การกำจัดเรโซแนนซ์การบิดในระบบ 2 มวล โดยใช้เทคนิคการกำหนดตำแหน่งโพล-ซีโร” วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2543.
- [4] กังวาน แสนสวาสดี “การออกแบบและวิเคราะห์เสถียรภาพระบบควบคุมแอมดานิฟิซซีพีไอ+พีดี” วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2546.
- [5] G. Zhang “Comparison of Control Schemes for Two-Inertia System” IEEE Conference on Power Electronics and Drive System, July 1999, pp. 573-578.
- [6] S. Jung and R.C. Dorf “Analytic PIDA Controller Design Technique for A Third Order System” 35th IEEE Conference on Decision and Control Proceedings, Kobe, Japan, pp. 2513-2517, 1996.
- [7] A. Numsomran, W. Sriratana, P. Julserewong, V. Kongratana, and K. Tirasesth “I-PDA Controller Designed by CDM” Proceedings of the 14th KACC, pp. E-284 – E-287, 1999.
- [8] S. Manabe “Coefficient Diagram Method” 14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, Sual, August 1998.
- [9] ดนุพล คำปัญญา “การออกแบบตัวควบคุมป้อนไปหน้าร่วมกับตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์” วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2545.
- [10] Katsuhiko Ogata. Modern Control Engineering. Second Edition. New Jersey. Prentice-Hall Inc., 1990.

- [11] A.Lipatov and N.Sokolov "Some Sufficient Conditions for Stability and Instability of Continuous Linear Stationary Systems" *Automat. Remote Cont.*, 1979, pp. 1285-1291.
- [12] วิพันธ์ ปรีชาพานิช, การวิเคราะห์ระบบควบคุมเวลา discrete ครั้งที่ 1 คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2536.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก
รายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง



รูปที่ ก.1 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมระบบสองมวล

การควบคุมระบบสองมวลแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ ก.1 ประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้

ก.1 คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (PC)

คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลจะทำหน้าที่รับและส่งข้อมูลจากอุปกรณ์เชื่อมต่อต่างๆ จากนั้นนำข้อมูลที่ได้อุปกรณ์ประมวลผลเพื่อส่งสัญญาณควบคุมให้แก่ระบบ

ก.2 วงจรนับจำนวนพัลส์ (Pulse Counter)

วงจรนับจำนวนพัลส์จะใช้วงจรนับขนาด 12 บิตรุ่น IBX-6101 ทำหน้าที่เป็นตัวนับสัญญาณพัลส์จากเอนโคเดอร์ แล้วแปลงเป็นข้อมูลดิจิทัลเพื่อส่งให้คอมพิวเตอร์ประมวลผลต่อไป

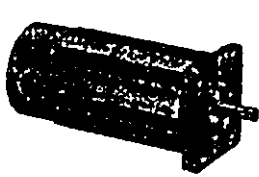
ก.3 วงจรแปลงข้อมูลดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก (D/A Converter)

ทำหน้าที่เชื่อมต่อระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์กับวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์โดยใช้การ์ดแปลงสัญญาณรุ่น IBX-3303 ทำหน้าที่รับข้อมูลดิจิทัลจากคอมพิวเตอร์และแปลงข้อมูลนี้เป็นสัญญาณอนาล็อกในรูปของแรงดันไฟฟ้ามีขนาด 0 โวลต์ ถึง 10 โวลต์ เพื่อส่งแรงดันนี้เข้าสู่วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์

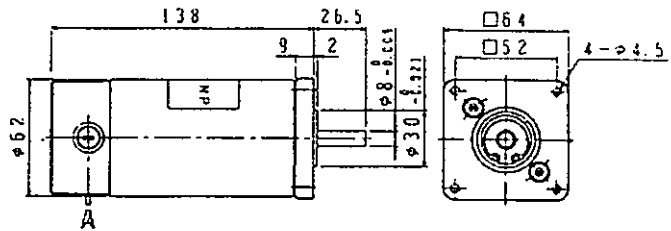
ก.4 วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ (Motor Driver)

วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ทำหน้าที่รับแรงดันจากวงจรแปลงข้อมูลดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก จากนั้นจะแปลงแรงดันให้เป็นสัญญาณ PWM เพื่อใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์

ก.5 มอเตอร์และภาระ ที่ใช้ในการทดลองเป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 12 โวลท์ รุ่น SS40E8 ของบริษัท SAWAMURA DENKI KOGYO มีรายละเอียดแสดงดังรูปที่ ก.2

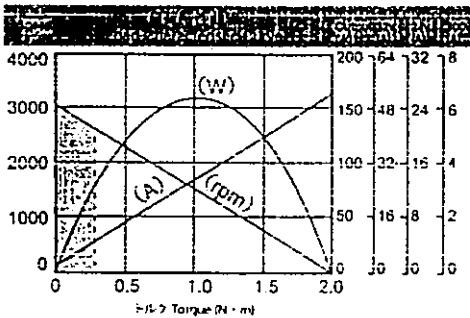


質量 Mass 1.6kg



連続定格 Continuous rating				無負荷 No load		電機子 抵抗		電機子 慣性モーメント(GOP)		電機子 時定数		トルク 定数		ブラシ 長さ
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	電機子 抵抗 Armature R Ω	電機子 慣性モーメント(GOP) R. Inertia kg·cm ² (kgf·cm ²)	電機子 時定数 (ms)	逆起電力 V/krpm	トルク 定数 (N·mA)	ブラシ 長さ Brush L num			
12	10	2500	0.31 (3.2)	0.8	3000	0.25	0.7 (2.8)	12	4	6.038	10 mm(1/2")			
24	5	2500	0.31 (3.2)	0.4	3000	0.65	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.



連続使用領域 Scope for continual use

許容オーバーハング荷重: 98N(10kgf) 許容スラスト荷重: 78N(8kgf)
Permissible Overhung Load Permissible Thrust Load
オーバーハング位置の力点は、軸径が長さの半分の位置。
Point of application of force for overhung load is on half of shaft 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
- 地球線別: BH
- 絶縁抵抗: DC500Vメータにて、20M(1分)
- 耐電圧: AC1000V1分間
- 外装: 生地(鉄ケース込み、と)

●取り扱い上の注意

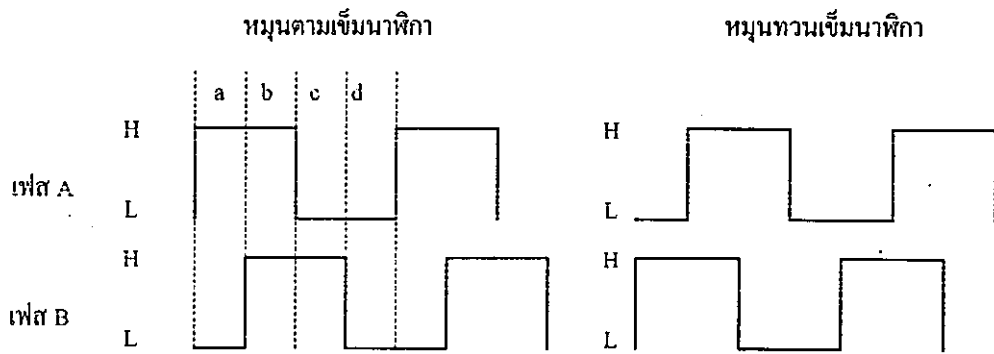
- モータリード線の糸を(+)に、負を(-)に接続するモータ軸からみて時計方向に回転します。
- DC電源の極性を替えると、正逆回転の特性が得られます。モータが回転中に極性を替えると、モータや用手装置に影響を与えます。一旦停止後に逆方向に回転して下さい。
- 定格は平滑な負荷領域での連続定格です。脈波電流を使用する場合は過電流上昇が激しくなり、下部のモータの電圧上昇に注意して下さい。

Copyright © 2007 Sawamura Denki Kogyo Co., Ltd. All rights reserved. (For text of this catalogue is subject to change without notice.)

รูปที่ ก.2 รายละเอียดของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

ก.6 เอนโคเดออร์แบบหมุน (Rotary Encoder)

เอนโคเดออร์เป็นส่วนประกอบที่สำคัญในระบบควบคุมที่มีการป้อนกลับ เนื่องจากสัญญาณป้อนกลับที่ส่งมาจากเอนโคเดออร์นั้น สามารถนำมาวิเคราะห์เพื่อหาคุณสมบัติของระบบ หรือสามารถบอกสถานะของระบบนั้นได้ว่าเป็นอย่างไร โดยนำสัญญาณป้อนกลับที่ได้นี้มาคำนวณเพื่อหาสัญญาณควบคุมให้กับระบบนั้นทำงานอย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งเอนโคเดออร์ที่ใช้ในระบบสองมวลจะเป็นเอนโคเดออร์แบบหมุนมีความละเอียด 2000 พัลส์ต่อการหมุน 1 รอบ (360 องศา) แต่เนื่องจากเมื่อเอนโคเดออร์หมุนจะทำให้เกิดสัญญาณพัลส์ขึ้นที่ขา A และ B ของเอนโคเดออร์ซึ่งต่างเฟสกันอยู่ 90 องศา โดยทั้งสองสัญญาณนี้จะถูกขยายสัญญาณและส่งเข้าสู่วงจรรีบ ซึ่งวงจรรีบจะทำการแบ่งสัญญาณพัลส์ทั้งสองออกเป็น 4 ส่วนแสดงดังรูปที่ ก.3 ดังนั้นจะทำให้ความละเอียดของสัญญาณพัลส์เพิ่มขึ้นเป็น 4 เท่า นั่นคือ 8000 พัลส์ต่อการหมุน 1 รอบ ดังนั้นความละเอียดของมุมที่วัดได้คือ $360/8000 = 0.045$ องศาต่อสัญญาณ 1 พัลส์



รูปที่ ก.3 แสดงลักษณะของสัญญาณพัลส์ที่เกิดขึ้นเมื่อเอนโคเดออร์หมุน

เอนโคเดออร์ที่ใช้เป็นชนิดโรตารี รุ่น E6C2-CWZ6C ยี่ห้อ OMRON ทำหน้าที่วัดค่าความเร็วของมอเตอร์ มีรายละเอียดแสดงดังรูปที่ ก.4

ภาคผนวก ข
โปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง

โปรแกรมที่ใช้ควบคุมความเร็วของระบบสองมวล

```

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

/* #include <graph.h> */
/* #include <stdlib.h> */
/* #include <string.h> */
/* #include <fcntl.h> */

#define DISTURB 1000
#define CH 0
#define CH1 1
#define DAADR 0x0300 /* DA ch.1 I/O adress */
#define da_deta 0.00244141 /* da_deta=10.0/4096.0 */
#define ADR1 0x280 /* Counter ch.1 address */
#define ADR2 0x281 /* Counter ch.2 address */

#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 3000 /* Number of collected data */

char s[20];
int i,j,n,nn;

```

```

unsigned int    dl,dh,vx1,vx2,dd1,dd2,sp,spm;
double         cnt_read(unsigned int);
double         cnt,cnt1,cnt10,cntnew1,cntold1,cnt2,cnt20,cntnew2,cntold2,CL;
FILE           *fp_1;
FILE           *fp_2;
Int            inter=0;
double         y[1];
double         rf,rc;
double         g[3];
double         ref,ref1,ref_old;
double         ti,alpha,beta,ki,kp,kd,ka;
double         ui,ui_old,uff,uff_old,uffi,uip,ufb;
double         al,be,T,ee[1];
double         v,uv;

```

```
void (interrupt far insub)(void)
```

```
{
    inter=1;
    outp(0x20,0x20);
}
```

```
void main(void)
```

```
{
    void (interrupt far *savevect)(void);

```

```
//Ts=1;
```

```
/* locate(5,1); printf(" Sampling Period in msec (1) = "); gets(s); Ts=atof(s); */
```

```
/* 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 */
    sp=dd1*dd2/8e6; spm=sp*1000;
    ref=0.0; ref_old=0.0;
    rf=1.0; rc=0.00758;
    n=0; nn=NN;
    g[2]=0.0; g[1]=0.0; g[0]=0.0;
    ui=0.0; ui_old=0.0; uff=0.0; uff_old=0.0; uffl=0.0; ufb=0.0;
    ti=0.0; al=0.0; be=0.0; ki=0.0; kp=0.0; kd=0.0; ka=0.0;
    y[1]=0.0;
    ee[1]=0.0;

/* Initialize DA */
/*    outp(DAADR+2,CH*4+0);
    outp(DAADR+0,0x00);
    outp(DAADR+1,0x00);
    outp(DAADR+2,CH*4+2);
    outp(DAADR+0,0x00);          */

```

```

/* Controller Parameters */
printf(" Reference Input (maximum 2.5 (x1000rpm)) = "); gets(s); ref=atof(s);
printf("\n      (ti)          = "); gets(s); ti=atof(s);
printf("\n      (alpha)       = "); gets(s); al=atof(s);
printf("\n      (beta)        = "); gets(s); be=atof(s);
printf("\n      (ki)          = "); gets(s); ki=atof(s);
printf("\n      (kp)          = "); gets(s); kp=atof(s);
printf("\n      (kd)          = "); gets(s); kd=atof(s);
printf("\n      (ka)          = "); gets(s); ka=atof(s);

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

T=0.001;

/***** MAIN ROUTINE *****/
while(n<nn)
{
    if(kbhit() !=0) break;
    if(inter==1)
    {
        cntnew1=cnt_read(ADR2);
        cnt1=cntnew1-cntold1;
        cntold1=cntnew1;

        y[0]=-0.015*cnt1; /* unit in x1000 rpm */
        g[2]=(rf*T*y[0]+rc*g[1])/(T+rc);
        y[n]=g[2];

        ee[0]=ref-g[2];
        ui=(ee[0]*T*ki)+ui_old;

```

```

uff=((((al*ti)+(be*T))*ref)-(al*ti*ref_old)+(ti*uff_old))/(ti+T);
uffi=ui+uff;
ufb=(g[2]*kp)+((kd/T)*(g[2]-g[1]))+((ka/(T*T))*(g[2]-(2*g[1])+g[0]));
uip=uffi-ufb;
v=uip;

```

```

if (n==DISTURB) // for load disturbance

```

```

{
    outp(DAADR+2,CH1*4+1);
    outp(DAADR+0,0x1F);
    outp(DAADR+1,0x1F);
    outp(DAADR+2,CH1*4+3);
    outp(DAADR+0,0x1F);
}

```

```

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

```

```

u[n]=v;

```

```

/* tm[n]=n*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);

```

```

ui_old=ui;
uff_old=uff;
ref_old=ref;
g[1]=g[2];
g[0]=g[1];
inter=0;
n++;
    }
}

/* 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);

    outp(DAADR+2,CH1*4+1);
    outp(DAADR+0,0x00);
    outp(DAADR+1,0x00);
    outp(DAADR+2,CH1*4+3);
    outp(DAADR+0,0x00);

/* WRITE DATA TO FILE */
fp_1=fopen("y.txt","w");

```

```
        n=0;
while(n<nn)
{
    fprintf(fp_1,"%f\n",y[n]);
    n++;
}
fclose(fp_1);

fp_2=fopen("u.txt","w");
n=0;
while(n<nn)
{
    fprintf(fp_2,"%f\n",u[n]);
    n++;
}
fclose(fp_2);
}

double cnt_read(unsigned int adr)
{
    double cnt;
    unsigned char lbyt, mbyt, hbyt;
    outp(adr + 2, 0x10);
    while((inp(adr + 2) & 0x08) ==0);
    lbyt = inp(adr + 0);
    mbyt = inp(adr + 0);
    hbyt = inp(adr + 0);
    cnt = (double)hbyt*65536.0+(double)mbyt*256.0+(double)lbyt;
    return(cnt);
}
```

ภาคผนวก ค
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์



ICCAS '04

ICCAS 2004

Final Program & Abstract Book

International Conference on Control, Automation and Systems

August 25-27, 2004

The Shangri-La Hotel, Bangkok, Thailand

Organized by:

Research Center for Communications and Information Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

The Institute of Control, Automation, and Systems Engineers, Korea



In association with:



I-PDA Controller Designed by CDM Incorporating FFC for Two-Inertia System

Nopnarong Khuakoonrat*, Taworn Benjanarasuth*, Don Isarakorn*, Jongkol Ngamwiwit*,
and Noriyuki Komine**

* Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
(Tel : +662-326-4221, Fax: +662-326-4221, E-mail: knjongko@kmitl.ac.th)

** Department of Applied Computer Engineering, School of Information Technology and Electronics,
Tokai University, Hiratsuka-Shi, Kanagawa-Ken 259-1292, Japan
(Tel : +81-463-58-1211, Fax: +81-463-50-2240, E-mail: komine@keyaki.cc.u-tokai.ac.jp)

Abstract: The two-inertia system, which has the torsion vibration, is typically found in several industrial applications. This torsion vibration will effect the quality of the rolled material as well as the stability of the drive system. Thus the speed and torsion vibration of the system have to be properly controlled. This paper, I-PDA controller designed by Coefficient Diagram Method to control a two-inertia system is proposed. The experimental result shows that both of transient and steady state specification can be fulfilled but the transient response still has long rise time. In order to improve the speed of the system response, a phase lag structure of feedforward controller is introduced to I-PDA control system. It is shown that the performance of the I-PDA control system with suitable FFC has shorter rise and settling times, no overshoot and the torsion vibration can be suppressed.

Keywords: I-PDA controller, feedforward controller, CDM, two-inertia system

1. INTRODUCTION

The servo control systems driving a load through a shaft or a transmission system are widely used in the industrial applications. Several industrial applications, such as an industrial rolling mill drive system has the phenomenon as the two-inertia system that a flexible shaft has very low natural resonant frequency because long shaft and low stiffness between motor and load. Hence, it is difficult to achieve the precise speed control due to torsion vibration [1]. It is known that the speed and torsion vibration of the two-inertia system must be properly controlled, otherwise the vibration may occur and the stress on the shaft may result in damage to the shaft.

The design and adjustment of two-inertia system are difficult because most servo systems only provide direct measurement of motor variables, not load variables. In recent years, many control schemes have been proposed to control the speed of the two-inertia system in order to obtain a good response. The LQG-based speed controller developed to achieve torsion vibration suppression has been reported [1]. The PI and PID control designed by three kinds of typical pole assignments with identical radius, damping coefficient and real part have been investigated [2]. On the other hands, the parameter design method for PIDA (Proportional - Integral - Derivative - Acceleration) controller proposed by S. Jung and R. C. Dorf [3] to be utilized especially for a third-order plant has been reported in [4]. The I-PDA controller scheme has also been reported in [5]. Both of controllers which give the satisfied transient and steady state performances were designed based on coefficient diagram method (CDM) [6]. However, the transient response of the control systems generally still has long rise time. In order to improve the speed of the transient response of the I-PDA control system, a feedforward controller (FFC) has been introduced [7].

In this paper, I-PDA controller designed by CDM incorporating FFC for two-inertia system is presented. The model of the two-inertia system is the third order system. Using CDM concept, I-PDA controller parameters can be

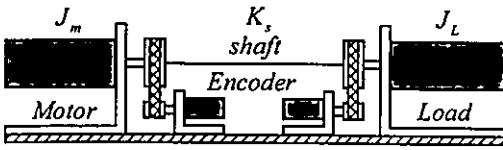
designed from the stability index and the equivalent time constant respectively. The stability index and the equivalent time constant are defined based on the coefficient of the characteristic polynomial of the closed-loop transfer function. Normally, the settling time t_s of the control system is first selected and then the equivalent time constant τ can be obtained. However, in case of the I-PDA controller, only stability index γ_s can be specified due to the equivalent time constant τ has been assigned implicitly from the design procedure.

Since the response of I-PDA control system is slow, the FFC whose structure is a phase lag structure with two parameters and one integral time is added. The integral time T_i of the FFC is chosen base on Zeigler-Nichols method. The two parameters α and β , on the other hand, must be designed properly by utilizing the advantage of CDM. A new parameter known as σ_f which is a percentage of equivalent time constant τ is then introduced. By varying σ_f and standard stability index γ_s , the desired result can be obtained.

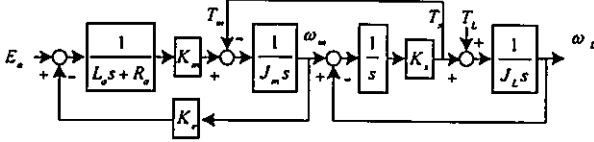
The experimental results of two-inertia system in laboratory employing the I-PDA controller and FFC are shown. The values of α and β are assigned from σ_f equals to 60% of the equivalent time constant. The response of I-PDA control system with FFC is then compared to the system without FFC when σ_f equals to 60% of the equivalent time constant. The disturbance effect rejection capability and the effect due to the variation of σ_f are also shown in this paper.

2. MODEL OF TWO-INERTIA SYSTEM

The mathematical model of the two-inertia system in the laboratory is shown in Fig.1 (a). The precise mathematical model of the actual system is complex but it can be approximately reduced to the simplified model shown in the block diagram of Fig. 1(b).



(a) Model of the two-inertia system.



(b) Block diagram of the two-inertia model.

Fig.1 Two-inertia system.

The transfer function expressed as a third-order system by neglecting the electrical parts (L_m/R_a) is given by Eq. (1)

$$G_p(s) = \frac{\omega_m(s)}{E_a(s)} = \frac{n_1 s^2 + n_0}{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} \quad (1)$$

where $n_1 = K_m J_L$, $n_0 = K_m K_c$, $d_3 = J_m J_L$, $d_2 = K_s K_m J_L$, $d_1 = K_s J_m + K_s J_L$, $d_0 = K_s^2 K_c$ and where

E_a : Input voltages apply to the armature

K_m : Motor torque constant

K_c : Electromotive force constant

T_m : Motor torque

T_s : Shaft torque

ω_m : Motor speed

K_s : Torsion stiffness of drive shaft

J_m : Moment of inertia of motor

J_L : Moment of inertia of load

ω_L : Load speed

T_L : Torque disturbance.

3. CONTROL SYSTEM STRUCTURE

3.1 Overview of I-PDA incorporating FFC

The I-PDA control system with FFC shown in Fig. 2 consists of a feedforward controller, a feedback controller (FBC), an integral controller and a third-order plant. α , β and T_i are the parameters of FFC. K_p , K_d and K_a are the proportional gain, derivative gain and acceleration gain of the FBC respectively, K_i is the integral gain of the integral controller. $D(s)$ is the process step disturbance to be applied to the system. The transfer function from $R(s)$ to $C(s)$ and from $D(s)$ to $C(s)$ are then respectively given by

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G_p(s) [(\alpha T_i) s^2 + (\beta + K_i T_i) s + K_i]}{(T_i s + 1) (s + G_p(s) [s(K_p + K_d s + K_a s^2) + K_i])} \quad (2)$$

and

$$\frac{C(s)}{D(s)} = \frac{G_p(s)}{1 + G_p(s) \left(\frac{K_i}{s} + K_p + K_d s + K_a s^2 \right)} \quad (3)$$

From Eq. (3), it is shown that the disturbance response is irrelevant to FFC. It means that we have a freedom in selecting α and β to improve transient specification while disturbance rejection and tracking capability designed by I-PDA are not influenced.

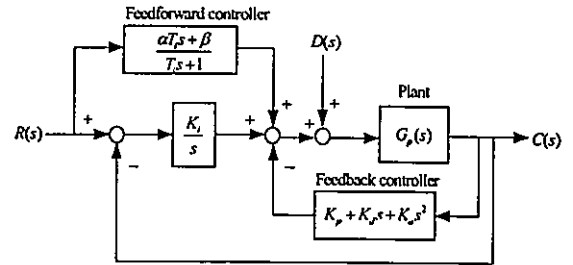


Fig. 2 Structure of I-PDA control system with FFC.

In order to employ CDM concept to design the controller gains properly, the controlled system consists of the CDM standard block diagram of SISO system with the FFC and FBC is shown in Fig. 3. $A_p(s)$ and $B_p(s)$ are the polynomials of the plant $G_p(s)$. $A_c(s)$, $B_c(s)$ and $B_o(s)$ are the polynomials of the CDM controller. $B_{fb}(s)$ is the polynomial of the FBC. $A_{ff}(s)$ and $B_{ff}(s)$ are the numerator and denominator of the FFC.

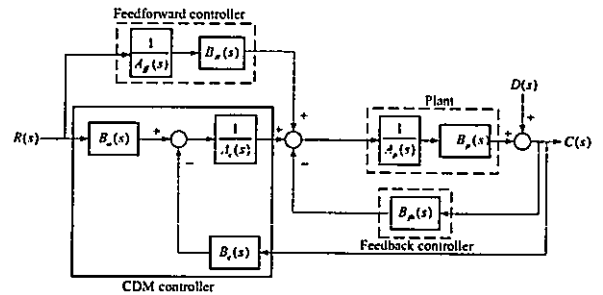


Fig. 3 SISO system with FBC and FFC.

By rearranging the polynomials of the plant and FBC, the modified plant can be obtained. The modified FFC can also be obtained by rearranging the pre-filter $B_p(s)$ of the CDM controller and the polynomial of the FFC. The rearranged CDM block diagram is then shown in Fig. 4. Therefore, the transfer function from $R(s)$ to $C(s)$ is

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{B_{ff}^*(s) B_p^*(s)}{A_{ff}^*(s) (A_c(s) A_p^*(s) + B_c(s) B_p^*(s))} \quad (4)$$

and the transfer function from $D(s)$ to $C(s)$ is

$$\frac{C(s)}{D(s)} = \frac{A_c(s) B_p^*(s)}{A_c(s) A_p^*(s) + B_c(s) B_p^*(s)} \quad (5)$$

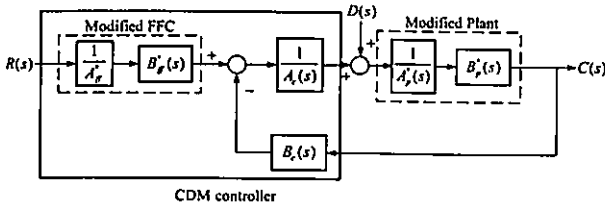


Fig. 4 Rearranged CDM block diagram.

3.2 Concept of CDM

In this sub-section, the concept of CDM used to design the parameters of a controller so that the step response of the control system satisfies stability, fast response and robustness requirements [7] is described. Generally, the order of the controller designed by CDM is less than the order of the plant. From Fig. 4, the polynomial forms of the modified plant form are

$$A_p^*(s) = p_k s^k + p_{k-1} s^{k-1} + \dots + p_0 \quad (6a)$$

$$B_p^*(s) = q_m s^m + q_{m-1} s^{m-1} + \dots + q_0 \quad (6b)$$

and the CDM controller polynomial forms are

$$A_c(s) = l_\lambda s^\lambda + l_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + l_0 \quad (7a)$$

$$B_c(s) = k_\lambda s^\lambda + k_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + k_0 \quad (7b)$$

$$B_d(s) = k_0, \quad (7c)$$

where $\lambda < k$ and $m < k$. $B_d(s)$ is called as a pre-filter and has to be set to k_0 so that the step response with zero steady-state error is obtained. The characteristic polynomial of the closed-loop system without FFC structure as shown in Fig. 4 is given in the following form

$$P(s) = A_c(s)A_p^*(s) + B_c(s)B_p^*(s) = \sum_{i=0}^n a_i s^i \quad (8)$$

where a_0, a_1, \dots, a_n are the coefficients of the characteristic polynomial. The stability index γ_i , the equivalent time constant τ and stability limit γ_i^* are defined as

$$\gamma_i = \frac{a_i^2}{a_{i+1}a_{i-1}} \quad (9)$$

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} \quad (10)$$

$$\gamma_i^* = \frac{1}{\gamma_{i+1}} + \frac{1}{\gamma_{i-1}} \quad ; \quad \gamma_0, \gamma_n = \infty \quad (11)$$

where $i = 1, \dots, n-1$. In order to meet the specifications, the equivalent time constant τ and stability index γ_i are chosen as

$$t_s = 2.5 - 3\tau \quad (12)$$

$$\gamma_i > 1.5\gamma_i^* \quad (13)$$

In general, settling time is selected to be $t_s = 2.5\tau$, and the standard stability index

$$\gamma_{n-1} = \dots = \gamma_3 = \gamma_2 = 2, \gamma_1 = 2.5 \quad (14)$$

is recommended.

The standard values in Eq. (14) can be used to design the controller if the following condition is satisfied

$$p_k/p_{k-1} > \tau/(\gamma_{n-1}\gamma_{n-2}\dots\gamma_1) \quad (15)$$

where p_k and p_{k-1} are the coefficients of the plant at k th and $(k-1)$ th. If the above condition is not satisfied, we can first increase γ_{n-1} , then γ_{n-2} and so on, until Eq. (15) is satisfied. From Eq. (9)-Eq. (11), the coefficient a_i can be written by

$$a_i = a_0 \tau^i \frac{1}{\gamma_{i-1} \dots \gamma_2^{i-2} \gamma_1^{i-1}} = a_0 \tau^i \prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{(\gamma_{i-j})^j} \quad (16)$$

Then the characteristic polynomial used for designing the parameters of a controller is expressed as

$$P(s) = a_0 \left[\left\{ \sum_{i=2}^n \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_{i-j}} \right) (\tau s)^i \right\} + \tau s + 1 \right] \quad (17)$$

By equating the characteristic polynomial in Eq. (8) including a controller to the characteristic polynomial in Eq. (17) resulting from the known equivalent time constant τ and stability index γ_i , then the parameters of a controller can be obtained.

4. CONTROLLER DESIGN

This section describes the procedure for assigning the parameters of I-PDA controller and the parameters of FFC will be designed respectively.

4.1 I-PDA controller design

By using CDM concept previously described, parameters of I-PDA controller including K_p , K_d , K_u and K_i can be designed by the following procedures:

- 1) Determine the proper stability index.
- 2) Since the settling time t_s can not be specified, set the equivalent time constant τ as a variable that will be found later.
- 3) Derive the characteristic polynomial of Eq. (8) and then equates to the characteristic polynomial obtained by Eq. (17). Thus the parameters of I-PDA controller are obtained.
- 4) Set the pre-filter $B_d(s) = k_0$, where $k_0 = K_i$.

4.2 FFC design

The structure of the proposed FFC as shown in Fig. 2 is a phase lag structure with the following transfer function

$$\frac{B_f(s)}{A_f(s)} = \frac{\alpha T_i s + \beta}{T_i s + 1} \quad (18)$$

The value of α and β must be properly selected and T_i is the integral time obtained from reaction curve of the two-inertia system. From Fig. 4, the polynomial forms of the modified FFC are

$$B_f^*(s) = B_o(s)A_f(s) + A_i(s)B_f(s) = m_2s^2 + m_1s + m_0 \quad (19)$$

and

$$A_f^*(s) = A_f(s) = T_f s + 1, \quad (20)$$

where $m_2 = \alpha T_i$, $m_1 = (\beta + k_0 T_i)$ and $m_0 = k_0$. The proper values of α and β can be designed from the following procedures:

- 1) Let $m_1 / m_0 = \sigma_f$ be 60% of the equivalent time constant τ
- 2) Find m_1 from the known values of m_0 and σ_f
- 3) Find m_2 from $m_2 / m_1 = \sigma_f / \gamma_1$
- 4) Find α and β from $m_2 = \alpha T_i$ and $m_1 = (\beta + k_0 T_i)$

5. EXPERIMENTAL RESULTS

In this section, the proposed controllers are implemented to control the two-inertia system shown in Fig. 5. Therefore, the transfer function of two-inertia system has to be known. Two 80 W motors are connected by a shaft which has a diameter of 0.16 cm and a length of 35 cm. One motor is operated as the drive power and the other is used as the load that can impose the disturbance torque. Two encoders are equipped to measure the motor and load speeds. Flywheels are fixed at the axes of motor and load via clamp locks. Chucks fix the shaft and they are easily alterable. The input of driver is the control-input voltage, which represents the desired speed of the motor.

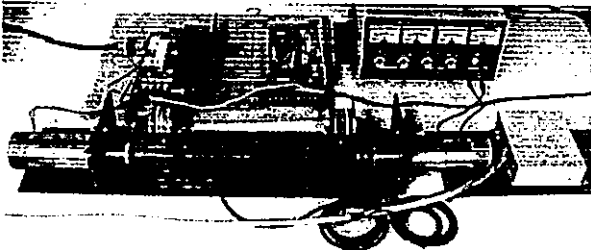


Fig. 5 Structure of two-inertia system.

Table 1 Parameters of the two-inertia system.

K_e V/rpm	K_m N·m/A	J_m kg·m ²	J_L kg·m ²	K_s N·m/rad
3.75	0.0775	$0.45 \cdot 10^{-4}$	$0.55 \cdot 10^{-4}$	9

The transfer function of two-inertia system can be found from Eq. (1) by using the data shown in Table 1 and then the transfer function from armature input voltage to the motor speed is given by

$$\frac{\omega_m(s)}{E_a(s)} = \frac{17.22s^2 + 28180}{s^3 + 64.58s^2 + 3636s + 105700} \quad (21)$$

The experimental open-loop response that has the torsion vibration of the two-inertia system is shown in Fig. 6 when the input voltage 5 volts is applied. In order to suppress this undesired torsion vibration, the proposed controllers will be implemented. The results of the proposed control system will be shown in three aspects. First is the system performance of the two-inertia system, second is the system response when

take the disturbance and varies the control speed and third is the effect of the σ_f variation.

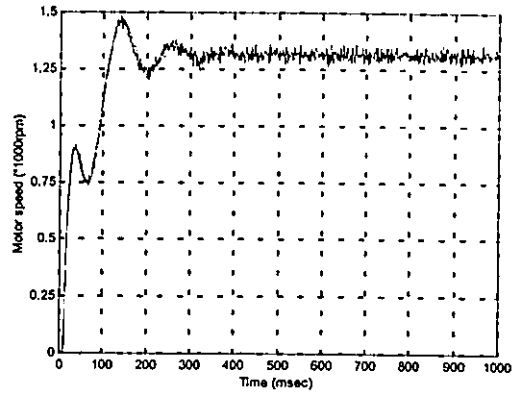


Fig. 6 Open-loop response of two-inertia system.

5.1 System performance

According to design procedure stated in sub-section 4.1, the standard stability index can not be used because the negative gains will be obtained. So the stability index has to be adjusted for obtaining the positive gains. By specifying the stability index $\gamma_1 = 5.0, \gamma_2 = 1.5, \gamma_3 = 2.0$ and $\gamma_4 = 2.0$, the equivalent time constant $\tau = 0.1659$ seconds can be obtained. The I-PDA controller gains K_p, K_d, K_a and K_i are then obtained as 0.6155, 0.0037, 0.00029 and 26.614 respectively. In the case of addition of FFC, the FFC design procedure is used. The system responses are depicted in Fig. 7.

It is seen that by choosing the suitable σ_f , the I-PDA control system with FFC will have faster response with zero overshoot. The torsion vibration of the controlled system with and without FFC can be suppressed.

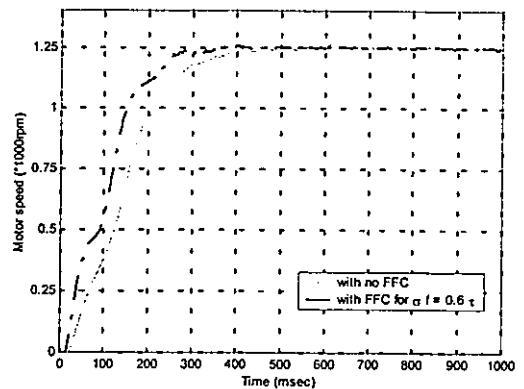


Fig. 7 System responses.

The performance of these system responses can be summarized in Table 2. It is found that the speed of the system response for the two-inertia system using the I-PDA controller designed by CDM with FFC is faster than the system without FFC. Both control systems have no overshoot P_o and no steady-state error E_{ss} , while the rise time t_r and settling time t_s of the I-PDA control system with FFC are shorter than the system without FFC.

Table 2 Systems performance comparison.

Controller	t_r (sec)	t_s (sec)	P_o (%)	E_{ss} (%)
I-PDA with FFC	182.75	275.00	0.0	0.0
I-PDA	224.50	375.00	0.0	0.0

5.2 System responses with torque disturbance effect

In order to demonstrate the effectiveness of the I-PDA controller with FFC, the controller is implemented to control the speed at 1500 rpm, 1250 rpm and 1000 rpm without redesign.

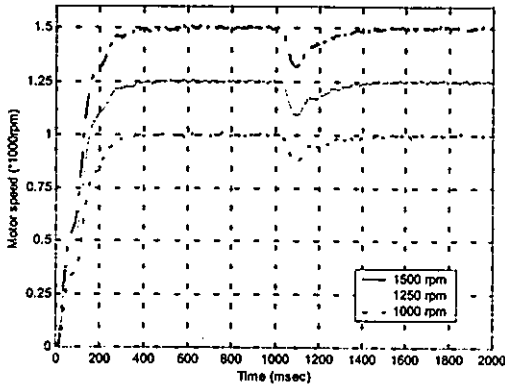
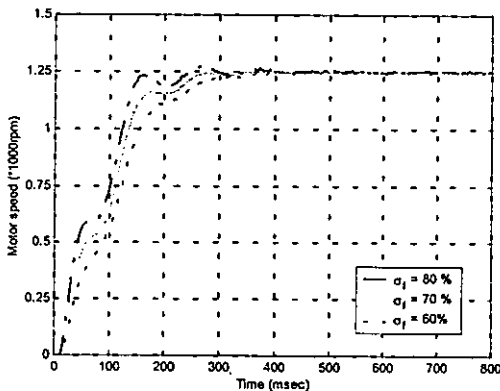


Fig.8 System responses with disturbance.

It is seen from Fig. 8 that the I-PDA controller with FFC can control each speed of the two-inertia system without overshoot P_o and steady-state error E_{ss} . It can be noticed that the rise time and settling time of each system response almost unchanged. It means that the I-PDA controller with FFC can keep the speed of the system response of each speed control system similarly. The torque disturbance entering to the system at 1000 milliseconds is also investigated in these experiments. It is also shown that the effects of torque disturbances can be rejected.

5.3 System responses with the variation of σ_f

In this sub-section, σ_f will be varied 60%, 70% and 80% of τ in order to observe its effect. The performance of the system responses due to the variation of σ_f can be shown in Fig. 9.

Fig. 9 System responses due to the variation of σ_f .

It is shown that when the percentage of the equivalent time constant τ greater than 60% and closed to 80% is used for designing FFC, faster rise time but higher overshoot will be obtained. Rise time and settling time can be improved. However, in case of high σ_f , the worse torsion vibration will be resulted.

6. CONCLUSIONS

The speed control system using the I-PDA controller designed by CDM technique with the proposed FFC for controlling the two-inertia system has been proposed in this paper. It has been shown that the gains for the I-PDA controller can be properly designed by employing the concept of CDM. After applying FFC designed based on the advantage of CDM, the faster response of the control system was improved. Also with the proper selection of σ_f , zero overshoot P_o , torsion vibration suppression and disturbance rejection can be achieved.

REFERENCES

- [1] J. K. Ji, S. K. Sul, "LQG Based speed Controller for Torsional Vibration Suppression in 2-mass Motor Drive System," *IEEE trans. Industry Electronics*, Vol. IE-42, No.6, pp.564-571, 1995.
- [2] G. Zhang, J. Furusho, "Speed Control of Two-Inertia System by PI/PID Control," *IEEE Trans.*, Vol. IA-47, No. 3, pp.603-609, 2000.
- [3] S. Jung and R.C. Dorf, "Analytic PIDA Controller Design Technique for A Third Order System," *35th IEEE Conference on Decision and Control Proceedings*, Kobe, Japan, pp. 2513-2517, 1996.
- [4] P. Patu, N. Jongkol, T. Kitti, N. Komine and S. Manabe, "PIDA Controller Design by CDM," *Proceedings of the 13th Korea Automatic Control Conference*, International Session Papers, Pusan National University, Korea, pp. 395-400, 1998.
- [5] A. Numsomran, W. Sriratana, P. Julserewong, V. Kongratana, and K. Tirasesth, "I-PDA Controller Designed by CDM," *Proceedings of the 14th KACC*, pp. E-284 - E-287, 1999.
- [6] S. Manabe, "Coefficient Diagram Method," *14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace*, Seoul, August 1998.
- [7] N. Khuakoonatt, T. Benjanarasuth, J. Ngamiwit and N. Komine, "I-PDA Incorporating FFC Control System Designed by CDM," *Proceeding of SICE annual conference 2003*, Fukui, Japan, pp. 1527-1531, 2003.

ประวัติผู้เขียน

นายพนณรงค์ เกื้อกูลรัฐ เกิดเมื่อวันที่ 15 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2521 ที่อำเภอเมือง จังหวัดเพชรบุรี สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนต้นและตอนปลายจากโรงเรียนพรหมานุสรณ์ จังหวัดเพชรบุรี ในปีพ.ศ. 2536 และ 2539 ต่อมาสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง จากภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหิดล ในปีพ.ศ. 2543 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปี พ.ศ. 2544 มีผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์ที่ประเทศญี่ปุ่น ประเทศเกาหลีใต้และประเทศไทย ตามลำดับ