การออกแบบตัวควบคุมไอพีดีอย่างง่ายด้วยวิธีกำหนดอัตราส่วนคุณลักษณะ

SIMPLIFIED DESIGN OF I-PD CONTROLLER BASE ON CRA APPROACH

สถาพร เสือเทศ
SATAPORN SUATHED

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-080-038

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบตัวควบคุมไอพีดีอย่างง่ายด้วยวิธีกำหนดอัตราส่วนคุณลักษณะ

SIMPLIFIED DESIGN OF I-PD CONTROLLER BASE ON CRA APPROACH

T 0 7 9 8 1 9

สถาพร เสือเทศ

SATAPORN SUATHED

วท.
ส189ก
2551
เลขหมู่...
เลขทะเบียน 79819
วัน,เดือน,ปี 18 เม.ย. 2551

.b 11905943
.i

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2551

KMITL- 2008-EN-M-080-038

SIMPLIFIED DESIGN OF I-PD CONTROLLER BASE ON CRA APPROACH

SATAPORN SUATHED

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
2008

KMITL- 2008-EN-M-080-038

COPYRIGHT 2008

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบตัวควบคุมไอพีดีอย่างง่ายด้วยวิธีกำหนดอัตราส่วนคุณลักษณะ
นักศึกษา	นายสถาพร เสือเทศ
รหัสประจำตัว	47060505
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ. ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.จงกล งามวิวิทย์
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	ผศ.ดร.ถาวร เบญจนราสุทธิ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมไอพีดีอย่างง่ายสำหรับระบบควบคุมอันดับสูงโดยลดอันดับของกระบวนการให้มีอันดับต่ำลง แล้วใช้หลักการกำหนดอัตราส่วนคุณลักษณะที่ใช้จำนวนของอัตราส่วนคุณลักษณะ α_i น้อยลงมาออกแบบตัวควบคุม ในขั้นแรกพิจารณาลดอันดับของกระบวนการอันดับสูงลงโดยตัดโพลด้อยทิ้งไป จากนั้น จึงออกแบบตัวควบคุมไอพีดีให้กับแบบจำลองของกระบวนการที่ถูกลดอันดับแล้วด้วยวิธีกำหนดอัตราส่วนคุณลักษณะ โดยเลือกใช้ค่าอัตราส่วนคุณลักษณะและค่าคงตัวเวลานัยทั่วไปที่เหมาะสม เพื่อให้ได้ผลตอบสนองของระบบควบคุมวงปิดที่ไม่มีค่าพุ่งเกิน หลังจากนั้น จึงนำตัวควบคุมไอพีดีที่ได้ออกแบบไว้แล้วไปควบคุมกระบวนการเดิมที่มีอันดับสูง

จากผลการทดลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลด้วยตัวควบคุมที่ออกแบบจากแบบจำลองของระบบสองมวลที่ลดอันดับแล้ว พบว่า สามารถนำไปใช้ควบคุมความเร็วของระบบสองมวลก่อนลดอันดับได้ โดยมีสมรรถนะใกล้เคียงกันกับการใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบจากระบบสองมวลอันดับสูงเดิม และยังสามารถปรับความเร็วของผลตอบสนองโดยใช้แฟกเตอร์ β ที่มีค่ามากกว่าหนึ่ง

Thesis Title	Simplified Design of I-PD Controller Based on CRA Approach
Student	Mr. Sataporn Suathed
Student ID.	47060505
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Jongkol Ngamwiwit
Thesis Co -Advisor	Asst. Prof. Dr. Taworn Benjanarasuth

ABSTRACT

In this thesis, a simplified design of I-PD controller for a higher-order plant by using the concept of plant model reduction and characteristic ratio assignment (CRA) method with less number of characteristic ratios α_i is presented. By ignoring the non-dominant poles of the higher-order plant, a lower-order plant model is first obtained and an I-PD controller is then designed for the model by using CRA method with the appropriate values of characteristic ratios in order to obtain the closed-loop step response without overshoot. The designed I-PD controller is implemented to control the original higher-order plant.

The experimental results show that the I-PD controller designed from the lower-order model of the two-inertia system is sufficient for controlling the speed of the original two-inertia system and the performances are similar to those obtained from the system controlled by the controller directly designed from the original two-inertia system. The speed improvement of the step response can be done by varying the value of a factor β greater than one.

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียน ขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.จงกล งามวิวิทย์ อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูงที่ได้ให้คำปรึกษาแนวทางในการทำวิจัย รวมทั้งให้ความรู้ ฝึกฝนทักษะในด้านวิชาการต่างๆ ให้ความเอาใจใส่ดูแล สอบถามความก้าวหน้าของงานวิจัยโดยตลอด

ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ถาวร เบญจนราสุทธิ์ ที่ให้คำปรึกษาแนะนำการแก้ไขปัญหาต่างๆที่เกิดขึ้นในงานวิจัย ทั้งทางทฤษฎีและปฏิบัติทำให้ผู้เขียนสามารถเข้าใจและแก้ปัญหาได้เป็นอย่างดี

ขอขอบพระคุณ ท่านอธิการบดีมหาวิทยาลัยปทุมธานี ดร.ชนากานต์ ยืนยง ที่ให้การสนับสนุนในด้านทุนการศึกษารวมถึงด้านเวลา ตลอดระยะเวลาการศึกษาในระดับปริญญาโทที่ทำให้ผู้เขียนมีโอกาสที่ดี

ขอขอบพระคุณ อาจารย์จิโรจน์ พรวัฒนา หัวหน้าสาขาวิศวกรรมไฟฟ้ามหาวิทยาลัยปทุมธานี ที่เป็นแรงผลักดันให้ผู้เขียนสามารถร่ำเรียนระดับปริญญาโทจนจบการศึกษาและให้คำปรึกษาในด้านต่างๆเป็นอย่างดี

ขอขอบคุณ ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) และ Japan International Cooperation Agency (JICA) ที่ได้ให้การสนับสนุนเครื่องมือและอุปกรณ์ในการวิจัยครั้งนี้

ขอคุณเพื่อนๆ พี่ๆ และน้องๆ ในห้องวิจัยที่ให้กำลังใจในการศึกษารวมทั้งรวมแก้ปัญหาต่างๆด้วยดี

ขอบคุณภรรยาที่รัก ที่ให้กำลังใจและดูแลความเป็นอยู่ผู้เขียนระหว่างการศึกษาและการทำวิจัยมาโดยตลอด

และท้ายที่สุดขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่เคารพรัก ได้เลี้ยงดู สั่งสอน ส่งเสริมและให้กำลังใจผู้เขียนมาโดยตลอดจนทำให้ผู้เขียนก้าวมาถึงวันนี้

สถาพร เสือเทศ

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย....................I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ....................II

กิตติกรรมประกาศ....................III

สารบัญ....................IV

สารบัญตาราง....................VII

สารบัญรูป....................VIII

คำย่อและสัญลักษณ์....................X

บทที่ 1 บทนำ....................1

1.1 ประวัติความเป็นมา....................1

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์....................2

1.3 ขอบเขตของการวิจัย....................2

บทที่ 2 วิธีกำหนดอัตราส่วนคุณลักษณะ....................4

2.1 คุณสมบัติพื้นฐานของวิธี CRA....................4

2.2 พหุนามคุณลักษณะ....................5

2.3 ค่าอัตราส่วนคุณลักษณะและค่าคงตัวเวลานัยทั่วไป....................5

2.4 การปรับความเร็วผลตอบสนองของระบบ....................6

2.5 เงื่อนไขเสถียรภาพของ CRA....................7

2.6 การเลือกค่าอัตราส่วนคุณลักษณะและค่าคงตัวเวลานัยทั่วไป....................8

บทที่ 3 ระบบสองมวล....................9

3.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวล....................10

บทที่ 4 การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CRA และการสร้างตัวควบคุม....................14

4.1 การลดอันดับของกระบวนการอันดับสูง....................14

4.2 การออกแบบตัวควบคุมไอพีดีอย่างง่าย....................15

4.2.1 การออกแบบตัวควบคุมไอพีดีด้วยวิธี CRA....................15

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.2.2 การออกแบบตัวควบคุมไอพีดีเมื่อต้องการปรับความเร็วผลตอบสนองด้วยวิธี CRA 16

4.3 การสร้างตัวควบคุม....17

4.3.1 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง 17

4.3.2 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมความเร็วของระบบสองมวลจากระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง 19

บทที่ 5 การจำลองและทดลองระบบควบคุมความเร็วของระบบสองมวล 22

5.1 โครงสร้างของระบบสองมวล....22

5.2 การจำลองควบคุมความเร็วของระบบสองมวล....24

5.2.1 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเมื่อป้อนอินพุตแบบขั้น 25

5.2.2 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเมื่อเพิ่มค่าแฟกเตอร์ β 26

5.2.3 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็ว 28

5.2.4 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเมื่อลดความเร็วลงจากเดิม .29

5.2.5 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเมื่อมีสิ่งรบกวน 30

5.3 การทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองมวล....31

5.3.1 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเมื่อป้อนอินพุตแบบขั้น....31

5.3.2 การทดลองปรับความเร็วของระบบสองมวลเมื่อเปลี่ยนค่า β 32

5.3.3 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็ว 34

5.3.4 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเมื่อลดความเร็วลงจากเดิม.35

5.3.5 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเมื่อมีสิ่งรบกวน 36

5.4 สรุปผลการทดลอง....38

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ 39

6.1 บทสรุป....39

6.2 ปัญหาที่พบในการวิจัยและแนวทางการแก้ปัญหา 39

6.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา....40

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

เอกสารอ้างอิง.....41

ภาคผนวก.....42

ภาคผนวก ก รายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง.....43

ภาคผนวก ข การพิจารณาเสถียรภาพของระบบควบคุม.....51

ภาคผนวก ค โปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง.....54

ภาคผนวก ง ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....61

ประวัติผู้เขียน.....67

สารบัญตาราง

ตารางที่ | หน้า

5.1 ค่าพารามิเตอร์ของระบบสองมวล 24

5.2 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบโดย CRA 25

5.3 สมรรถนะของระบบควบคุมไอพีดี 26

5.4 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบทางอ้อม เมื่อปรับแฟกเตอร์ β 26

5.5 สมรรถนะของระบบควบคุมไอพีดีจากการทดลอง 32

5.6 สมรรถนะของระบบควบคุม เมื่อปรับแฟกเตอร์ β จากการทดลอง 34

5.7 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ความเร็ว 1400 และ 1600 รอบต่อนาที 35

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

3.1 ระบบขับมอเตอร์ของเครื่องรีด 9
3.2 แบบจำลองทางพลวัตของระบบสองมวล 10
3.3 บล็อกไดอะแกรมของระบบสองมวล 13
4.1 โครงสร้างของระบบควบคุมไอพีดี 15
4.2 ขอบเขตเสถียรภาพในการอินทิเกรตโดยหาวิธีหาผลต่างถดถอย 18
4.3 โครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วของระบบสองมวล 19
5.1 ระบบสองมวลในห้องปฏิบัติการ 23
5.2 ผลตอบสนองวงเปิดของระบบสองมวล 23
5.3 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที 25
5.4 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที 26
5.5 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที เมื่อเปลี่ยนค่า β 27
5.6 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาทีเมื่อเปลี่ยนค่า β 27
5.7 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที 28
5.8 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที 28
5.9 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1600 รอบต่อนาที 28
5.10 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1600 รอบต่อนาที 29
5.11 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วลงมาที่ 1000 รอบต่อนาที 29
5.12 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วลงมาที่ 1000 รอบต่อนาที 30
5.13 ผลตอบสนองการจำลองกำจัดผลกระทบต่อสิ่งรบกวนของระบบควบคุม 30
5.14 สัญญาณควบคุมของการจำลองกำจัดผลกระทบต่อสิ่งรบกวนของระบบควบคุม 31
5.15 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที 31
5.16 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที 32
5.17 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที เมื่อเปลี่ยนค่า β 33
5.18 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที เมื่อเปลี่ยนค่า β ...33
5.19 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที 34
5.20 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที 34
5.21 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1600 รอบต่อนาที 35
5.22 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1600 รอบต่อนาที 35

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.23 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วลงมาที่ 1000 รอบต่อนาที................36

5.24 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วลงมาที่ 1000 รอบต่อนาที............36

5.25 ผลตอบสนองการทดลองกำจัดผลกระทบต่อสิ่งรบกวนของระบบควบคุม 37

5.26 สัญญาณควบคุมของการทดลองกำจัดผลกระทบต่อสิ่งรบกวนของระบบควบคุม.................38

ก.1 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมระบบสองมวล...44

ก.2 รายระเอียดของชุดวงจรขับดีซีมอเตอร์ 45

ก.3 รายละเอียดของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง...46

ก.4 ลักษณะของสัญญาณพัลซ์ที่เกิดขึ้นเมื่อเอนโคดเดอร์หมุน 47

ก.5 รายละเอียดของเอนโคดเดอร์ที่ใช้ในการทดลอง 50

ข.1 ขอบเขตเสถียรภาพของระบบควบคุม 52

ข.2 โครงสร้างของระบบควบคุมไอพีดีระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง 52

คำย่อและสัญลักษณ์

a_i หมายถึง สัมประสิทธิ์ของสมการพหุนามคุณลักษณะ

A หมายถึง เซตของสัมประสิทธิ์สมการพหุนามคุณลักษณะ

b_i หมายถึง อัตราส่วนของสัมประสิทธิ์สมการพหุนามคุณลักษณะ

$C(s)$ หมายถึง เอาท์พุตของระบบควบคุม

d_i หมายถึง สัมประสิทธิ์ของสมการพหุนามคุณลักษณะของระบบสองมวล

$D(s)$ หมายถึง พหุนามคุณลักษณะของกระบวนการ

e_a หมายถึง แรงดันอินพุต

e_b หมายถึง แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์

$E(s)$ หมายถึง สัญญาณผลต่าง

f_m หมายถึง สัมประสิทธิ์วิสคอสฟริคชันของมอเตอร์

$G(s)$ หมายถึง ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของระบบป้อนกลับ

$G_p(s)$ หมายถึง ฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการ

$\tilde{G}_p(s)$ หมายถึง ฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการที่ลดอันดับแล้ว

$G_\beta(s)$ หมายถึง ฟังก์ชันถ่ายโอนเมื่อปรับค่าแฟกเตอร์ β

i_a หมายถึง กระแสของอาร์เมเจอร์

J_L หมายถึง โมเมนต์ความเฉื่อยของภาระ

J_m หมายถึง โมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์

k หมายถึง อันดับของกระบวนการ

K หมายถึง เกนของกระบวนการอันดับสูง

$\tilde{K}$ หมายถึง เกนของกระบวนการที่ลดอันดับแล้ว

K_d หมายถึง อัตราขยายอนุพันธ์

K_e หมายถึง ค่าคงที่แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์

K_i หมายถึง อัตราขยายอินทิกรัล

K_m หมายถึง ค่าคงที่แรงบิดของมอเตอร์

K_p หมายถึง อัตราขยายสัดส่วน

K_s หมายถึง ความแข็งตึงของเพลา

l หมายถึง จำนวนโพลด้อย

L_a หมายถึง ความเหนี่ยวนำของอาร์เมเจอร์

n_i หมายถึง สัมประสิทธิ์ตัวเศษของระบบสองมวล

คำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

$N(s)$ หมายถึง พหุนามตัวเศษของกระบวนการ

$P(s)$ หมายถึง พหุนามคุณลักษณะวงปิด

$P_{cl}(s)$ หมายถึง พหุนามคุณลักษณะวงปิดของกระบวนการที่มีตัวควบคุมไอพีดีรวมอยู่

$P_{\beta}(s)$ หมายถึง พหุนามคุณลักษณะเมื่อปรับค่าแฟกเตอร์ β

R_a หมายถึง ความต้านทานของอาร์เมเจอร์

$R(s)$ หมายถึง อินพุตของระบบควบคุม

t หมายถึง เวลา

t_r หมายถึง ช่วงเวลาขึ้น

t_s หมายถึง ช่วงเวลาเข้าที่

T หมายถึง เวลาชักตัวอย่าง

T_f หมายถึง แรงบิดที่ต้องเอาชนะการสูญเสียอันเนื่องมาจากแรงเสียดทาน

T_L หมายถึง แรงบิดการรบกวน

T_m หมายถึง แรงบิดของมอเตอร์

T_s หมายถึง แรงบิดของภาระ

$T_{63.2\%}$ หมายถึง ค่าคงตัวเวลาของระบบควบคุม

$U_i(s)$ หมายถึง สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมไอ

$U_{pd}(s)$ หมายถึง สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมพีดี

$U_{i-pd}(s)$ หมายถึง สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมไอพีดี

β หมายถึง ค่าแฟกเตอร์ที่ใช้ปรับความเร็วผลตอบสนอง

τ หมายถึง ค่าคงตัวเวลานัยทั่วไป

α_i หมายถึง ค่าอัตราส่วนคุณลักษณะ

α_i^* หมายถึง ค่าจำกัดอัตราส่วนคุณลักษณะ

σ หมายถึง จำนวนจริง

ω หมายถึง จำนวนจินตภาพ

ω_m หมายถึง ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์

ω_L หมายถึง ความเร็วเชิงมุมของภาระ

θ_L หมายถึง มุมการหมุนของภาระ

θ_m หมายถึง มุมการหมุนของมอเตอร์

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ประวัติความเป็นมา

ในหลายทศวรรษที่ผ่านมา ตัวควบคุมในตระกูลพีไอดีได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายในงานควบคุมกระบวนการทางอุตสาหกรรม เพราะมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและมีประสิทธิภาพเพียงพอต่อความต้องการ แต่อย่างไรก็ตาม เพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่มีสมรรถนะที่ดีในการนำไปใช้งานนั้น จะต้องออกแบบตัวควบคุมและหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของตัวควบคุมให้กับกระบวนการนั้นๆก่อน ซึ่งหลักการที่นิยมใช้ในการออกแบบตัวควบคุมในตระกูลพีไอดีคือ วิธีการของซิเกลอ-นิโคลส์ (Ziegler-Nichols Tuning Method) [1] ซึ่งเป็นวิธีการที่ออกแบบให้ผลตอบสนองของระบบควบคุมมีค่าพุ่งเกิน (overshoot) ลดลงครั้งละหนึ่งในสี่ (quarter decay) แต่ถ้าต้องการให้มีผลตอบสนองไม่มีค่าพุ่งเกินจำเป็นจะต้องปรับค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากวิธีนี้อย่างละเอียดอีกครั้ง

ในปี ค.ศ .1998 ศาสตราจารย์ชุนจิ มานะเบะ (Shunji Manabe) ได้นำเสนอวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ (coefficient diagram method: CDM) [2] เพื่อใช้ในการในการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ให้ผลตอบสนองไม่มีค่าพุ่งเกิน แต่จะมีผลตอบสนองช้า และต่อมาได้มีนักวิจัยเสนอการปรับปรุงผลตอบสนองของระบบควบคุมให้เร็วขึ้นโดยเพิ่มโครงสร้างตัวควบคุมป้อนไปหน้า (feedforward controller) ในระบบควบคุม CDM [3][4] ซึ่งการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมป้อนไปหน้าได้นำหลักการ CDM ประยุกต์มาใช้

เมื่อไม่นานมานี้ ศาสตราจารย์ วาย ซี คิม (Y.C. Kim) [5][6] ได้เสนอวิธีการใหม่ในการออกแบบตัวควบคุม เรียกว่า วิธีกำหนดอัตราส่วนคุณลักษณะ (characteristic ratio assignment: CRA) ซึ่งเป็นวิธีที่แนะนำให้กำหนดค่าคงตัวเวลานัยทั่วไป (generalized time constant) τ และค่าอัตราส่วนคุณลักษณะ (characteristic ratio) α_i ที่เหมาะสมเพื่อให้ได้ผลตอบสนองไม่มีค่าพุ่งเกินโดยนำสัมประสิทธิ์ของสมการพหุนามคุณลักษณะวงปิดที่ได้จากวิธีการ CRA มาเทียบกับสัมประสิทธิ์ของสมการพหุนามคุณลักษณะของระบบวงปิดที่ต้องการออกแบบตัวควบคุมให้กับกระบวนการ แต่ถ้าในกรณีที่กระบวนการที่ต้องการควบคุมมีอันดับสูงซึ่งจะมีโพลอยู่หลายตัวนั้นในการออกแบบหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของตัวควบคุมโดยวิธี CRA จะต้องใช้อัตราส่วนคุณลักษณะ α_i จำนวนหลายตัวตามไปด้วย นอกจากนี้ วิธี CRA ยังได้นำเสนอการเพิ่มความเร็วของผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้ออกแบบไว้แล้วด้วยการปรับค่าแฟกเตอร์ β ให้มีค่ามากกว่าหนึ่ง

ในวิทยานิพนธ์นี้ จึงนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมไอพีดี (I-PD controller) อย่างง่ายด้วยวิธี CRA เพื่อนำไปควบคุมกับกระบวนการอันดับสูง ในการออกแบบหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมไอพีดีเพื่อควบคุมกระบวนการอันดับสูงนั้น จะเริ่มต้นจากลดอันดับของกระบวนการลง [7][8] ด้วยการตัดโพลด้อยทิ้ง แล้วใช้วิธี CRA ออกแบบตัวควบคุมซึ่งใช้จำนวนของอัตราส่วนคุณลักษณะ α_i น้อยลง จึงทำให้ออกแบบตัวควบคุมได้ง่ายขึ้น จากนั้นนำตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้ไปควบคุมระบบจริง โดยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้ระบบสองมวลในการทดสอบและตรวจสอบสมรรถนะของตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่ายด้วยวิธี CRA

1.2 วัตถุประสงค์

1. ศึกษาวิธีการออกแบบตัวควบคุมไอพีดีอย่างง่ายด้วยวิธี CRA ของกระบวนการอันดับสูงโดยลดอันดับของกระบวนการให้ต่ำลงแล้วใช้วิธี CRA ที่ใช้จำนวนของอัตราส่วนคุณลักษณะจำนวนน้อยลงมาออกแบบตัวควบคุม
2. ศึกษาสมรรถนะของระบบควบคุมโดยการจำลองระบบควบคุมด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์แมทแลบ (MATLAB)
3. ทดลองนำตัวควบคุมที่ไอพีดีออกแบบไว้ไปควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเพื่อตรวจสอบประสิทธิภาพของตัวควบคุม

1.3 ขอบเขตของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้จะเริ่มต้นศึกษาโครงสร้างของตัวควบคุมไอพีดี จากนั้นศึกษาวิธีการลดอันดับของกระบวนการอันดับสูงและศึกษาวิธี CRA ที่นำมาใช้ในการออกแบบหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม โดยวิทยานิพนธ์จะแบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทดังต่อไปนี้

บทที่ 1 จะกล่าวถึงประวัติความเป็นมา วัตถุประสงค์ในการศึกษาและวิจัย พร้อมทั้งรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 จะอธิบายถึงทฤษฎีพื้นฐานสำหรับการออกแบบตัวควบคุมไอพีดีด้วยวิธีวิธี CRA ซึ่งเป็นวิธีที่ออกแบบตัวควบคุมจากพหุนามคุณลักษณะของระบบวงปิด

บทที่ 3 จะกล่าวถึงระบบสองมวลที่ใช้ในการทดสอบตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบจากกระบวนการที่ลดอันดับแล้วด้วยวิธี CRA

บทที่ 4 จะกล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมไอพีดีด้วยวิธี CRA โดยเริ่มจากการลดอันดับของกระบวนการอันดับสูงลงด้วยการตัดโพลด้อยทิ้ง จากนั้นจึงนำกระบวนการที่ลดอันดับแล้วมาออกแบบตัวควบคุมไอพีดี และนำตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้มาควบคุมกระบวนการอันดับสูงเดิม

รวมทั้งอธิบายถึงการสร้างตัวควบคุมไอพีดีจากระบบเวลาต่อเนื่อง (continuous-time system) เป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (discrete-time system)

บทที่ 5 กล่าวถึงการจำลองและการทดลองในการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลในห้องปฏิบัติด้วยตัวควบคุมไอพีดีที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 4 เพื่อศึกษาประสิทธิภาพของตัวควบคุมที่ได้นำเสนอ

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะในการออกแบบตัวควบคุมไอพีดี

ในส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์จะกล่าวถึงภาคผนวกซึ่งแสดงถึงรายละเอียดต่างๆของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง โปรแกรมคอมพิวเตอร์ภาษาซี (C programming language) ที่ใช้ในการทดลอง ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์พร้อมทั้งประวัติของผู้เขียนโดยสังเขป

บทที่ 2
วิธีกำหนดอัตราส่วนคุณลักษณะ

ทฤษฎีการออกแบบตัวควบคุมให้เหมาะกับกระบวนการนั้นๆเพื่อให้ระบบควบคุมมีสมรรถนะตามต้องการ โดยทั่วไปแล้ว จะแบ่งออกเป็น 3 ทฤษฎีหลักๆ กล่าวคือ ทฤษฎีการควบคุมตามแบบฉบับ (classical control theory) ทฤษฎีการควบคุมแบบสมัยใหม่ (modern control theory) และทฤษฎีการควบคุมโดยใช้พหุนาม (polynomial) หรือในบางครั้งเรียกว่า ทฤษฎีพีชคณิต ตัวอย่างวิธีการควบคุมตามแบบฉบับ เช่น วิธีการตอบสนองทางความถี่ (frequency response method) และวิธีโลกัสของราก (root-locus method) ซึ่งจะใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นเครื่องมือสำคัญในการวิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุม แต่ในกรณีที่โพลและซีโรของระบบเกิดการหักล้างกัน จะทำให้ไม่สามารถควบคุม (uncontrollable) และไม่สามารถสังเกต (unobservable) พฤติการณ์ของระบบได้ สำหรับตัวอย่างทฤษฎีการควบคุมแบบสมัยใหม่ เช่น วิธีการวางโพล (pole placement) และวิธีการควบคุมเหมาะที่สุด (optimal control) นั้นจะพิจารณาเกี่ยวกับความสามารถในการควบคุมได้ (controllability) และความสามารถในการสังเกตได้ (observability) ของระบบโดยใช้กับระบบที่อยู่ในรูปของปริภูมิสเตต (state space) เป็นเครื่องมือสำคัญในการวิเคราะห์และออกแบบระบบ สำหรับวิธีกำหนดอัตราส่วนคุณลักษณะหรือ CRA เป็นอีกวิธีหนึ่งที่ออกแบบตัวควบคุมจากพหุนามคุณลักษณะวงปิด โดยพิจารณาจากตัวส่วนของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของระบบควบคุมนั้นๆ เพื่อให้ระบบควบคุมมีผลตอบสนองที่ไม่มีค่าพุ่งเกินและค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว รวมทั้งสามารถใช้หลักการของ CRA ปรับความเร็วของผลตอบสนองได้

2.1 คุณสมบัติพื้นฐานของวิธี CRA

ศาสตราจารย์คิมและคณะ [6] ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CRA ซึ่งเป็นหลักการออกแบบระบบควบคุมให้มีประสิทธิภาพและสมรรถนะตามที่ต้องการ โดยที่การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CRA นั้น จะพิจารณาจากฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของระบบป้อนกลับและพหุนามคุณลักษณะวงปิด เพื่อให้ได้ผลตอบสนองชั่วครู่ (transient response) ตามที่ต้องการ โดยใช้หลักการทางพีชคณิตโดยที่

(1) ระบบจะถูกแทนด้วยสมการพหุนาม

(2) สามารถออกแบบสมการพหุนามคุณลักษณะซึ่งมีตัวควบคุมที่ต้องการหาค่าพารามิเตอร์รวมอยู่ด้วย

(3) เสถียรภาพของ CRA จะอยู่บนเงื่อนไขความพอเพียงของลีพาทอฟ (Lipatov's sufficient condition for stability)

2.2 พหุนามคุณลักษณะ

ในวิธีการของ CRA จะพิจารณาจากฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของระบบป้อนกลับ $G(s)$ ดังสมการที่ (2.1)

$$G(s) = \frac{a_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \ldots + a_1 s + a_0} \tag{2.1}$$

โดยที่ตัวส่วนของฟังก์ชันถ่ายโอนนี้คือ พหุนามคุณลักษณะวงปิดซึ่งจะแทนด้วย $P(s)$ ดังสมการที่ (2.2) ดังนี้

$$P(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \ldots + a_1 s + a_0, \forall a_i > 0 \tag{2.2}$$

เมื่อ $a_0, a_1, \ldots, a_n$ คือสัมประสิทธิ์ของพหุนามคุณลักษณะวงปิดซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ของกระบวนการที่รู้ค่าและพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ยังไม่รู้ค่า โดยที่สัมประสิทธิ์ทุกๆตัวจะต้องมีค่ามากกว่าศูนย์ และพารามิเตอร์ของตัวควบคุมนี้จะถูกออกแบบด้วยวิธี CRA ซึ่งจะได้กล่าวโดยละเอียดต่อไปในบทที่ 4

2.3 ค่าอัตราส่วนคุณลักษณะและค่าคงตัวเวลานัยทั่วไป

การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CRA เป็นการออกแบบจากระบบควบคุมวงปิดทั้งระบบ พารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม จะประกอบด้วยค่าอัตราส่วนคุณลักษณะ α_i ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดเสถียรภาพของระบบ และค่าคงตัวเวลานัยทั่วไป τ ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดความเร็วของผลตอบสนองของระบบ ค่าพารามิเตอร์เหล่านี้จะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับพหุนามคุณลักษณะวงปิด

ความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ของค่าอัตราส่วนคุณลักษณะ α_i และค่าคงตัวเวลานัยทั่วไป τ แสดงได้ดังสมการที่ (2.3) และ (2.4) ดังนี้

$$\alpha_i = \frac{a_i^2}{a_{i+1} a_{i-1}} \tag{2.3}$$

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} \tag{2.4}$$

จากความสัมพันธ์ของค่าอัตราส่วนคุณลักษณะ α_i ในสมการที่ (2.3) และค่าคงตัวเวลานัยทั่วไป τ ในสมการที่ (2.4) จะได้ค่าสัมประสิทธิ์ a_i แสดงได้ดังสมการที่ (2.5)

$$a_i = a_0 \tau^i \frac{1}{\alpha_{i-1} \ldots \alpha_2^{i-2} \alpha_1^{i-1}} \tag{2.5}$$

ซึ่งเป็นสัมประสิทธิ์ของพหุนามคุณลักษณะวงปิดที่ได้จากวิธี CRA ที่แสดงอยู่ในเทอมของ a_0, τ และ α_i และนำมาใช้ในการออกแบบเพื่อหาค่าของพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของตัวควบคุมต่อไป

2.4 การปรับความเร็วผลตอบสนองของระบบ

จากพหุนามคุณลักษณะวงปิดของระบบป้อนกลับ $P(s)$ ในสมการที่ (2.2) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปเซตของสัมประสิทธิ์ได้ดังสมการที่ (2.6)

$$A = \begin{bmatrix} a_n & a_{n-1} & \ldots & a_1 & a_0 \end{bmatrix} \tag{2.6}$$

เมื่อจัดฟังก์ชันถ่ายโอน $G(s)$ ของสมการที่ (2.1) ให้อยู่ในรูปแบบใหม่ดังสมการที่ (2.7)

$$G(s) = \frac{a_0 / a_n}{s^n + \frac{a_{n-1}}{a_n} s^{n-1} + \ldots + \frac{a_1}{a_n} s + \frac{a_0}{a_n}} \tag{2.7}$$

แล้ว ตัวส่วนของสมการที่ (2.7) จะสามารถเขียนให้อยู่ในรูปเซตของสัมประสิทธิ์ใหม่ได้ดังนี้

$$A = \begin{bmatrix} 1 & \frac{a_{n-1}}{a_n} & \ldots & \frac{a_1}{a_n} & \frac{a_0}{a_n} \end{bmatrix}$$

หรือเขียนใหม่เป็น

$$A = \begin{bmatrix} 1 & \prod_{i=n-1}^{n-1} b_i & \ldots & \prod_{i=1}^{n-1} b_i & \prod_{i=0}^{n-1} b_i \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

โดยที่ $b_i = \frac{a_i}{a_{i+1}}, \quad i = 0,1,2,\ldots,n-1$ และเมื่อต้องการปรับความเร็วผลตอบสนองของระบบควบคุมหลังจากได้ออกแบบแล้ว ก็สามารถปรับได้โดยใช้แฟกเตอร์ β ดังนั้น รูปเซตของสัมประสิทธิ์ที่มีแฟกเตอร์ β คือ

$$A = \begin{bmatrix} 1 & \beta \prod_{i=n-1}^{n-1} b_i & \ldots & \beta^{n-1} \prod_{i=1}^{n-1} b_i & \beta^n \prod_{i=0}^{n-1} b_i \end{bmatrix} \tag{2.9}$$

ซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวเวลานัยทั่วไป τ เปลี่ยนไปดังนี้

$$\tau = \frac{1}{\beta}\left(\frac{a_1}{a_0}\right) \tag{2.10}$$

โดยที่ β มีค่ามากกว่าหนึ่ง ดังนั้น ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบป้อนกลับเมื่อปรับค่าแฟกเตอร์ β จะเป็นดังนี้

$$G_\beta(s) = \frac{\beta^n a_0}{a_n s^n + \beta a_{n-1} s^{n-1} + \ldots + \beta^{n-1} a_1 s + \beta^n a_0} \tag{2.11}$$

และจะได้พหุนามคุณลักษณะวงปิดของระบบ $P_\beta(s)$ เมื่อปรับค่าแฟกเตอร์ β แล้วดังต่อไปนี้

$$P_\beta(s) = a_n s^n + \beta a_{n-1} s^{n-1} + \ldots + \beta^{n-1} a_1 s + \beta^n a_0 \tag{2.12}$$

ซึ่งเป็นสมการพหุนามคุณลักษณะวงปิดที่จะนำมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมเพื่อปรับความเร็วผลตอบสนองของระบบด้วยวิธี CRA

2.5 เงื่อนไขเสถียรภาพของ CRA

การพิจารณาเสถียรภาพของระบบที่ถูกออกแบบโดยวิธี CRA นั้น จะใช้เงื่อนไขความพอเพียงสำหรับเสถียรภาพของลีพาทอฟ [9] แสดงได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$\sqrt{\alpha_i \alpha_{i+1}} > 1.4656 \quad \text{สำหรับทุกๆค่าของ } i = 1, 2, \ldots, n-2 \tag{2.13}$$

$$\alpha_i \geq 1.12374 \alpha_i^* \quad \text{สำหรับทุกๆค่าของ } i = 2, 3, \ldots, n-2 \tag{2.14}$$

$$\alpha_i^* = \frac{1}{\alpha_{i+1}} + \frac{1}{\alpha_{i-1}};\ \alpha_0, \alpha_n = \infty \quad \text{โดยที่ } i = 1, \ldots, n-1 \tag{2.15}$$

α_i^* คือ ค่าจำกัดอัตราส่วนคุณลักษณะ

2.6 การเลือกค่าอัตราส่วนคุณลักษณะและค่าคงตัวเวลานัยทั่วไป

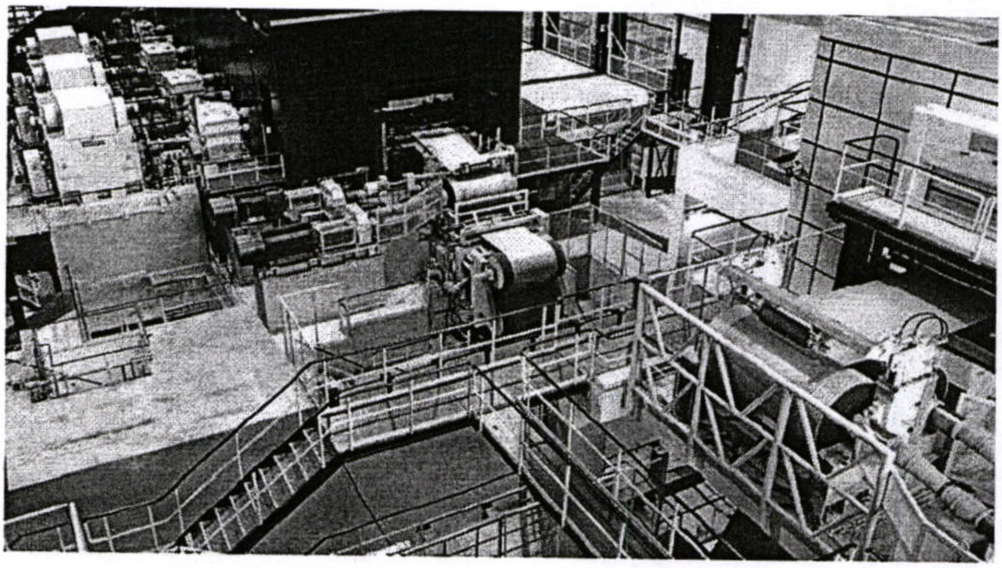
การเลือกค่าอัตราส่วนคุณลักษณะและค่าคงตัวเวลานัยทั่วไป จะเป็นเงื่อนไขเริ่มต้นในการออกแบบตัวควบคุมเพื่อให้ระบบควบคุมวงปิดมีเสถียรภาพและมีผลตอบสนองตามต้องการ

อย่างไรก็ตามก็สามารถปรับเปลี่ยนค่าอัตราส่วนคุณลักษณะนี้เพื่อให้ระบบควบคุมวงปิดมีสมรรถนะตามที่ต้องการได้ แต่ในการปรับเปลี่ยนค่าอัตราส่วนคุณลักษณะ α_i นั้น จะต้องปรับเปลี่ยนให้อยู่ภายใต้เงื่อนไขความพอเพียงสำหรับเสถียรภาพของลีพาทอฟดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 2.5 ซึ่งศาสตราจารย์คิม ได้แนะนำค่าอัตราส่วนคุณลักษณะ α_i ทุกตัวว่า ควรให้มีค่ามากกว่า 2 [6] และให้ค่าคงตัวเวลานัยทั่วไปเท่ากับ 1 เป็นค่าเริ่มต้นในการออกแบบ แต่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าเริ่มต้นนั้นให้เหมาะสมตามผลตอบสนองตามต้องการได้

ในบทต่อไปจะกล่าวถึงระบบสองมวลในห้องปฏิบัติการและการหาแบบจำลองของระบบสองมวลที่ใช้ในการทดสอบประสิทธิภาพของตัวควบคุมและสมรรถนะของระบบควบคุมในวิทยานิพนธ์นี้

บทที่ 3
ระบบสองมวล

ระบบสองมวลหรือระบบสองความเฉื่อยเป็นระบบการขับภาระที่อยู่ห่างกันซึ่งเชื่อมต่อคู่ควบกันด้วยเพลายาวโดยอาศัยอุปกรณ์ขับร่วมกัน เช่น อุตสาหกรรมการผลิตกระดาษที่ใช้ระบบขับมอเตอร์ของเครื่องรีด (Rolling Mill Drive System) เป็นต้น ดังแสดงในรูปที่ 3.1

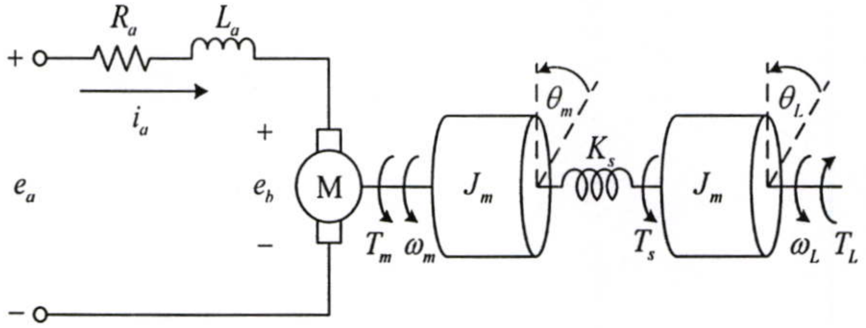


รูปที่ 3.1 ระบบรีดกระดาษ

ระบบสองมวลมักประสบปัญหาเนื่องจากเรโซแนนซ์การบิด (torsional resonance) ซึ่งเกิดจากเพลาที่ต่อเชื่อมภาระมีความยืดหยุ่น (stiffness) ทำให้เพลาเกิดการบิดตัวเมื่อมีแรงบิดส่งผ่านเพลา การบิดตัวของเพลานี้ทำให้เกิดความแตกต่างของการหมุนในตำแหน่งเชิงมุม (angular position) ตลอดแนวเพลา ตำแหน่งเชิงมุมที่เกิดขึ้นนั้นจะสัมพันธ์กับความถี่ที่มากระตุ้นและพารามิเตอร์ของระบบ ในบางความถี่อาจทำให้เกิดมุมของการบิดตัวเป็นเฟสตรงข้าม ซึ่งในระบบเชิงกลที่เกิดการเก็บสะสมพลังงานจลน์ (kinetic energy) จะทำให้ขนาดของการบิดตัวเพิ่มมากขึ้นและเรียกปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นนี้ว่า เรโซแนนซ์การบิด เรโซแนนซ์การบิดนี้อาจก่อให้เกิดความเสียหายแก่การเชื่อมต่อโครงสร้างทางกลของระบบควบคุมได้ นอกจากนี้ยังส่งผลกระทบต่อการควบคุมความเร็วของระบบด้วย ดังนั้น การควบคุมความเร็วและการลดเรโซแนนซ์การบิดที่เกิดขึ้นในระบบสองมวลจึงมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง ซึ่งในการออกแบบตัวควบคุมนั้นจำเป็นต้องทราบโครงสร้างและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวลก่อนดังนั้นในหัวข้อต่อไปจะอธิบายถึงโครงสร้างและการหาแบบจำลองของระบบสองมวลก่อน

3.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวล

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวลเพื่อนำไปออกแบบตัวควบคุม รูปที่ 3.2 แสดงถึงแบบจำลองทางพลวัตของระบบสองมวลที่อธิบายทิศทางของแรงบิดและการหมุนในส่วนต่างๆของระบบ



รูปที่ 3.2 แบบจำลองทางพลวัตของระบบสองมวล

โดยที่ 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 ของมอเตอร์ที่ทำหน้าที่ขับเพลาที่ต่อคู่ควบอยู่กับภาระนั้นกระทำได้โดยเปลี่ยนแรงดันอินพุต e_a ที่ป้อนให้กับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งมอเตอร์ดังกล่าวเป็นชนิดแม่เหล็กถาวร เมื่อป้อนแรงดันอินพุต e_a ให้กับมอเตอร์เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้า i_a ขึ้นในวงจรไฟฟ้า และเมื่อใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์รอบวงจรไฟฟ้าจะได้

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

โดยที่ $e_b(t)$ คือแรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ เกิดจากตัวนำของอาร์เมเจอร์ในโรเตอร์หมุนตัดผ่านเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจากแม่เหล็กถาวร จึงทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงดันไฟฟ้าในตัวนำตามกฎของฟาราเดย์ สำหรับแรงดันย้อนกลับของมอเตอร์นั้นจะเป็นสัดส่วนกับความเร็วเชิงมุมดังนี้

$$e_b(t) = K_e \omega_m(t) \tag{3.2}$$

เมื่อแปลงลาปลาซของสมการที่ (3.1) และ (3.2) แล้วและแทน $E_b(s)$ ลงในสมการที่ (3.1) เพื่อหากระแสอาร์เมเจอร์ $I_a(s)$ จะได้

$$I_a(s) = \frac{E_a(s) - K_e \omega_m(s)}{L_a s + R_a} \tag{3.3}$$

กำหนดให้เส้นแรงของฟิลด์เป็นค่าคงที่ แรงบิดของมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนกับ $I_a(s)$ ดังนี้

$$T_m(s) = K_m I_a(s) \tag{3.4}$$

แทน $I_a(s)$ ในสมการที่ (3.3) ลงในสมการที่ (3.4) จะได้แรงบิดของมอเตอร์ดังนี้

$$T_m(s) = \frac{K_m}{L_a s + R_a}\left(E_a(s) - K_e \omega_m(s)\right) \tag{3.5}$$

และเมื่อพิจารณาแรงบิดของมอเตอร์ในเชิงกล พบว่า $T_m(s)$ จะประกอบด้วยเทอมต่างๆดังสมการต่อไปนี้

$$T_m(s) = T_f(s) + T_s(s) + f_m \omega_m(s) + J_m \omega_m(s) \tag{3.6}$$

โดยที่ T_f คือแรงบิดที่ต้องเอาชนะการสูญเสียอันเนื่องมาจากแรงเสียดทานและ f_m คือสัมประสิทธิ์วิสคอสฟริคชันของมอเตอร์ซึ่งมีค่าต่ำ ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์นี้จึงประมาณให้ T_f และ f_m มีค่าเท่ากับศูนย์เพื่อให้ง่ายต่อการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ จากสมการที่ (3.6) จะสามารถหาความเร็วของมอเตอร์ $\omega_m(s)$ ได้ดังนี้

$$\omega_m(s) = \frac{T_m(s) - T_s(s)}{J_m s} \tag{3.7}$$

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

$$\theta_m(s) = \frac{\omega_m(s)}{s} \tag{3.8}$$

สำหรับการหาแรงบิด $T_s(s)$ ของภาระนั้นจะสามารถหาได้ในทำนองเดียวกันกับการหาแรงบิดของมอเตอร์ ซึ่งทำให้สามารถหาความเร็วเชิงมุม $\omega_L(s)$ และมุมการหมุน $\theta_L(s)$ ของภาระได้ตามสมการที่ (3.9) และ (3.10) ตามลำดับดังนี้

$$\omega_L(s) = \frac{T_s(s) - T_L(s)}{J_L s} \tag{3.9}$$

$$\theta_L(s) = \frac{\omega_L(s)}{s} \tag{3.10}$$

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

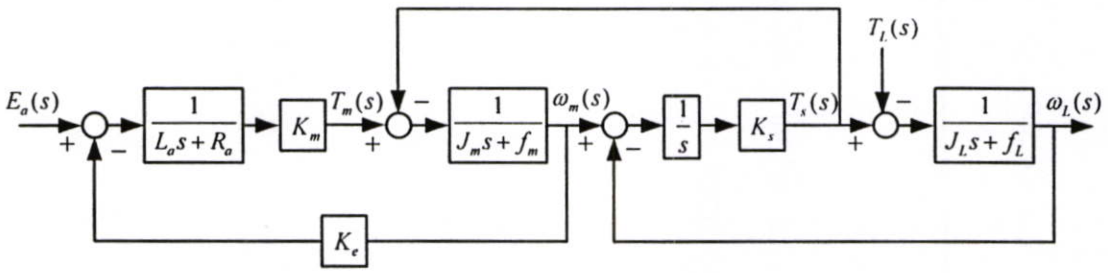
$$T_s(s) = \left[\theta_m(s) - \theta_L(s)\right] K_s \tag{3.11}$$

หรือ

$$T_s(s) = \frac{K_s}{s}\left[\omega_m(s) - \omega_L(s)\right] \tag{3.12}$$

จากความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ของแบบจำลองทางพลวัตของระบบสองมวล จะสามารถนำมาหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็ว $\omega_m(s)$ ของ

มอเตอร์ที่เป็นตัวขับเพลากับแรงดันไฟฟ้า $E_a(s)$ ที่ป้อนให้กับมอเตอร์ได้ และสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมของระบบสองมวล

เมื่อให้แรงบิดการรบกวน $T_L = 0$ จะสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบสองมวลได้จากสมการที่ (3.5) (3.7) (3.9) และ (3.12) ดังสมการที่ (3.13)

$$G_p(s) = \frac{\omega_m(s)}{E_a(s)} = \frac{n_2 s^2 + n_0}{d_4 s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} \tag{3.13}$$

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

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

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

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

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

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

$$d_4 = 1$$

บทที่ 4
การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CRA และการสร้างตัวควบคุม

ในบทนี้จะอธิบายถึงการออกแบบตัวควบคุมไอพีดีด้วยวิธี CRA เพื่อควบคุมความเร็วระบบสองมวลให้มีสมรรถนะตามต้องการ โดยมีโครงสร้างของระบบควบคุมไอพีดี แสดงดังรูปที่ 4.1 ในการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CRA จะแบ่งออกเป็นสองขั้นตอน ในขั้นตอนแรก จะอธิบายถึงการลดอันดับของกระบวนการอันดับสูงโดยการตัดโพลด้อยทิ้ง ในขั้นตอนที่สอง นำกระบวนการที่ลดอันดับแล้วมาออกแบบตัวควบคุมไอพีดีด้วยวิธี CRA ซึ่งใช้จำนวนอัตราส่วนคุณลักษณะ α_i น้อยกว่าการออกแบบตัวควบคุมจากกระบวนการที่ยังไม่ได้ลดอันดับโดยเลือกใช้ค่าอัตราส่วนคุณลักษณะ α_i และค่าคงตัวเวลานัยทั่วไป τ ที่เหมาะสม เพื่อให้ได้ผลตอบสนองของระบบควบคุมวงปิดที่ไม่มีค่าพุ่งเกิน รวมทั้งในบทนี้จะอธิบายถึงการแปลงสัญญาณควบคุมของตัวควบคุมไอพีดีจากระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง หลังจากนั้น นำตัวควบคุมที่แปลงเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่องมาเขียนโปรแกรมภาษาซีเพื่อควบคุมความเร็วของระบบสองมวล (รายละเอียดโปรแกรมที่ใช้ในการทดลองแสดงในภาคผนวก ค)

4.1 การลดอันดับของกระบวนการอันดับสูง

ในส่วนนี้จะอธิบายถึงการลดอันดับของกระบวนการอันดับสูง [10] ซึ่งมีอันดับ k และมีฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการ ดังนี้

$$G_p(s) = \frac{K\prod_{j=1}^{m}(s+z_j)}{\prod_{i=1}^{k}(s+p_i)};\ k \geq m \tag{4.1}$$

โดยที่ k เป็นอันดับของกระบวนการอันดับสูงและต้องมากกว่าหรือเท่ากับ m กล่าวคือ โพลของกระบวนการอันดับสูงต้องมีจำนวนมากกว่าหรือเท่ากับจำนวนซีโรของกระบวนการอันดับสูง ในการลดอันดับของกระบวนการลง ในวิทยานิพนธ์ได้กำหนดให้กระบวนการอันดับสูงมีโพลด้อยอยู่จำนวน l ตัว ดังนั้น เมื่อตัดโพลด้อยจำนวน l ตัวทิ้งไปจะได้กระบวนการที่ลดอันดับแล้วดังนี้

$$\tilde{G}_p(s) = \frac{\tilde{K}\prod_{j=1}^{m}(s+z_j)}{\prod_{i=l+1}^{k}(s+p_i)};\ k-l \geq m \tag{4.2}$$

และค่าเกน $\tilde{K}$ ของกระบวนการที่ลดอันดับคือ

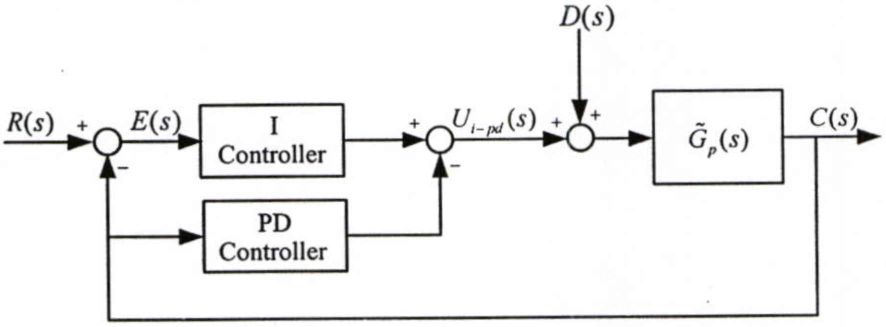
$$\tilde{K} = \frac{K}{\prod_{i=1}^{l} p_i}$$

โดยที่ $i = 1,2,...,l$ ซึ่งกระบวนการที่ลดอันดับแล้วดังแสดงในสมการที่ (4.2) จะมีอันดับ $k-l$ แต่ยังคงมีโพลมากกว่าหรือเท่ากับซีโรของกระบวนการที่ลดอันดับแล้ว จากนั้นนำกระบวนการที่ลดอันดับแล้วนี้ไปออกแบบหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมไอพีดีด้วยวิธี CRA ต่อไป

4.2 การออกแบบตัวควบคุมไอพีดีอย่างง่าย

4.2.1 การออกแบบตัวควบคุมไอพีดีด้วยวิธี CRA

การออกแบบหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมไอพีดีอย่างง่ายด้วยวิธี CRA โดยใช้กระบวนการที่ลดอันดับแล้ว จะใช้โครงสร้างระบบควบคุมไอพีดี ดังแสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของระบบควบคุมไอพีดี

ระบบควบคุมวงปิดที่ใช้ตัวควบคุมไอพีดีดังแสดงในรูปที่ 4.1 นั้นจะมีสัญญาณควบคุมดังนี้

$$U_{i-pd}(s) = \frac{K_i}{s}E(s) - (K_p + K_d s)C(s) \tag{4.3}$$

โดยที่ K_i คือ อัตราขยายอินทิกรัล (integral gain)

K_p คือ อัตราขยายสัดส่วน (proportional gain)

K_d คือ อัตราขยายอนุพันธ์ (derivative gain)

$E(s)$ คือ สัญญาณผลต่าง

$R(s)$ คือ อินพุตของระบบควบคุม

$C(s)$ คือ เอาท์พุตของระบบควบคุม

เมื่อกำหนดให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการที่ลดอันดับแล้วแสดงดังสมการที่ (4.4)

$$\tilde{G}_p(s)=\frac{N(s)}{D(s)}=\frac{n_m s^m+n_{m-1}s^{m-1}+\ldots n_1 s+n_0}{d_{k-l}s^{k-l}+d_{k-l-1}s^{k-l-1}+\ldots d_1 s+d_0} \tag{4.4}$$

จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมไอพีดีที่แสดงดังรูปที่ 4.1

$$\frac{C(s)}{R(s)}=\frac{K_i N(s)}{sD(s)+(K_i+K_p s+K_d s^2)N(s)} \tag{4.5}$$

ดังนั้น พหุนามคุณลักษณะวงปิดของระบบควบคุมไอพีดีที่จะนำมาใช้ในการออกแบบหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมคือ

$$P_{cl}(s)=sD(s)+(K_i+K_p s+K_d s^2)N(s) \tag{4.6}$$

โดยมีขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมไอพีดีอย่างง่ายด้วยวิธี CRA ดังนี้

1) เลือกค่าอัตราส่วนคุณลักษณะ α_i โดยใช้จำนวน α_i ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม เท่ากับ $k-l$ ตัว และค่าคงตัวเวลานัยทั่วไป τ ที่ให้ผลตอบสนองของระบบวงปิดไม่มีค่าพุ่งเกินโดยมีพหุนามคุณลักษณะวงปิด $P(s)$ ดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 2
2) เทียบสัมประสิทธิ์ของพหุนามคุณลักษณะวงปิด $P(s)$ ที่ได้จากขั้นตอนที่ 1 กับสัมประสิทธิ์ของพหุนามคุณลักษณะของระบบวงปิด $P_{cl}(s)$ ซึ่งมีกระบวนการที่ลดอันดับแล้วและตัวควบคุมไอพีดีอยู่ เพื่อหาค่าอัตราขยาย K_i, K_p และ K_d
3) นำตัวควบคุมไอพีดีที่ได้จากขั้นตอนที่ 2 ไปควบคุมกระบวนการอันดับสูงเดิม $G_p(s)$

4.2.2 การออกแบบตัวควบคุมไอพีดีเมื่อต้องการปรับความเร็วผลตอบสนองด้วยวิธี CRA

ในกรณีที่ต้องการเพิ่มความเร็วผลตอบสนองของระบบวงปิดหลังจากออกแบบตัวควบคุมแล้ว ก็สามารถทำได้โดยให้เพิ่มค่าแฟกเตอร์ β ในสมการที่ (2.11) แล้วคำนวณหาค่าอัตราขยาย K_i, K_p และ K_d ของตัวควบคุมใหม่ โดยมีขั้นตอนในการออกแบบดังนี้

1) กำหนดค่าแฟกเตอร์ β ให้มีค่ามากกว่าหนึ่ง และเป็นค่าที่เหมาะสมสำหรับกระบวนการที่ลดอันดับลงทำให้ได้พหุนามคุณลักษณะวงปิด $P_\beta(s)$ ดังสมการที่ (2.12)

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

2) เทียบสัมประสิทธิ์ของพหุนามคุณลักษณะวงปิดที่ได้จากขั้นตอนที่ 1 กับสัมประสิทธิ์ของพหุนามคุณลักษณะวงปิด $P_{cl}(s)$ ดังสมการที่ 4.6 เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ K_i, K_p และ K_d ซึ่งจะเป็นค่าใหม่ของตัวควบคุมไอพีดี

3) นำตัวควบคุมไอพีดีที่ได้จากขั้นตอนที่ 2 ไปควบคุมกระบวนการอันดับสูงเดิม $G_p(s)$

4.3 การสร้างตัวควบคุม

ในการสร้างตัวควบคุมในหัวข้อนี้ จะเป็นการแปลงสัญญาณควบคุมของตัวควบคุมไอพีดีจากระบบเวลาต่อเนื่องให้เป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่องเพื่อนำไปเขียนโปรแกรมภาษาซีต่อไป

4.3.1 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง

การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่องให้เป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่องมีวิธีทำได้หลายวิธี ดังนี้

1) การอินทิเกรตโดยวิธีหาผลต่างถดถอย

2) การอินทิเกรตโดยวิธีหาผลต่างก้าวหน้า

3) การอินทิเกรตโดยวิธีหาพื้นที่สี่เหลี่ยมคางหมูหรือวิธีไบลิเนียร์

4) การเปรียบเทียบผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของตัวควบคุม

5) การเปรียบเทียบผลการตอบสนองต่อสัญญาณระดับของตัวควบคุม

6) การเปรียบเทียบตำแหน่งโพลและซีโรของตัวควบคุม

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้การอินทิเกรตโดยวิธีหาผลต่างถดถอยมาใช้ในการแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่องไปเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่องเนื่องจากเป็นวิธีที่ง่ายและสะดวก โดยสมการที่ใช้ในการแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่องแสดงดังสมการที่ (4.7)

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T} \tag{4.7}$$

โดยที่ T คือ เวลาชักตัวอย่าง (Sampling time) มีหน่วยเป็นวินาที

การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมชนิดสัญญาณต่อเนื่องให้เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมชนิดสัญญาณไม่ต่อเนื่องโดยวิธีอินทิเกรตหาผลต่างถดถอย สามารถพิจารณาเสถียรภาพของตัวควบคุมได้จากสมการที่ (4.7) ร่วมกับขอบเขตเสถียรภาพของตัวแปรเชิงซ้อน s ของฟังก์ชันการแปลงลาปลาซโดยค่าจริงของตัวแปร s มีค่าน้อยกว่า 0 ดังสมการ

79819

$$\mathrm{Re}(s) < 0 \tag{4.8}$$

$$\mathrm{Re}\left(\frac{1-z^{-1}}{T}\right) < 0 \tag{4.9}$$

$$\mathrm{Re}\left(\frac{z-1}{Tz}\right) < 0 \tag{4.10}$$

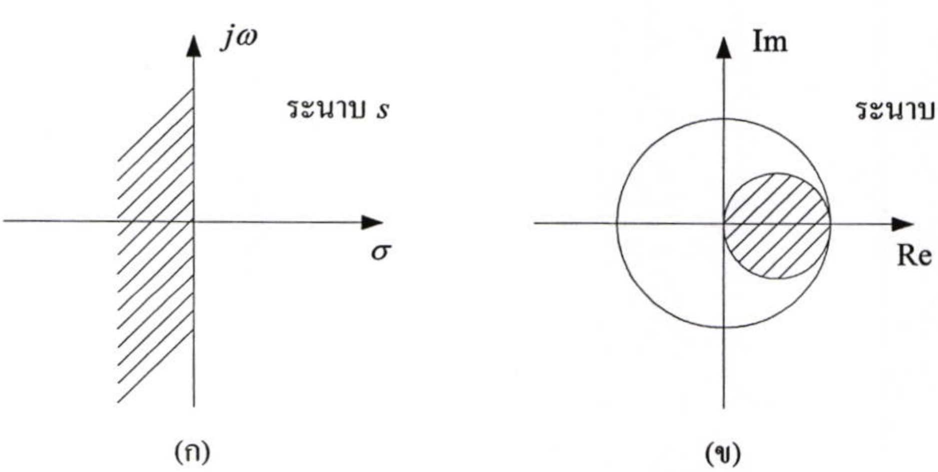
เนื่องจากเวลาการชักตัวอย่าง $T > 0$ เสมอ และตัวแปรเชิงซ้อน z ประกอบด้วยค่าจริง σ และค่าจินตภาพ ω $(z = \sigma + j\omega)$ ดังนั้นจะได้

$$\mathrm{Re}\left(\frac{\sigma + j\omega - 1}{\sigma + j\omega}\right) < 0 \tag{4.11}$$

$$\frac{\sigma^2 - \sigma + \omega^2}{\sigma^2 + \omega^2} < 0 \tag{4.12}$$

$$\left(\sigma - \frac{1}{2}\right)^2 + \omega^2 < \left(\frac{1}{2}\right)^2 \tag{4.13}$$

ซึ่งขอบเขตเสถียรภาพของตัวแปรเชิงซ้อน z คือพื้นที่ภายในวงกลมรัศมี 1/2 จุดศูนย์กลางตำแหน่ง $\left(\frac{1}{2}, 0\right)$ ของระนาบ z ดังแสดงในรูปที่ 4.2

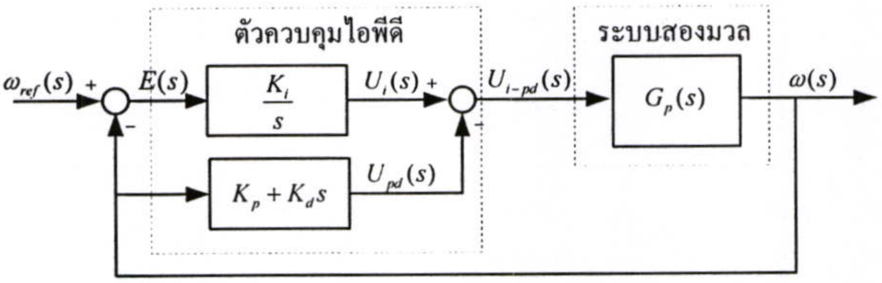


รูปที่ 4.2 ขอบเขตเสถียรภาพในการอินทิเกรตโดยหาวิธีหาผลต่างถดถอย

การอินทิเกรตโดยวิธีหาผลต่างถดถอยดังแสดงในรูปที่ 4.2 สามารถแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมชนิดสัญญาณต่อเนื่องที่มีเสถียรภาพ เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมชนิดดิจิตอลที่มีเสถียรภาพได้เสมอ แต่คุณสมบัติการตอบสนองชั่วครู่และคุณสมบัติการตอบสนองเชิงความถี่ของตัวควบคุมจะแตกต่างกัน

4.3.2 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมความเร็วของระบบสองมวลจากระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง

โครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วของระบบสองมวลจะประกอบด้วยตัวควบคุมไอและตัวควบคุมป้อนกลับพีดีดังแสดงในรูปที่4.3



รูปที่ 4.3 โครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วของระบบสองมวล

การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่องเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่องของตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบด้วยวิธี CRA เพื่อนำไปการเขียนโปรแกรมที่ใช้ควบคุมความเร็วของระบบสองมวลในห้องปฏิบัติการนั้น จะเริ่มต้นจากแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมไอที่มีฟังก์ชันถ่ายโอน

$$\frac{U_i(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \tag{4.14}$$

ก่อน โดยที่ $E(s) = \omega_{ref}(s) - \omega(s)$ เมื่อแทนค่า $s = \frac{1 - z^{-1}}{T}$ ลงในสมการที่ (4.14) แล้วจะได้

$$\frac{U_i(z)}{E(z)} = \frac{K_i}{\frac{1 - z^{-1}}{T}} \tag{4.15}$$

และจัดสมการที่ (4.15) ใหม่จะได้สัญญาณควบคุมของตัวควบคุมไอดังนี้คือ

$$U_i(z) = TK_iE(z) + U_i(z)z^{-1} \tag{4.16}$$

นำสมการที่ (4.16) มาแปลงแซดผกผัน (inverse z-transform) จะได้สัญญาณควบคุมของตัวควบคุมไอดังสมการ

$$u_i(nT) = TK_ie(nT) + u_i(nT-T) \tag{4.17}$$

จากนั้นแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีดีที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีดีของระบบควบคุมไอพีดี คือ

$$\frac{U_{pd}(s)}{\omega(s)} = K_p + K_d s \tag{4.18}$$

แทนค่า $s = \frac{1-z^{-1}}{T}$ ในสมการที่ (4.18) จะได้

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

$$U_{pd}(z) = K_p\omega(z) + \frac{K_d}{T}\left[\omega(z) - \omega(z)z^{-1}\right] \tag{4.19}$$

นำสมการที่ (4.19) มาแปลงแซดผกผัน จะได้สัญญาณควบคุมของตัวควบคุมพีดีดังสมการต่อไปนี้

$$u_{pd}(nT) = K_p\omega(nT) + \frac{K_d}{T}\left[\omega(nT) - \omega(nT-T)\right] \tag{4.20}$$

ดังนั้น จากสมการที่ (4.17) และสมการที่ (4.20) จะได้สัญญาณควบคุม $u_{i-pd}(nT)$ ของตัวควบคุมไอพีดีดังสมการต่อไปนี้

$$u_{i-pd}(nT) = TK_ie(nT) + u_i(nT-T) - K_p\omega(nT) - \frac{K_d}{T}\left[\omega(nT) - \omega(nT-T)\right] \tag{4.21}$$

ซึ่งสมการที่ (4.21) จะนำไปใช้ในการเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลเพื่อใช้ควบคุมความเร็วของระบบสองมวลในห้องปฏิบัติการต่อไป อนึ่ง การเลือกใช้เวลาชักตัวอย่างจะต้องเลือกใช้ให้เหมาะสมเพื่อทำให้ระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมซึ่งได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีเสถียรภาพ (แสดงการพิจารณาเสถียรภาพของระบบควบคุมในภาคผนวก ข)

สำหรับในบทที่ 5 จะกล่าวถึงผลการจำลองและผลการทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองมวลซึ่งจะแสดงถึงประสิทธิภาพของตัวควบคุมที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้

บทที่ 5

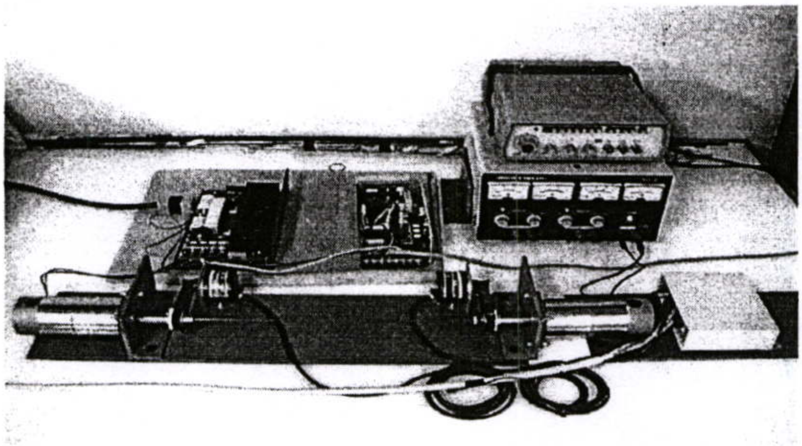
การจำลองและทดลองระบบควบคุมความเร็วของระบบสองมวล

ในบทนี้ จะกล่าวถึงการจำลองและการทดลองระบบควบคุมความเร็วของระบบสองมวล โดยใช้ตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่ายด้วยวิธี CRA โดยจะเริ่มจากอธิบายการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวลเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบก่อน ซึ่งจะนำไปสู่การออกแบบตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่ายที่อธิบายไว้ในบทที่ 4 จากนั้นจะนำตัวควบคุมที่ได้ไปทดสอบประสิทธิภาพโดยแบ่งการทดลองออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนแรกจะทดลองโดยการจำลองการทำงานของระบบควบคุมไอพีดีด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์แมทแล็บ เพื่อให้แน่ใจว่าตัวควบคุมนี้สามารถทำงานได้ตามเป้าหมายซึ่งการจำลองแบ่งเป็นห้าขั้นตอนดังนี้ ขั้นตอนแรกจะทดสอบสมรรถนะของระบบควบคุมวงปิดเมื่อกำหนดสัญญาณอินพุตเป็นแบบขั้น ขั้นตอนที่สองจะศึกษาความสัมพันธ์ของค่า β ที่มีผลต่อผลตอบสนองของระบบ จากนั้นในขั้นตอนที่สามจะทดสอบความคงทนของตัวควบคุมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าสัญญาณอ้างอิง ขั้นตอนที่สี่ จะทดสอบสมรรถนะของระบบควบคุมวงปิดเมื่อลดค่าสัญญาณอ้างอิงลงจากค่าสัญญาณอ้างอิงเดิมในขณะที่ระบบควบคุมยังคงทำงานอยู่และขั้นตอนสุดท้ายจะทดสอบการกำจัดผลกระทบจากสิ่งรบกวน

หลังจากศึกษาผลการจำลองตามขั้นตอนที่ได้กล่าวมาแล้ว ส่วนที่สองจะทำการทดลองเพื่อทดสอบประสิทธิภาพตัวควบคุมกับชุดทดลองระบบสองมวลในห้องปฏิบัติการ โดยมีขั้นตอนการทดลองเช่นเดียวกับการทดลองควบคุมระบบโดยการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

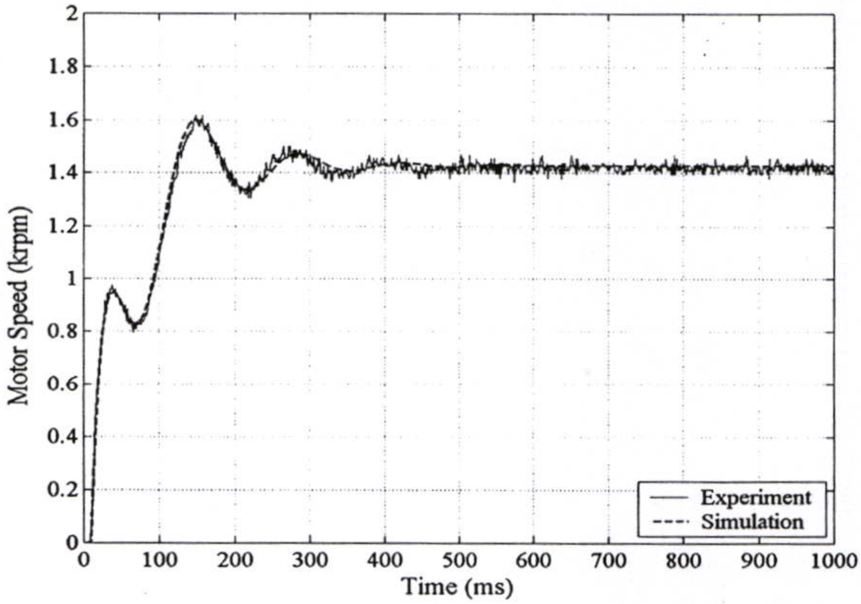
5.1 โครงสร้างของระบบสองมวล

ระบบสองมวลที่นำมาทดลองในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แสดงดังรูปที่ 5.1 ซึ่งจะประกอบด้วยมอเตอร์ 2 ตัว ตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นตัวขับ ส่วนอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นภาระ (load) มอเตอร์ทั้งสองเชื่อมต่อกันด้วยเพลายาวที่เป็นแกนเหล็กสปริงและติดตั้งเอนโคดเดอร์สำหรับวัดความเร็วรอบของมอเตอร์ ซึ่งมอเตอร์ที่ใช้เป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC motor) ขนาด 80 วัตต์ มีขนาดแรงดัน 12 โวลต์ พิกัดกระแส 10 แอมแปร์ ของบริษัท ซาวามูระ เดนกิ โคเกียว (SAWAMURA DENKI KOGYO CO., LTD) รุ่น SS40E8 ในการทดลองวัดความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยเอนโคดเดอร์ชนิดโรตารี่ (rotary encoder) ยี่ห้อ OMRON รุ่น E6C2-CWZ6C มีขนาดแรงดันไฟฟ้าตรง 5-24 โวลต์ใช้กระแสไฟฟ้า 80 มิลลิแอมแปร์ (รายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะแสดงในภาคผนวก ก)



รูปที่ 5.1 ระบบสองมวลในห้องปฏิบัติการ

เนื่องจากพารามิเตอร์บางตัวของระบบสองมวลจะต้องหาจากการทดลอง ดังนั้น จึงหาผลตอบสนองวงเปิดของระบบสองมวลที่ต้องการควบคุมด้วยการป้อนสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นแรงดันที่อยู่ในรูปของสัญญาณแบบขั้น 5.5 โวลต์ซึ่งได้ผลทดลองดังรูปที่ 5.2 (เส้นทึบ) จะเห็นว่าผลตอบสนองวงเปิดมีเรโซแนนซ์การบิดเกิดขึ้น จากนั้นแทนค่าเริ่มต้นของพารามิเตอร์ K_e, K_m, J_m และ J_L จากดาต้าชีต (data sheet) ลงในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสองมวล แล้วปรับค่าพารามิเตอร์ตัวที่ไม่รู้ค่า K_s จากแบบจำลองจนกระทั่งได้ผลตอบสนอง (เส้นประ) ใกล้เคียงกับผลตอบสนองจริงที่ได้จากการทดลอง สำหรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆของระบบสองมวลแสดงในตารางที่ 5.1



รูปที่ 5.2 ผลตอบสนองวงเปิดของระบบสองมวล

ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของระบบสองมวล

R_a	ความต้านทานอาร์เมเจอร์	0.25 Ω
L_a	ความเหนี่ยวนำของอาร์เมเจอร์	0.10 mH
K_e	ค่าคงที่แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์	3.85 $v/krpm$
K_m	ค่าคงที่แรงบิดมอเตอร์	3.30 $N-cm/A$
K_s	ค่าความแข็งตึงของเพลา	14.00 $N-m/rad$
J_m	โมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์	0.90 $kg-cm^2$
J_L	โมเมนต์ความเฉื่อยของภาระ	1.00 $kg-cm^2$

เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆตามตารางที่ 5.1 ลงในฟังก์ชันถ่ายโอนที่แสดงด้วยสมการที่ (3.13) แล้ว จะได้แบบจำลองของระบบสองมวลที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ 5.1

$$G_p(s)=\frac{3.67\times10^4 s^2+5.13\times10^7}{s^4+2.5\times10^3 s^3+1.45\times10^5 s^2+7.39\times10^6 s+1.98\times10^8} \tag{5.1}$$

$$=\frac{(3.67\times10^4)(s+j37.39)(s-j37.39)}{(s+36.75)(s+2441.8)(s+10.7+j45.75)(s+10.7-j45.75)}$$

ซึ่งจะเห็นว่าเป็นระบบอันดับสี่ประกอบด้วยโพลวงเปิดด้อยอยู่ที่ตำแหน่ง $s=-36.75$, $s=-2441.8$ และโพลวงเปิดเด่นอยู่ที่ตำแหน่ง $s=-10.7+j45.75$, $s=-10.7-j45.75$ จากนั้นลดอันดับระบบสองมวลโดยตัดโพลด้อยทิ้งไป ดังนั้น ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบสองมวลที่ถูกลดอันดับลงแล้วแสดงดังสมการ

$$\tilde{G}_p(s)=\frac{(3.67\times10^4)(s+j37.39)(s-j37.39)}{(36.75)(2441.8)(s+10.7+j45.75)(s+10.7-j45.75)} \tag{5.2}$$

5.2 การจำลองควบคุมความเร็วของระบบสองมวล

ในส่วนนี้จะเป็นการจำลองควบคุมความเร็วของระบบสองมวลด้วยตัวควบคุมไอพีดีที่ใช้วิธี CRA ออกแบบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ K_i, K_p และ K_d จากระบบสองมวลที่ถูกลดอันดับโดยลองเลือกใช้ค่าอัตราส่วนคุณลักษณะและค่าคงตัวเวลานัยทั่วไปที่ทำให้ผลตอบสนองระบบควบคุมวงปิดไม่มีค่าพุ่งเกินซึ่งมีค่าดังนี้ $\alpha_1=8.1$, $\alpha_2=0.45$, $\alpha_3=5.42$ และ $\tau=130\,ms$ แล้วนำตัวควบคุมไอพีดีมาควบคุมระบบสองมวลที่ยังไม่ได้ลดอันดับและจะเรียกการออกแบบจากระบบสองมวลที่ลดอันดับแล้วว่า การออกแบบอย่างง่าย ในทำนองเดียวกันการหาค่าพารามิเตอร์ของตัว

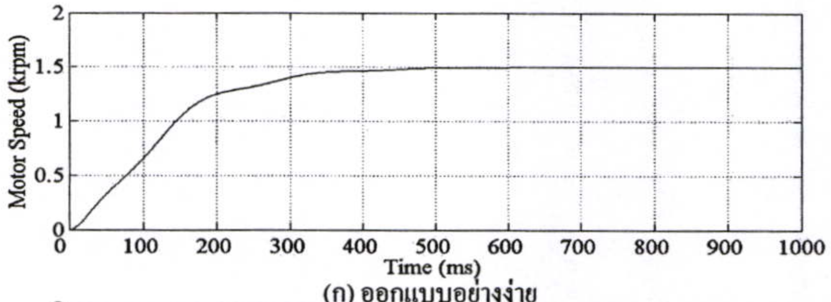
ควบคุมที่ออกแบบจากระบบสองมวลที่ยังไม่ได้ลดอันดับ ได้เลือกใช้ค่าคงตัวเวลานัยทั่วไปเท่ากัน และ $\alpha_1 = 2.95$, $\alpha_2 = 3.18$, $\alpha_3 = 0.65$, $\alpha_4 = 30$ และเรียกว่า การออกแบบโดยตรง ตารางที่ 5.2 แสดงอัตราขยายของตัวควบคุมที่ได้ทั้งสองวิธี

ตารางที่ 5.2 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบโดยวิธี CRA

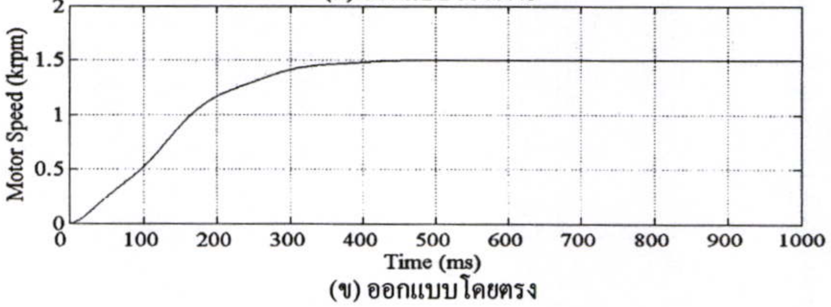
การออกแบบ	K_i	K_p	K_d	τ (ms)
วิธีการออกแบบอย่างง่าย	54.47	3.22	0.04	130
วิธีการออกแบบโดยตรง	30.80	0.14	0.03	130

5.2.1 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเมื่อป้อนอินพุตแบบขั้น

การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาทีโดยใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบอย่างง่ายและโดยตรงนั้นมีจุดประสงค์เพื่อต้องการทดสอบตัวควบคุมที่ใช้ควบคุมระบบสองมวลว่า มีประสิทธิภาพในการติดตามสัญญาณอ้างอิงแบบขั้นอย่างไร ผลตอบสนองของระบบสองมวลที่ใช้ตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่ายและโดยตรง แสดงดังรูปที่ 5.3 และสัญญาณควบคุมแสดงดังรูปที่ 5.4



(ก) ออกแบบอย่างง่าย



(ข) ออกแบบโดยตรง

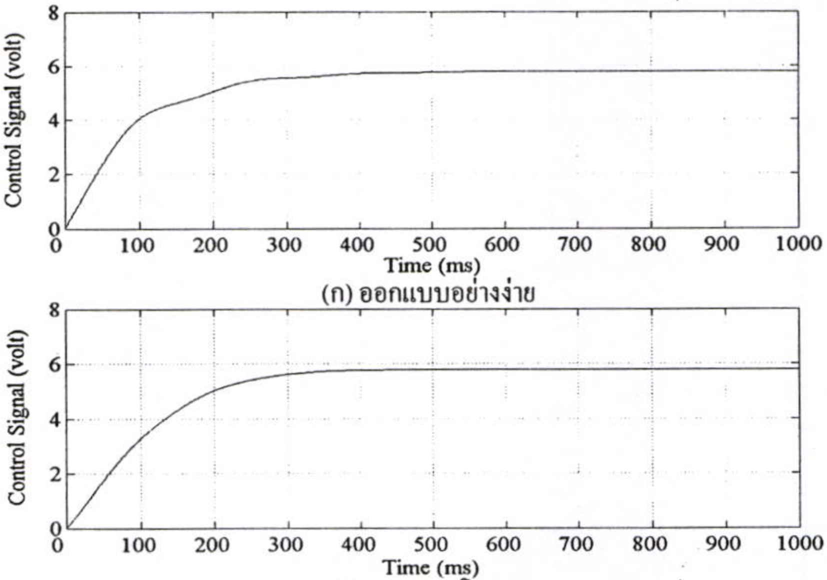
รูปที่ 5.3 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที

จากผลตอบสนองของระบบสองมวลในรูปที่ 5.3 จะเห็นว่า ตัวควบคุมไอพีดีสามารถควบคุมความเร็วมอเตอร์ที่ 1500 รอบต่อนาที และสามารถกำจัดเรโซแนนซ์การบิดได้

ตารางที่ 5.3 สมรรถนะของระบบควบคุมไอพีดีได้จากการจำลอง

การออกแบบ	t_r (ms)	t_s (ms)	P_o (%)
วิธีการออกแบบอย่างง่าย	256	332	0
วิธีการออกแบบโดยตรง	219	293	0

สำหรับสมรรถนะของระบบสองมวลที่ถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมไอพีดีทั้งสองแบบ จะเห็นว่า ผลตอบสนองมีสมรรถนะใกล้เคียงกันดังแสดงในตารางที่ 5.3



รูปที่ 5.4 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที

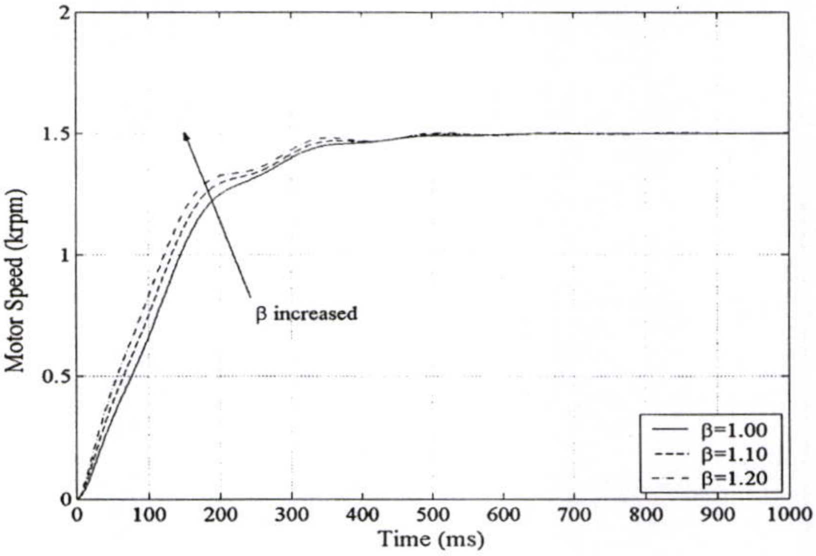
5.2.2 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเมื่อเพิ่มค่าแฟกเตอร์ β

เนื่องจากวิธี CRA สามารถเพิ่มความเร็วของผลตอบสนองได้หลังจากออกแบบแล้วโดยปรับแฟกเตอร์ β ให้มีค่ามากกว่า 1.0 ในที่นี้ได้ปรับ $\beta = 1.0$ ถึง $\beta = 1.2$ โดยใช้ค่าอัตราส่วนคุณลักษณะ $\alpha_3 = 4.69$ และ $\alpha_3 = 4.45$ เมื่อ $\beta = 1.1$ และ $\beta = 1.2$ ตามลำดับ ซึ่งค่าอัตราขยาย K_i, K_p และ K_d ที่ได้นั้นแสดงดังตารางที่ 5.4

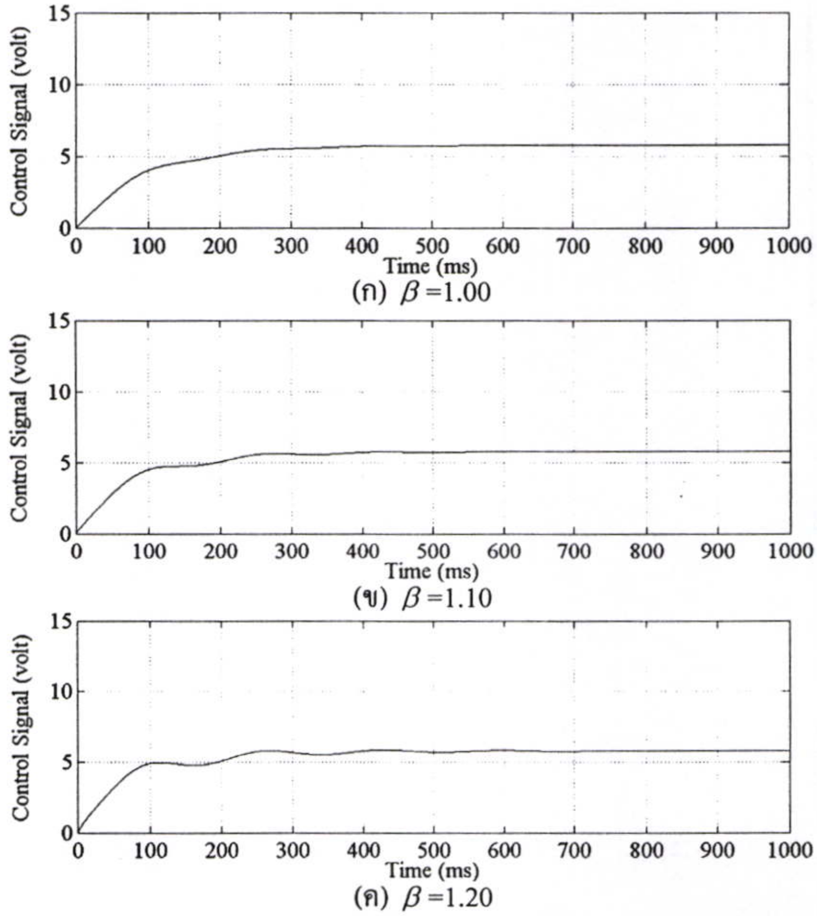
ตารางที่ 5.4 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่ายและสมรรถนะเมื่อปรับ β

β	K_i	K_p	K_d	t_r (ms)	t_s (ms)	$T_{63.2\%}$ (ms)
1.00	54.47	3.22	0.040	256	332	138.00
1.10	79.76	5.57	0.043	249	312	125.92
1.20	113	8.38	0.045	239	299	115.80

ผลการจำลองเมื่อแฟกเตอร์ β เพิ่มขึ้นแสดงได้ดังรูปที่ 5.5 และสัญญาณควบคุม แสดงดังรูปที่ 5.6 จะเห็นว่า เมื่อค่าแฟกเตอร์ β เพิ่มขึ้น ความเร็วผลตอบสนองของระบบสองมวลจะเร็วขึ้นโดยไม่มีผลต่อค่าพุ่งเกิน เพราะว่าค่าเวลาคงตัว $T_{63.2\%}$ มีค่าน้อยลงดังตารางที่ 5.4



รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาทีเมื่อเปลี่ยนค่า β



(ก) β =1.00

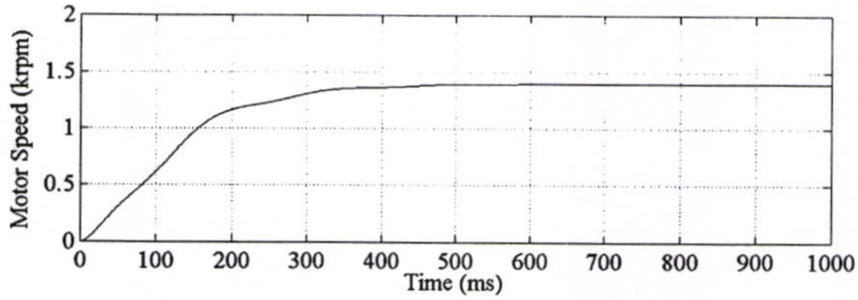
(ข) β =1.10

(ค) β =1.20

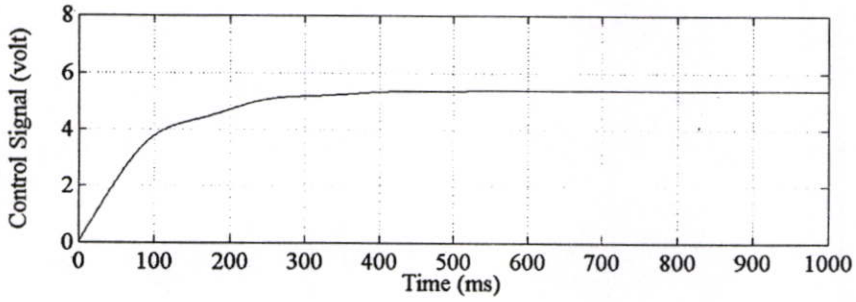
รูปที่ 5.6 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาทีเมื่อเปลี่ยนค่า β

5.2.3 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเมื่อเปลี่ยนแปลงความเร็ว

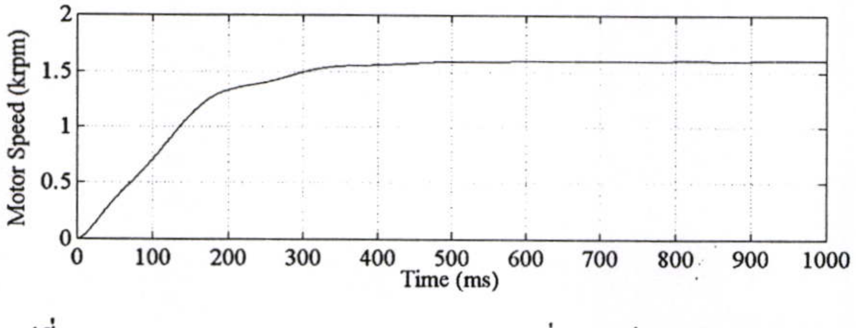
ในหัวข้อนี้จะศึกษาความสามารถของตัวควบคุมที่ออกแบบอย่างง่ายว่า เมื่อเปลี่ยนความเร็วของระบบสองมวลแล้ว ตัวควบคุมจะยังสามารถควบคุมระบบสองมวลได้หรือไม่ โดยควบคุมความเร็วของมอเตอร์ที่ความเร็ว 1400 และ 1600 รอบต่อนาที โดยไม่เปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้ ผลตอบสนองเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที และสัญญาณควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 5.7 และ 5.8 ตามลำดับ ส่วนผลตอบสนองเมื่อจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1600 รอบต่อนาที และสัญญาณควบคุมแสดงดังรูปที่ 5.9 และ 5.10 ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่า ตัวควบคุมไอพีดียังสามารถควบคุมความเร็วที่เปลี่ยนแปลงได้โดยไม่มีเรโซแนนซ์การบิด ไม่มีค่าพุ่งเกินและค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว



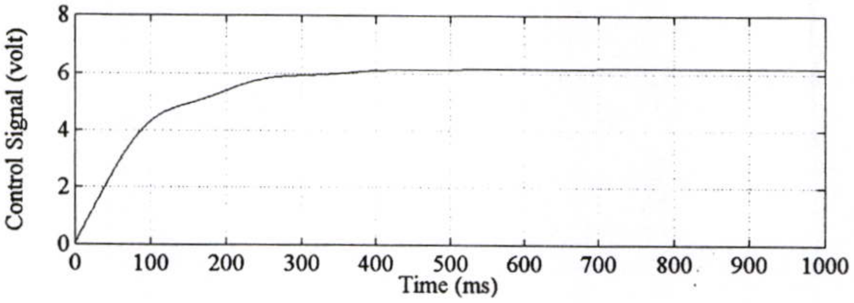
รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที



รูปที่ 5.8 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที



รูปที่ 5.9 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1600 รอบต่อนาที

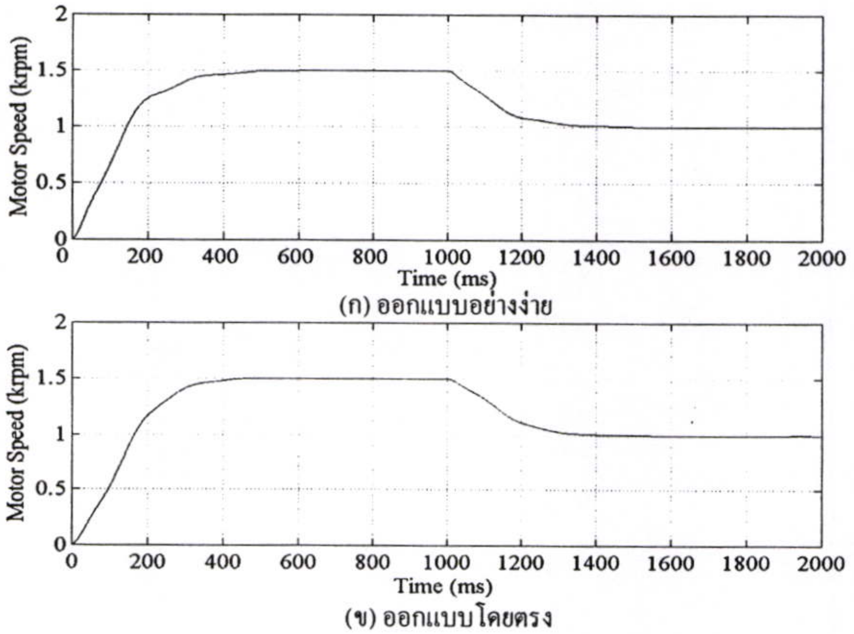


รูปที่ 5.10 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1600 รอบต่อนาที

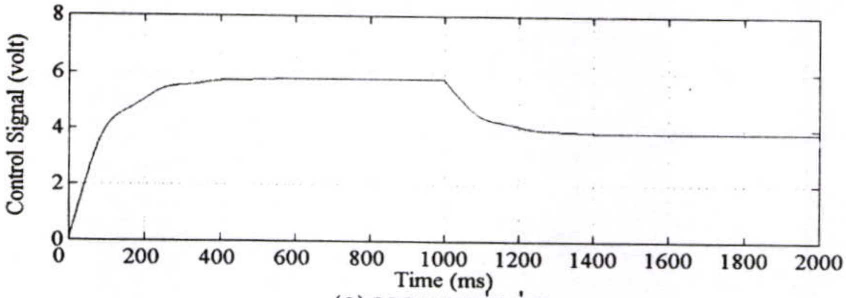
5.2.4 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเมื่อลดความเร็วลงจากเดิม

ในหัวข้อนี้เป็นการจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเพื่อตรวจสอบประสิทธิภาพของตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่าย โดยแสดงเปรียบเทียบกับตัวควบคุมที่ออกแบบโดยตรง เมื่อได้ลดความเร็วจาก 1500 รอบต่อนาที ลงมาที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที ที่เวลา 1000 มิลลิวินาที

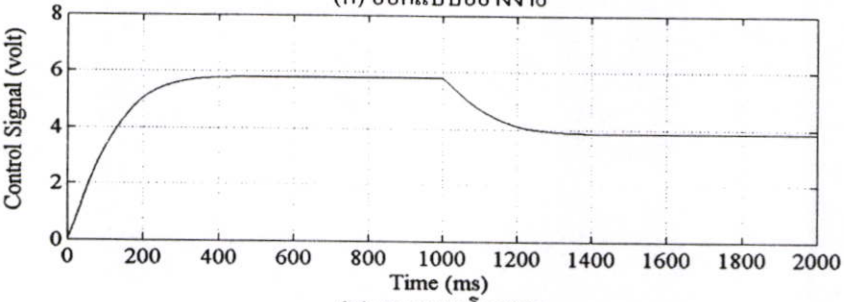
ผลตอบสนองเมื่อจำลองระบบควบคุมและสัญญาณควบคุมที่ได้จะแสดงดังรูปที่ 5.11 และรูปที่ 5.12 ตามลำดับ จะเห็นว่าผลตอบสนองที่ใช้ตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่ายสามารถควบคุมความเร็วมอเตอร์ได้ใกล้เคียงกับตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบโดยตรง



ที่ 5.11 ผลตอบสนองการจำลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วลงมาที่ 1000 รอบต่อนาที



(ก) ออกแบบอย่างง่าย

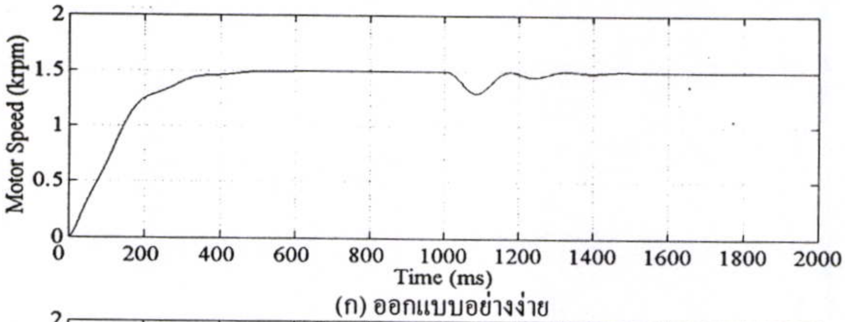


(ข) ออกแบบโดยตรง

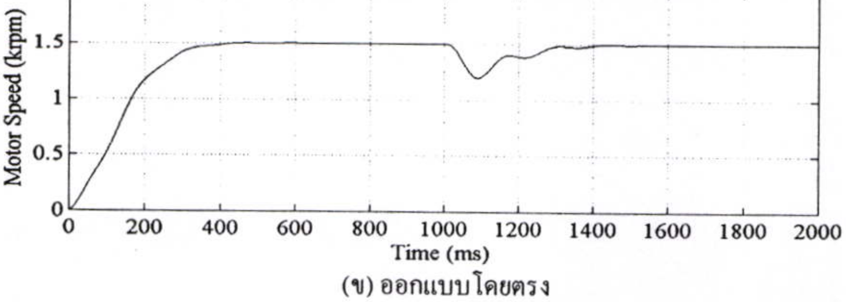
ที่ 5.12 สัญญาณควบคุมการจำลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วลงมาที่ 1000 รอบต่อนาที

5.2.5 การจำลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเมื่อมีสิ่งรบกวน

หัวข้อนี้เป็นการนำตัวควบคุมไอพีดี ไปทดสอบประสิทธิภาพของการกำจัดสัญญาณรบกวน (load disturbance) ว่าสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของระบบกลับเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้หรือไม่โดยใส่สัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบที่เวลา 1000 มิลลิวินาที จากผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 5.13 จะเห็นว่า ตัวตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบด้วยวิธี CRA สามารถกำจัดผลกระทบจากสิ่งรบกวนได้และสัญญาณควบคุมแสดงดังรูปที่ 5.14

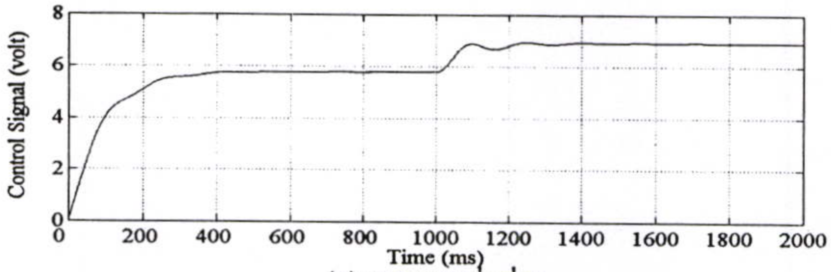


(ก) ออกแบบอย่างง่าย

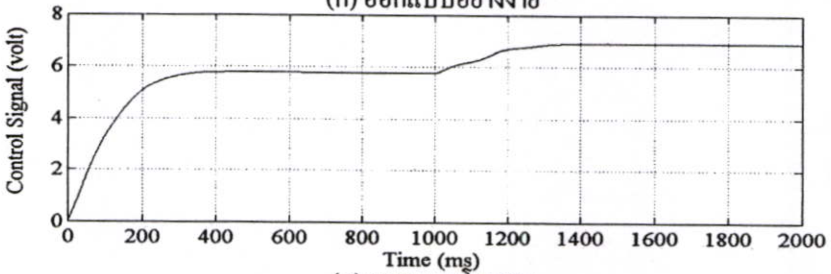


(ข) ออกแบบโดยตรง

รูปที่ 5.13 ผลตอบสนองของการจำลองกำจัดผลกระทบต่อสิ่งรบกวนของระบบควบคุม



(ก) ออกแบบอย่างง่าย



(ข) ออกแบบโดยตรง

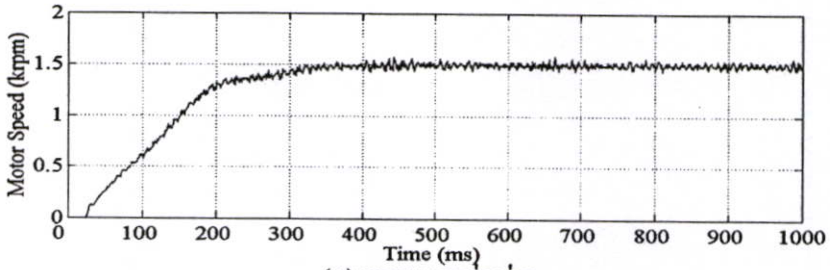
รูปที่ 5.14 สัญญาณควบคุมของการจำลองกำจัดผลกระทบต่อสิ่งรบกวนของระบบควบคุม

5.3 การทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองมวล

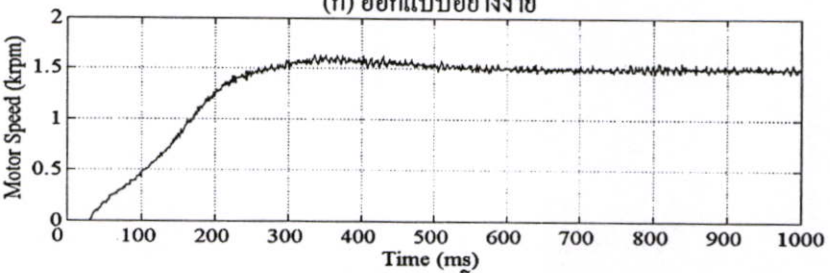
ในหัวข้อนี้จะเป็นผลการทดลองที่นำตัวควบคุมไอพีดีที่ได้ออกแบบจากระบบสองมวลที่ลดอันดับแล้วมาควบคุมความเร็วของระบบสองมวลในห้องปฏิบัติการ ซึ่งตัวควบคุมจะถูกสร้างขึ้นด้วยโปรแกรมภาษาซีโดยใช้ค่าเวลาชักตัวอย่าง T เท่ากับ 1 มิลลิวินาที ขั้นตอนการทดลองจะเรียงลำดับตามหัวข้อการจำลองควบคุมความเร็วระบบสองมวลด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์โดยไม่เปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้แล้ว

5.3.1 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเมื่อป้อนอินพุตแบบขั้น

ผลการทดลองระบบสองมวลที่ใช้ตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่ายและระบบสองมวลที่ออกแบบโดยตรงแสดงดังรูปที่ 5.15 และสัญญาณควบคุมแสดงดังรูปที่ 5.16

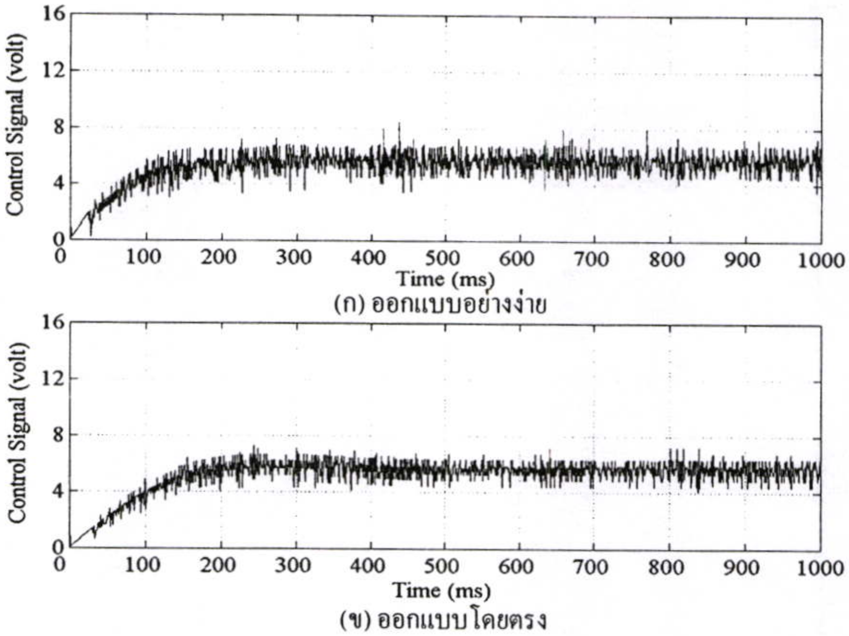


(ก) ออกแบบอย่างง่าย



(ข) ออกแบบโดยตรง

รูปที่ 5.15 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที



(ก) ออกแบบอย่างง่าย

(ข) ออกแบบโดยตรง

รูปที่ 5.16 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที

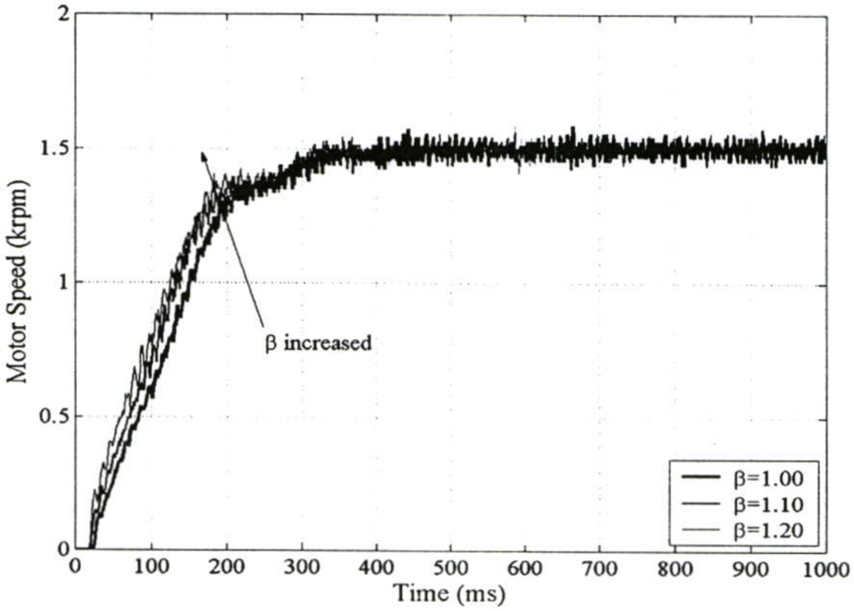
จากผลตอบสนองจะเห็นว่า ตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่ายสามารถควบคุมความเร็วมอเตอร์ได้ตามต้องการ โดยไม่มีค่าพุ่งเกินและค่าผิดพลาดที่สถานะคงตัว รวมทั้งยังสามารถลดผลของเรโซแนนซ์การบิดลงได้เหมือนกับการใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบโดยตรงจากระบบสองมวลที่ยังไม่ได้ลดอันดับอีกด้วย แต่ผลตอบสนองที่ได้จากตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบโดยตรงจะมีค่าพุ่งเกินเล็กน้อย และสมรรถนะของระบบควบคุมแสดงได้ดังตารางที่ 5.5

ตารางที่ 5.5 สมรรถนะของระบบควบคุมไอพีดีที่ได้จากการทดลอง

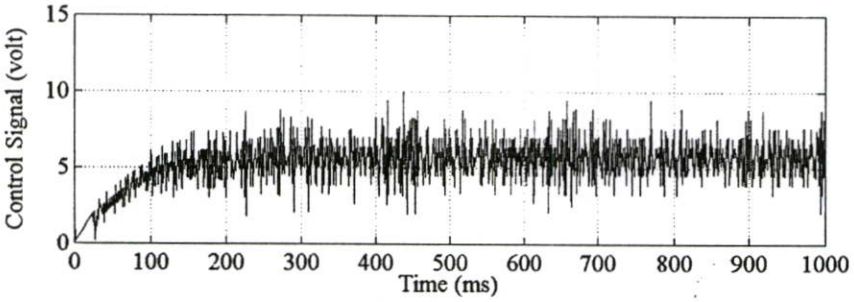
การออกแบบ	t_r (ms)	t_s (ms)	P_o (%)
วิธีการออกแบบอย่างง่าย	203	305	0
วิธีการออกแบบโดยตรง	173	240	4.67

5.3.2 การทดลองปรับความเร็วของระบบสองมวลเมื่อเปลี่ยนค่า β

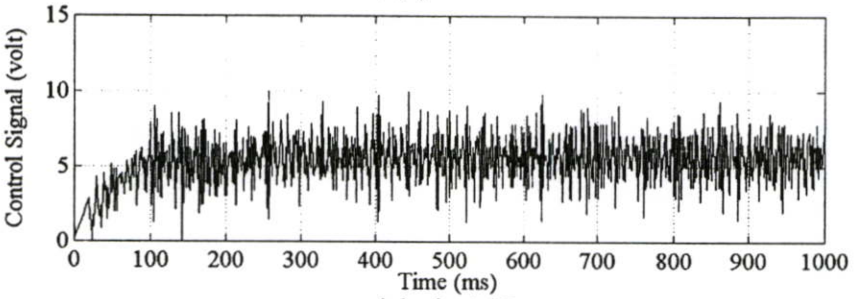
ในหัวข้อนี้จะเป็นการทดลองเพิ่มความเร็วของผลตอบสนองเมื่อได้ปรับแฟกเตอร์ β ให้เพิ่มขึ้นในที่นี้ปรับ $\beta = 1.0$ ถึง $\beta = 1.2$ โดยใช้ค่าอัตราขยาย K_i, K_p และ K_d ที่สอดคล้องกับค่าแฟกเตอร์ β แสดงในตารางที่ 5.4 และผลการทดลองเมื่อแฟกเตอร์ β เพิ่มขึ้นแสดงได้ดังรูปที่ 5.17 จะเห็นว่าเมื่อค่าแฟกเตอร์ β เพิ่มขึ้น ความเร็วผลตอบสนองของระบบสองมวลจะเร็วขึ้นและไม่มีผลต่อค่าพุ่งเกิน แต่จะมีผลต่อค่าเวลาคงตัว $T_{63.2\%}$ แสดงในตารางที่ 5.6



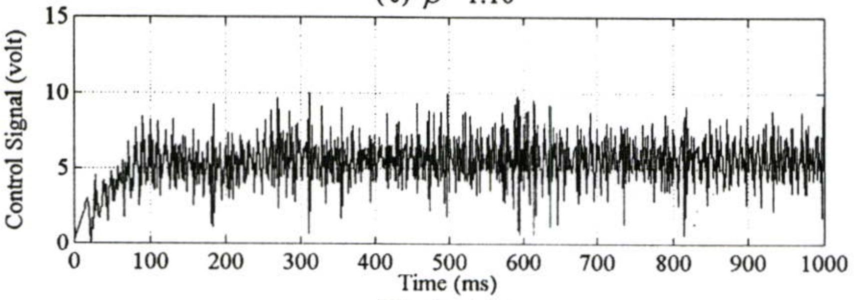
รูปที่ 5.17 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที เมื่อเปลี่ยนค่า β



(ก) β =1.00



(ข) β =1.10



(ค) β =1.20

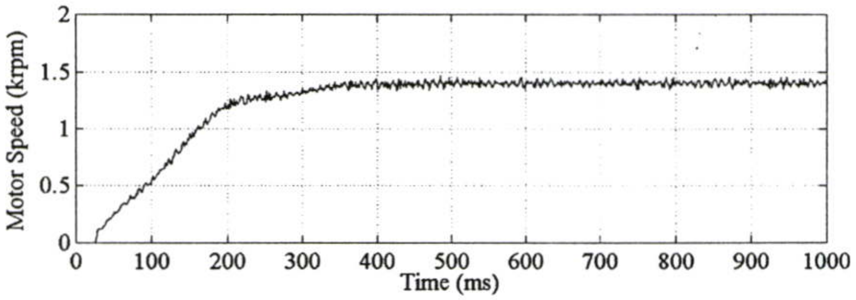
รูปที่ 5.18 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที เมื่อเปลี่ยนค่า β

ตารางที่ 5.6 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ได้จากการทดลองเมื่อปรับ β

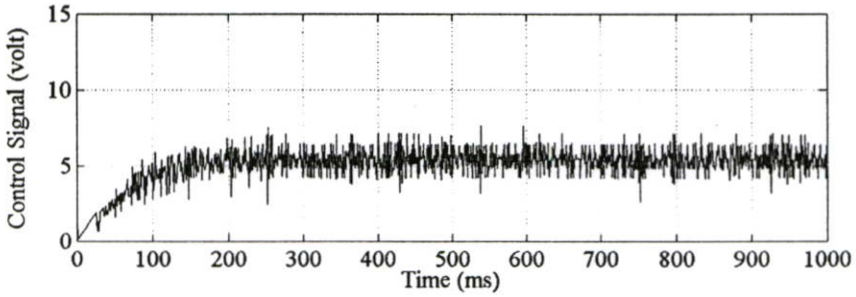
β	t_r (ms)	t_s (ms)	$T_{63.2\%}$ (ms)
1.00	203	305	145
1.10	197	295	128
1.20	162	293	117

5.3.3 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบเมื่อเปลี่ยนแปลงความเร็ว

เมื่อนำตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบด้วยวิธีอย่างง่ายไปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ ที่ความเร็ว 1400 และ 1600 รอบต่อนาที โดยไม่เปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของตัวควบคุม ผลตอบสนองเมื่อทดลองควบคุมความเร็วที่ 1400 รอบต่อนาที และสัญญาณควบคุมแสดงดังรูปที่ 5.19 และ 5.20 ตามลำดับ สำหรับผลตอบสนองเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1600 รอบต่อนาที และสัญญาณควบคุมแสดงดังรูปที่ 5.21 และ 5.22 ตามลำดับ



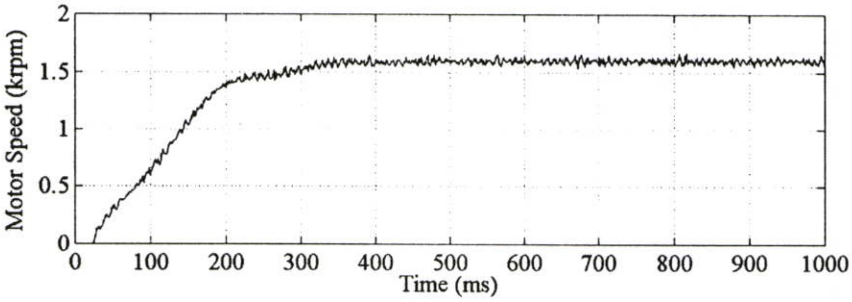
รูปที่ 5.19 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที



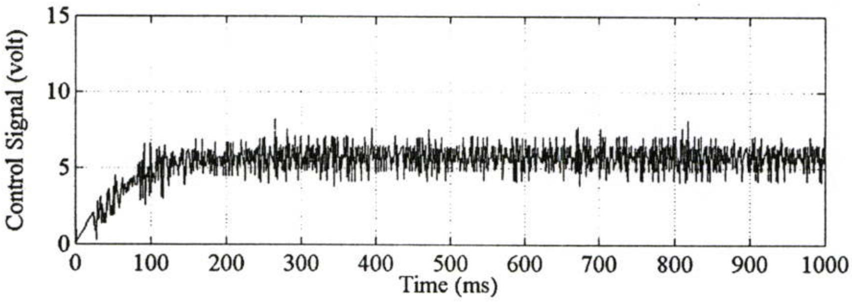
รูปที่ 5.20 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1400 รอบต่อนาที

จากผลการทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองมวลที่ 1400 และ 1600 รอบต่อนาที จะเห็นว่าระบบควบคุมสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ตามที่ต้องการได้โดยไม่มีค่าพุ่ง

เกิน ไม่มีค่าผิดพลาดสถานะอยู่ตัว และสามารถกำจัดเรโซแนนซ์การบิดได้เหมือนกับการทดลองควบคุมความเร็วที่ 1500 รอบต่อนาที



รูปที่ 5.21 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1600 รอบต่อนาที



รูปที่ 5.22 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1600 รอบต่อนาที

สำหรับสมรรถนะของระบบควบคุมเมื่อทดลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1400 และ 1600 รอบต่อนาที แสดงได้ดังตารางที่ 5.7

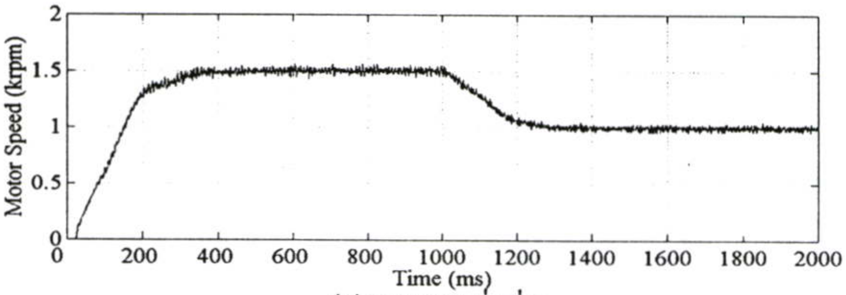
ตารางที่ 5.7 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ความเร็ว 1400 และ 1600 รอบต่อนาที

ความเร็ว (rpm)	t_r (ms)	t_s (ms)	$T_{63.2\%}$ (ms)
1400	195	302	147
1600	190	304	144

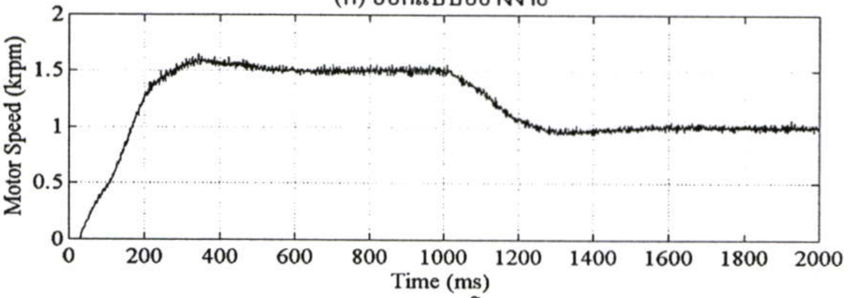
5.3.4 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเมื่อลดความเร็วลงจากเดิม

ในหัวข้อนี้เป็นการทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเพื่อตรวจสอบประสิทธิภาพของตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่าย โดยแสดงเปรียบเทียบกับตัวควบคุมที่ออกแบบโดยตรง โดยทดลองลดความเร็วจาก 1500 รอบต่อนาที ลงมาที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที ที่เวลา 1000 มิลลิวินาที ผลตอบสนองของระบบควบคุมและสัญญาณควบคุมที่ได้แสดงดังรูปที่ 5.23 และ 5.24

ตามลำดับ จะเห็นว่าผลตอบสนองที่ใช้ตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่าย สามารถควบคุมความเร็วมอเตอร์ที่ลดลงได้ใกล้เคียงกับตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบโดยตรง

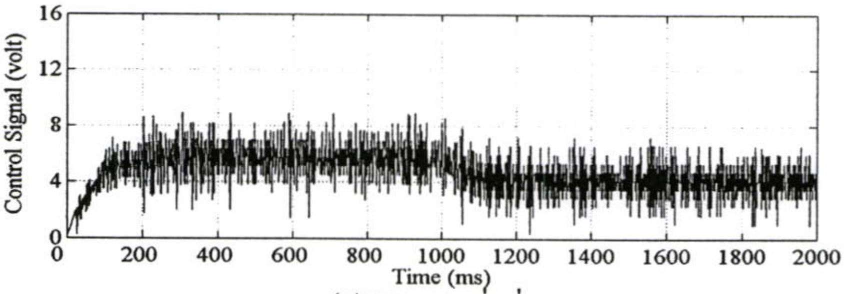


(ก) ออกแบบอย่างง่าย

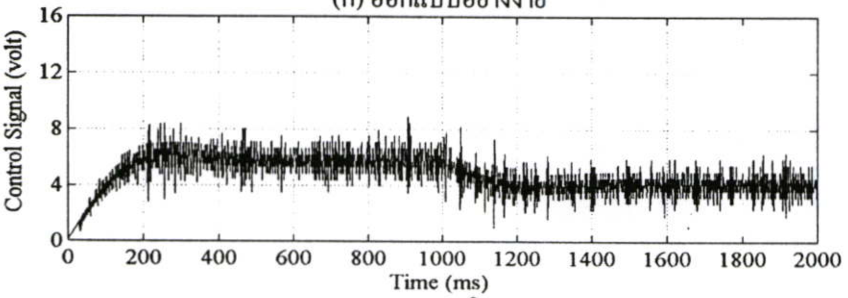


(ข) ออกแบบโดยตรง

ที่ 5.23 ผลตอบสนองการทดลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วลงมาที่ 1000 รอบต่อนาที



(ก) ออกแบบอย่างง่าย

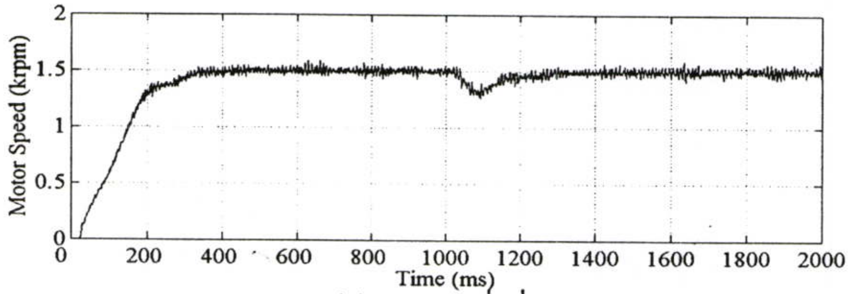


(ข) ออกแบบโดยตรง

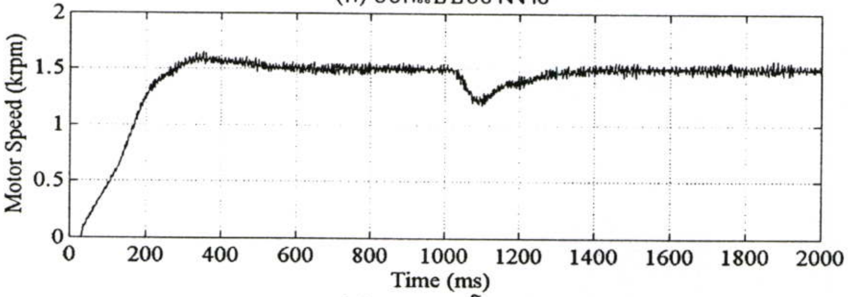
ที่ 5.24 สัญญาณควบคุมการทดลองระบบควบคุมเมื่อลดความเร็วลงมาที่ 1000 รอบต่อนาที

5.3.5 การทดลองการควบคุมความเร็วของระบบสองมวลเมื่อมีสิ่งรบกวน

ในหัวข้อนี้เป็นการทดสอบประสิทธิภาพของตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบไว้แล้วนำมาควบคุมความเร็วของระบบสองมวล โดยทดลองกำจัดผลกระทบต่อสิ่งรบกวนที่เวลา 1000 มิลลิวินาที จะเห็นว่า ตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่ายนั้น สามารถกำจัดผลกระทบต่อสิ่งรบกวนได้เร็วกว่าตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบโดยตรง เนื่องจากค่าอัตราขยายอินทิกรัลของตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่ายมีค่ามากกว่าตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบโดยตรงดังแสดงในรูปที่ 5.25 และสัญญาณควบคุมดังแสดงในรูปที่ 5.26

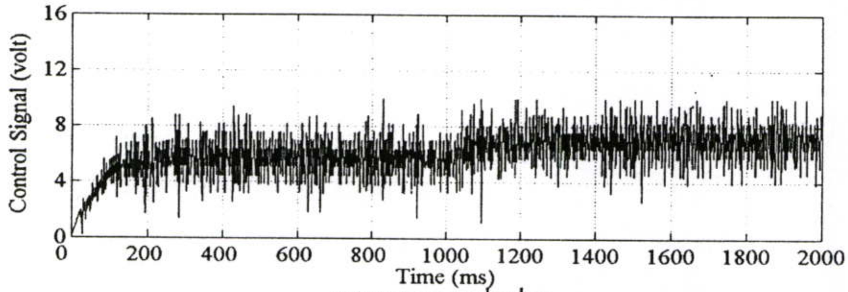


(ก) ออกแบบอย่างง่าย

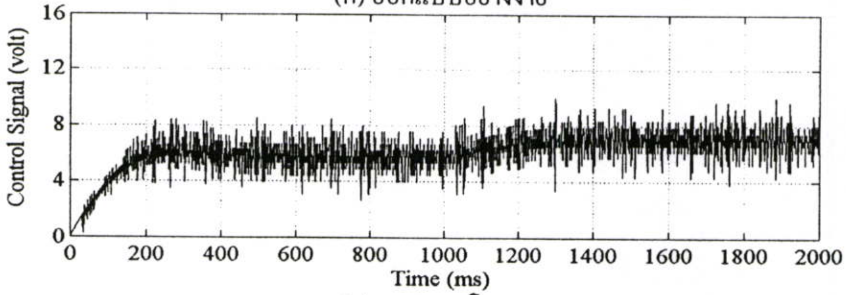


(ข) ออกแบบโดยตรง

รูปที่ 5.25 ผลตอบสนองการทดลองกำจัดผลกระทบต่อสิ่งรบกวนของระบบควบคุม



(ก) ออกแบบอย่างง่าย



(ข) ออกแบบโดยตรง

รูปที่ 5.26 สัญญาณควบคุมของการทดลองกำจัดผลกระทบต่อสิ่งรบกวนของระบบควบคุม

5.4 สรุปผลการทดลอง

จากผลการจำลองระบบควบคุมด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และผลการทดลองควบคุมระบบสองมวลจริงในห้องปฏิบัติการ พบว่าตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่ายด้วยวิธี CRA สามารถควบคุมความเร็วของระบบสองมวลและลดเรโซแนนซ์การบิดที่เกิดขึ้นได้โดยผลตอบสนองไม่มีค่าพุ่งเกินและไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว และวิธี CRA ยังสามารถปรับปรุงความเร็วของผลตอบสนองได้ด้วย รวมทั้งเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของมอเตอร์หรือลดความเร็วรอบของมอเตอร์จากความเร็วรอบเดิม พบว่าควบคุมดังกล่าวสามารถควบคุมระบบที่มีความเร็วรอบเปลี่ยนแปลงหรือลดลงได้ นอกจากนี้ เมื่อมีสัญญาณรบกวนเข้าสู่ระบบควบคุม ตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่าย ยังสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนที่เข้าสู่ระบบ ได้อีกด้วย

บทที่ 6
สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 บทสรุป

ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมไอพีดีอย่างง่ายให้กับกระบวนการอันดับสูงด้วยวิธี CRA โดยเริ่มจากการลดอันดับของกระบวนการอันดับสูงลงโดยตัดโพลด้อยทิ้ง แล้วใช้วิธี CRA ออกแบบตัวควบคุมไอพีดีซึ่งใช้จำนวนของอัตราส่วนคุณลักษณะ α_i น้อยลง จึงทำให้ออกแบบตัวควบคุมไอพีดีได้ง่าย จากนั้นนำตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่ายไปควบคุมระบบสองมวลเพื่อตรวจสอบประสิทธิภาพของตัวควบคุม โดยแบ่งการทดลองเป็นสองส่วน ส่วนที่หนึ่งเป็นการจำลองการทำงานควบคุมความเร็วรอบของระบบสองมวลที่ความเร็วรอบ 1500 รอบต่อนาทีด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยใช้ค่าเกนของตัวควบคุมที่ให้ผลตอบสนองไม่มีค่าพุ่งเกิน โดยเริ่มจากการจำลองควบคุมความเร็วเมื่อป้อนอินพุตแบบขั้น การปรับความเร็วของผลตอบสนอง การจำลองติดตามสัญญาณอ้างอิง การลดสัญญาณอ้างอิง และการกำจัดผลกระทบต่อสิ่งรบกวน จากผลการจำลองนั้น ตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่ายสามารถควบคุมความเร็วรอบของระบบสองมวลได้โดยไม่มีค่าพุ่งเกินและค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว ทั้งยังสามารถกำจัดเรโซแนนซ์การบิดที่เกิดขึ้นได้ และระบบควบคุมไอพีดีสามารถติดตามสัญญาณอ้างอิงได้ เมื่อเป็นที่แน่ใจแล้วว่าตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่ายสามารถควบคุมความเร็วระบบสองมวลได้ ในส่วนที่สองจึงนำตัวควบคุมไอพีดีที่ออกแบบอย่างง่ายไปทดลองควบคุมระบบสองมวล โดยมีขั้นตอนการทดลองเหมือนกันกับการจำลองการทำงานระบบควบคุม จากผลของการทดลองจะเห็นว่าตัวควบคุมที่ออกแบบอย่างง่ายสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ได้โดยไม่มีค่าพุ่งเกินและค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว ทั้งยังสามารถกำจัดเรโซแนนซ์การบิดที่เกิดขึ้นได้โดยมีสมรรถนะใกล้เคียงกับตัวควบคุมที่ออกแบบโดยตรง และสามารถปรับความเร็วของผลตอบสนองได้โดยปรับค่าแฟกเตอร์ β ซึ่งจะเห็นว่าการปรับความเร็วของผลตอบสนองค่อนข้างจำกัด ถ้าปรับค่าแฟกเตอร์ β มากกว่า 1.20 จะทำให้ผลตอบสนองเร็วขึ้นอีกแต่จะเกิดการแกว่งและค่าพุ่งเกินสูงขึ้นจากเดิมที่ได้ออกแบบไว้

6.2 ปัญหาที่พบในการวิจัยและแนวทางการแก้ปัญหา

สำหรับปัญหาที่พบในการทดลองควบคุมความเร็วของระบบสองมวลคือ ค่าวัดของผลตอบสนองที่สถานะอยู่ตัวมีการแกว่งของสัญญาณอ้างอิงอยู่ในช่วง ±1% ซึ่งเกิดจากสัญญาณรบกวนเนื่องจากการวัด (measurement noise) ทำให้ตัวควบคุมพีดีที่อยู่ในส่วนป้อนกลับส่งสัญญาณควบคุมที่ค่อนข้างไม่เรียบในบางขณะได้ดังนั้น จึงควรจะปรับปรุงในส่วนของการกรองสัญญาณรบกวนเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว

6.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

สำหรับข้อเสนอแนะในวิทยานิพนธ์นี้ ควรศึกษาวิธีการลดอันดับของกระบวนการอันดับสูงด้วยวิธีอื่น เช่น การประมาณด้วยวิธีพาเด (Padé-Type Approximation Method) เพื่อออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CRA และในการทดลองควบคุมระบบสองมวลในห้องปฏิบัติการนั้นใช้โปรแกรมภาษาซีที่ทำงานบนระบบปฏิบัติการดอสทำให้ไม่สะดวกในการทดลองเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม ดังนั้นควรศึกษารูปแบบการเขียนโปรแกรมของตัวควบคุมแบบอื่น เช่น โปรแกรมวิชวลซีพลัสพลัส (Visual C++) เพื่อให้ง่ายต่อการนำไปใช้กับระบบงานจริง

เอกสารอ้างอิง

[1] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum Settings for Automatic Controllers", *ASME Trans.64, pp. 759-768, 1942.*

[2] S. Manabe, "Coefficient Diagram Method," *Proc. of the 14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace*, pp. 199–210, 1998.

[3] D. Kumpanya, T. Benjanarasuth, J. Ngamwiwit and N. Komine, "PI Controller Design with Feed forward by CDM for Level Processes," *Proc. of the 2000 IEEE TENCON*, pp. II-65–II-69, 2000.

[4] นพณรงค์ เกื้อกูลรัฐ. 2549. "การออกแบบตัวควบคุมไอ-พีดีเอด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ร่วมกับ ตัวคบคุมป้อนไปหน้าสำหรับควบคุมความเร็วของระบบสองมวล" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

[5] K.S. Kim, Y. C. Kim, L. H. Keel and S. P. Bhattacharya, "PID Controller Design with Time Response Specification," *Proceedings of the American Control Conference Denver, Colorado,* pp. 5005–5010, 2003.

[6] Y. C. Kim, L. H. Keel and S. P. Bhattacharya, "Transient Response Control via Characteristic Ratio Assignment," *IEEE Transactions on Automatic Control,* vol. 48, no. 12, pp. 2238–2244, 2003.

[7] P. Pattanavijit, S. Nundrakwang, T. Benjanarasuth, J. Ngamwiwit and N. Komine, "Simplified PI Controller for Two-Inertia System," *Proc. of the ECTI-CON 2007*, pp. 233–236, 2006

[8] Peerapon Pattanavijit "Simplified Design of PID-Family Controller Base on CDM" Master thesis, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 2007

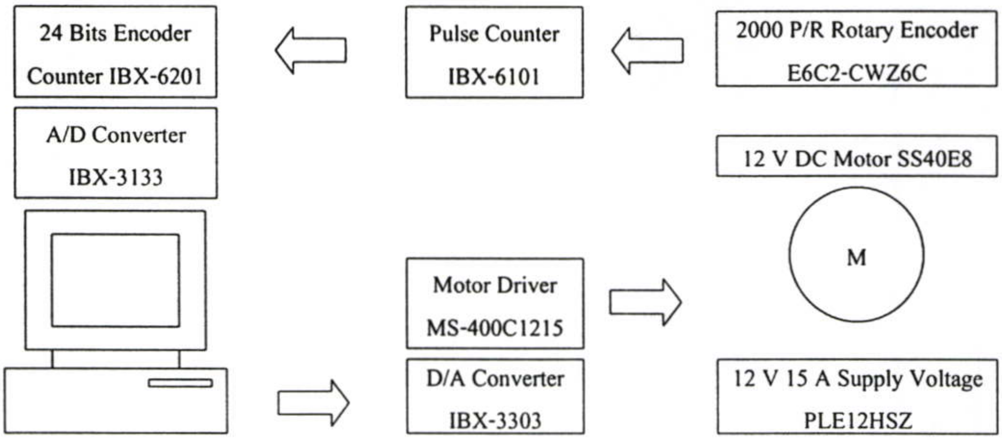
[9] A.Lipatov and N.Sokolov. "Some Sufficient Conditions for Stability and Instability of Continuous Linear Stationary System." *Automat. Remote Cont., 1979*, pp.1285-1291

[10] Benjamin C. Kuo. *Automatic Control Systems*. Seventh Edition. United States of Amarica. Prentice-Hall, Inc. 1995

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

รายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง



รูปที่ ก.1 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมระบบสองมวล

การควบคุมระบบสองมวลแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ ก.1 ประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้

ก.1 คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (PC)

คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลจะทำหน้าที่รับและส่งข้อมูลจากอุปกรณ์เชื่อมต่อต่างๆ จากนั้นนำข้อมูลที่ได้มาประมวลผลเพื่อส่งสัญญาณควบคุมให้แก่ระบบ

ก.2 วงจรนับจำนวนพัลซ์ (Pulse Counter)

วงจรนับจำนวนพัลซ์จะใช้วงจรนับขนาด12 บิตรุ่น IBX-6101 ทำหน้าที่เป็นตัวนับสัญญาณพัลซ์จากเอนโคดเดอร์ แล้วแปลงเป็นข้อมูลดิจิตอลเพื่อส่งให้คอมพิวเตอร์ประมวลผลต่อไป

ก.3 วงจรแปลงข้อมูลดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก (D/A Converter)

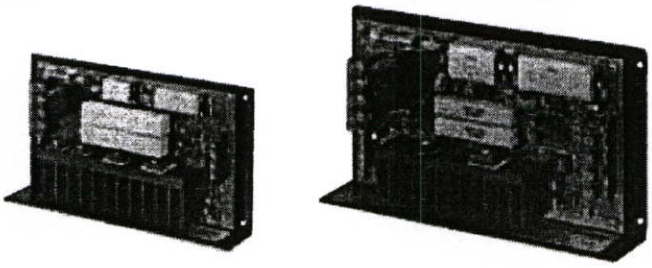
ทำหน้าที่เชื่อมต่อระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์กับวงจรขับมอเตอร์โดยใช้การ์ดแปลงสัญญาณรุ่น IBX-3303 ทำหน้าที่รับข้อมูลดิจิตอลจากคอมพิวเตอร์และแปลงข้อมูลนี้เป็นสัญญาณอนาล็อกในรูปของแรงดันไฟฟ้ามีขนาด 0 โวลต์ ถึง 10 โวลต์ เพื่อส่งแรงดันนี้เข้าสู่วงจรขับมอเตอร์

ก.4 วงจรขับมอเตอร์ (Motor Driver)

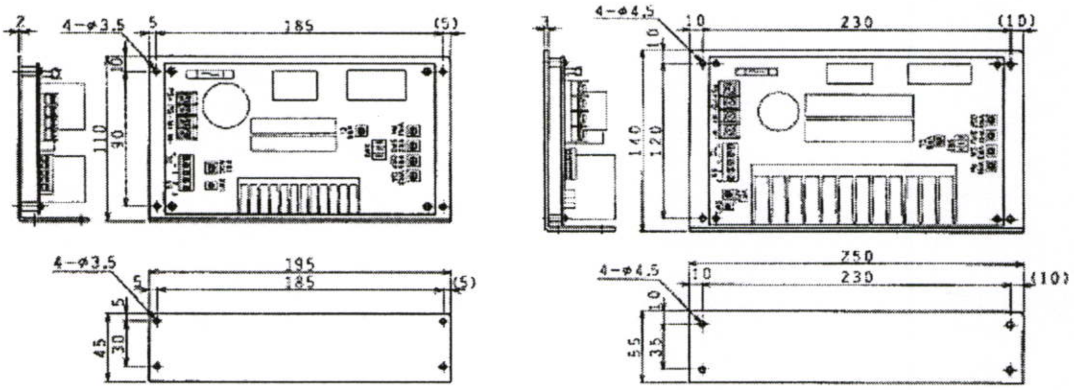
วงจรขับมอเตอร์ทำหน้าที่รับแรงดันจากวงจรแปลงข้อมูลดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก จากนั้นจะแปลงแรงดันให้เป็นสัญญาณ PWM เพื่อใช้ขับมอเตอร์ โดยใช้รุ่น MS-400 SERIES ของบริษัท SAWAMURA DENKI KOGYO มีรายละเอียดแสดงดังรูปที่ ก.2

DC モータドライバ
DC MOTOR DRIVER

MS-400 SERIES



◆寸法図
DIMENSIONS



MS-400□□□04 MS-400□□□08	質　量 0.5kg Mass	
MS-400□□□15 MS-400□□□30	質　量 1.2kg Mass	

◆ 仕様　SPECIFICATION

形式名	MODEL	MS-400T2430	MS-400T4804	MS-400T4808	MS-400T4815	MS-400C1204	MS-400C1208	MS-400C1215
適用モータ	MATCHING MOTOR	SS60E8-T0	SS40E2-T0 ~SS60E3-T0	SS60E6-T0	SS60E8-T0	SS32G SS40E2	SS40E4 SS40E6	SS40E8 SS60E3
モータ出力	MOTOR OUTPUT	350w	20W~120W	250W	350W	14W,20W	40W,60W	80W,120W
主回路	MAIN CIRCUIT	FET PWM 制御（非可逆）　FET PWM control (Non-reversible)						
電源電圧	SUPPLY VOLTAGE	DC 24V±20%	DC 48V±20%			DC 12V±20%		
出力電圧	OUTPUT VOLTAGE	DC 0~23V	DC 0~47V(電源48V Power Supply 48V)			DC 0~11V(電源12V Power Supply 12V)		
定格電流	RATED CURRENT	DC 30A	DC 4A	DC 8A	DC15A	DC 4A	DC 8A	DC 15A
指令電圧	COMMAND VOLTAGE	DC 0~10V						
指令入力抵抗	COMMAND INPUT IMPEDANCE	100kΩ						
速度帰還	SPEED FEEDBACK	タコジェネレータ 3~7V/krpm TACHO-GENERATOR				モータ逆起電圧 Counter Electromotive Force		
調整機能	ADJUSTMENT	スタッティックゲイン、位相補償、ソフトスタート、オフセット、スピード、電流制限 STATIC GAIN, PHASE COMPEN, SOFT START, OFFSET, SPEED, CURRENT LIMIT						
保護機能	PROTECTION	過電流 OVER CURRENT, 電圧低下 LOW VOLTAGE						
使用温度範囲	OPERATING TEMPERATURE	−10~40℃						

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

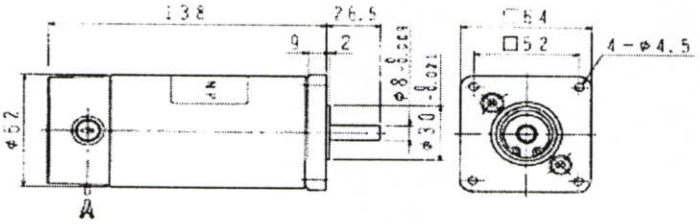
澤村電気工業株式会社　〒213-0002 神奈川県川崎市高津区二子 6-12-10　TEL (044)811-9331　FAX(044)833-9260
URL http://www.sawamura.co.jp/

รูปที่ ก.2 รายระเอียดของชุดวงจรขับดีซีมอเตอร์

ก.5 มอเตอร์และภาระ

มอเตอร์และภาระที่ใช้ในการทดลองเป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 12 โวลต์ รุ่น SS40E8 ของบริษัท SAWAMURA DENKI KOGYO มีรายละเอียดแสดงดังรูปที่ ก.3

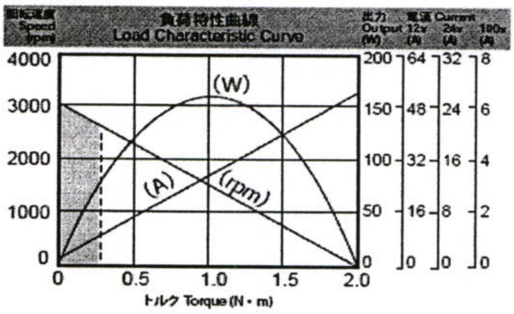
標準定格電圧 Standard Rated Voltage 12V/24V/100V　DC モータ DC MOTOR 80W　MODEL **SS40E8**



質量 Mass **1.6kg**

連続定格 Continuous rating				無負荷 No load		電機子抵抗 Armature R.	電機子慣性モーメント(GD²) R. Inertia	機械的時定数 (tm)	逆起電力定数 (Ke)	トルク定数 (Kt)	ブラシ長さ Brush L
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	Ω	kg·cm² (kgf·cm²)	ms	V/krpm	N·m/A	mm
12	10	2500	0.31 (3.2)	0.8	3000	0.25	0.7 (2.8)	12	4	0.038	10 限度長さ 4
24	5	2500	0.31 (3.2)	0.4	3000	0.85	0.7 (2.8)	12	8	0.076	
100	1.2	2500	0.31 (3.2)	0.08	3000	15	0.7 (2.8)	12	33.3	0.32	

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



連続使用領域 Scope for continual use

許容オーバーハング荷重：98N(10kgf)
Permissible Overhung Load

許容スラスト荷重：78N(8kgf)
Permissible Thrust Load

オーバーハング荷重の着力点は、軸端部長さの1/2の位置。
Point of application of force for overhung load lies on half as long as shaft edge length.

●適用ドライバ Matching Driver List

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

●標準仕様

使用温度 ：−10℃〜40℃
使用湿度 ：40%〜90%　結露なきこと
回転方向 ：可逆
耐熱クラス ：B
絶縁抵抗 ：DC500Vメガーにて、20MΩ以上
耐電圧 ：AC 1000V 1分間
外　観 ：生地(鉄ケース部めっき)

●取り扱い上の注意

■モータリード線の赤を(+)に、青を(−)に接続するとモータ軸から見て時計方向に回転します。
■DC電源の極性を替えると、正逆相似の特性が得られます。モータが回転中に極性を替えると、モータや相手装置に悪影響を与えます。一旦停止後に逆方向に回転して下さい。
■定格は平滑な直流電源での連続定格です。
脈流電源を使用する場合は温度上昇が高くなりますのでモータの温度上昇に注意して下さい。

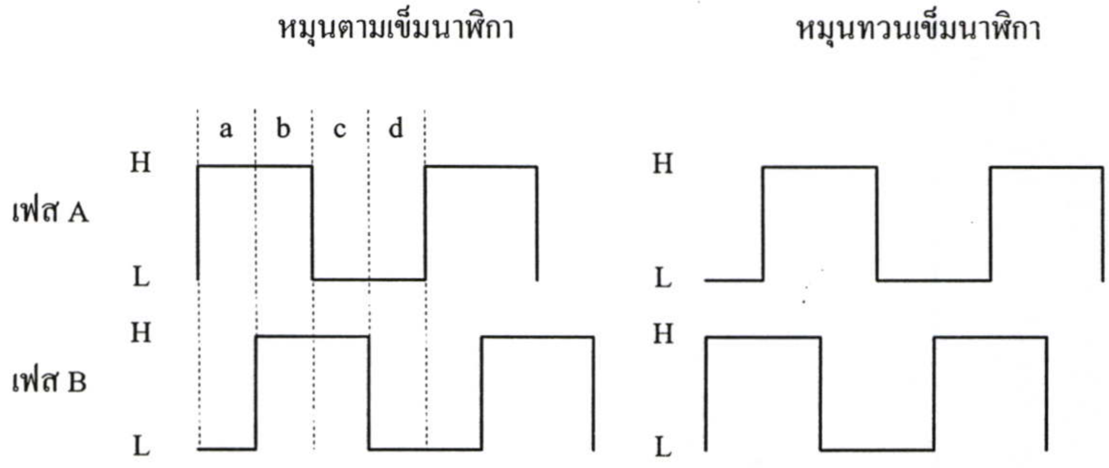
本カタログ記載の内容は予告なく変更させていただく場合がありますのでご了承下さい。　Content of this catalogue is subject to change without notice.

澤村電気工業株式会社　〒213-0002 神奈川県川崎市高津区二子 6-12-10　TEL (044)811-9331　FAX (044)833-9260
URL http://www.sawamura.co.jp/

รูปที่ ก.3 รายละเอียดของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

ก.6 เอนโคดเดอร์แบบหมุน (Rotary Encoder)

เอนโคดเดอร์เป็นส่วนประกอบที่สำคัญในระบบควบคุมที่มีการป้อนกลับ เนื่องจากสัญญาณป้อนกลับที่ส่งมาจากเอนโคดเดอร์นั้น สามารถนำมาวิเคราะห์เพื่อหาคุณสมบัติของระบบหรือสามารถบอกสถานะของระบบนั้นได้ว่าเป็นอย่างไร โดยนำสัญญาณป้อนกลับที่ได้นี้มาคำนวณเพื่อหาสัญญาณควบคุมให้กับระบบนั้นทำงานอย่างมีสมรรถนะ ซึ่งเอนโคดเดอร์ที่ใช้ในระบบ สองมวลจะเป็นเอนโคดเดอร์แบบหมุนมีความละเอียด 2000 พัลซ์ต่อการหมุน 1 รอบ (360 องศา) แต่เนื่องจากเมื่อเอนโคดเดอร์หมุนจะทำให้เกิดสัญญาณพัลซ์ขึ้นที่ขา A และ B ของเอนโคดเดอร์ซึ่งต่างเฟสกันอยู่ 90 องศา โดยทั้งสองสัญญาณนี้จะถูกขยายสัญญาณและส่งเข้าสู่วงจรนับ ซึ่งวงจรนับจะแบ่งสัญญาณพัลซ์ทั้งสองออกเป็น 4 ส่วนแสดงดังรูปที่ ก.4 ดังนั้นจะทำให้ความละเอียดของสัญญาณพัลซ์เพิ่มขึ้นเป็น 4 เท่า นั่นคือ 8000 พัลซ์ต่อการหมุน 1 รอบ ดังนั้นความละเอียดของมุมที่วัดได้คือ 360/8000 = 0.045 องศาต่อสัญญาณ 1 พัลซ์



รูปที่ ก.4 แสดงลักษณะของสัญญาณพัลซ์ที่เกิดขึ้นเมื่อเอนโคดเดอร์หมุน

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

OMRON

Incremental Rotary Encoder — E6C2-C

Industrial Strength Encoder Meets
World-Class Standards

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

Specifications

■ RATINGS/CHARACTERISTICS

Electrical

Item	E6C2-CWZ6C	E6C2-CWZ3E	E6C2-CWZ1X	E6C2-CWZ5B
Power supply voltage	5 to 24 VDC (allowable range: 4.75 to 27.6 VDC)	5 to 12 VDC (allowable range: 4.75 to 13.2 VDC)	5 VDC±5%	12 VDC −10% to 24 VDC +15%
Current consumption (See Note 1.)	80 mA max.	100 mA max.	160 mA max.	100 mA max.
Resolution	10, 20, 30, 40, 50, 60, 100, 200, 300, 360, 400, 500, 600, 1,000, 1,200, 1,500, 1,800, 2,000 P/R			100, 200, 360, 500, 600, 1,000, 2,000 P/R
Output phases	A, B, and Z (reversible)		A, $\overline{A}$, B, $\overline{B}$, Z, $\overline{Z}$	A, B, and Z (reversible)
Output configuration	NPN open collector output	Voltage output (NPN output)	Line driver (See Note 2.)	PNP open collector output
Output capacity	Applied voltage: 30 VDC max. I_{sink}: 35 mA max. Residual voltage: 0.4 V max. (I_{sink}: 35 mA max.)	Output resistance: 2 kΩ (residual voltage: 0.4 V max. I_{sink}: 20 mA max.)	AM26LS31 Output current: High level (I_O): −20 mA Low level (I_S): 20 mA Output voltage: V_O: 2.5 V min. V_S: 0.5 V max.	I_{sink}: 35 mA max. Residual voltage: 0.4 V max. (I_{sink}: 35 mA max.)
Max. response frequency (See Note 3.)	100 kHz			50 kHz
Phase difference on output	90°±45° between A and B (1/4T±1/8T)			
Rise and fall times of output	1 μs max. (control output voltage: 5 V; load resistance: 1 kΩ; cable length: 2 m)	1 μs max. (cable length: 2 m; I_{sink}: 10 mA max.)	0.1 μs max. (cable length: 2 m; I_O: −20 mA; I_S: 20 mA)	1 μs max. (cable length: 2 m; I_{sink}: 10 mA max.)
Insulation resistance	100 MΩ min. (at 500 VDC) between carry parts and case			
Dielectric strength	500 VAC, 50/60 Hz for 1 min between carry parts and case			

Note: 1. An inrush current of approx. 9 A flows for approx. 0.3 ms right after the E6C2-C is turned on.

2. The line driver output of the E6C2-C is used for data transmission circuitry conforming to RS-422A and ensures long-distance transmission over twisted-pair cable, with quality equivalent to AM26LS31.

3. The maximum electrical response revolution is determined by the resolution and maximum response frequency as follows:
Maximum electrical response frequency (rpm) = maximum response frequency/resolution x 60
This means that the E6C2-C Rotary Encoder will not operate electrically if its revolution exceeds the maximum electrical response revolution.

รูปที่ ก.5 รายละเอียดของเอนโคดเดอร์ที่ใช้ในการทดลอง

■ MECHANICAL

Item		E6C2-CWZ6C	E6C2-CWZ3E	E6C2-CWZ1X	E6C2-CWZ5B
Shaft loading	Radial	5 kgf (49.0 N) 11.0 lbf			
	Thrust	3 kgf (29.4 N) 6.6 lbf			
Moment of inertia		10 g • cm^2 (1 x 10^{-6} kg • m^2) max.; 3 g • cm^2 (3 x 10^{-7} kg • m^2) max. at 600 P/R max. 6.6 x 10^{3}lb/in .65 x 10			
Starting torque		100 gf • cm (9.8 mN • m) max. (7.2 m ft • lbf)			
Max. permissible revolution		6,000 rpm			
Vibration resistance		10 to 500 Hz, 150 m/s^2 (15G) or 2-mm double amplitude for 11 min 3 times each in X, Y, and Z directions			
Shock resistance		1,000 m/s^2 (100G) 3 times each in X, Y, and Z directions			
Weight		Approx. 400 g max. (cable length: 2 m) 0.88 lbs			

■ ENVIRONMENTAL

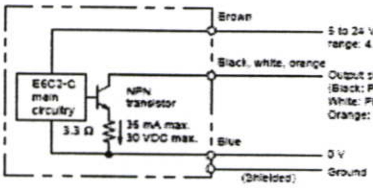
Item		E6C2-CWZ6C	E6C2-CWZ3E	E6C2-CWZ1X	E6C2-CWZ5B
Ambient temperature	Operating	−10°C to 70°C (14°F to 158°F) with no icing			
	Storage	−25°C to 85°C (−13°F to 185°F) with no icing			
Ambient humidity	Operating	35% to 85% (with no condensation)			
Protective circuit		Protection from load short-circuiting and power supply reverse polarity wiring			
Degree of protection		IEC IP64 (JEM IP64f drip-proof) (See Note.)			

Note: The applicable JEM standard is JEM1030 1991.

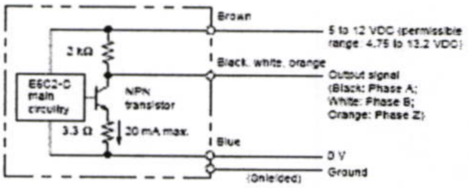
Operation

■ OUTPUT CIRCUIT DIAGRAM

E6C2-CWZ6C



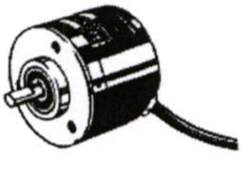
E6C2-CWZ3E

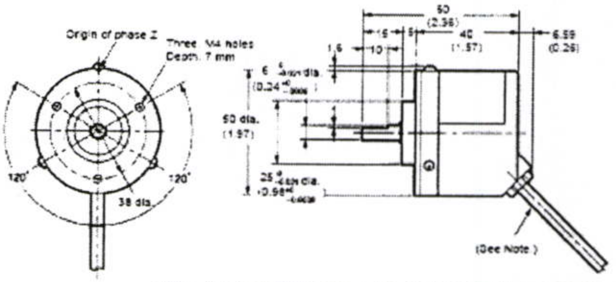


Dimensions

Unit: mm (inch)

■ E6C2-C





Note: 2-m-long, PVC code, 5-dia. (18/0.12 dia.) five conductors and shield (eight conductors for line driver use)

รูปที่ ก.5 รายละเอียดของเอนโคดเดอร์ที่ใช้ในการทดลอง (ต่อ)

Installation

■ CONNECTION

E6C2-CWZ6C/-CWZ3E

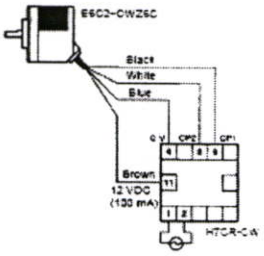
Color	Terminal
Brown	Power supply (+V_{CC})
Black	Output phase A
White	Output phase B
Orange	Output phase Z
Blue	0 V (common)

Note: Receiver: AM26LS32

Connection Examples

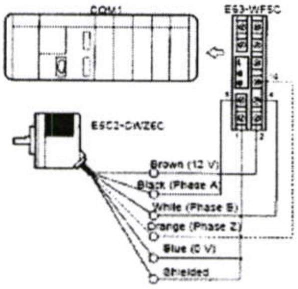
■ H7CR-CW DIGITAL COUNTER

Applicable Model: E6C2-CWZ6C



■ CQM1 PROGRAMMABLE CONTROLLER

Applicable Model: E6C2-CWZ6C



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

OMRON

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

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

Cat. No. CEDSAX3 10/99 Specifications subject to change without notice Printed in U.S.A.

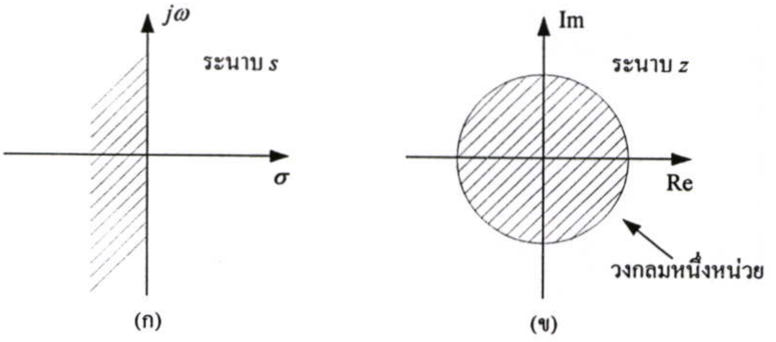
รูปที่ ก.5 รายละเอียดของเอนโคดเดอร์ที่ใช้ในการทดลอง (ต่อ)

ภาคผนวก ข.

การพิจารณาเสถียรภาพของระบบควบคุม

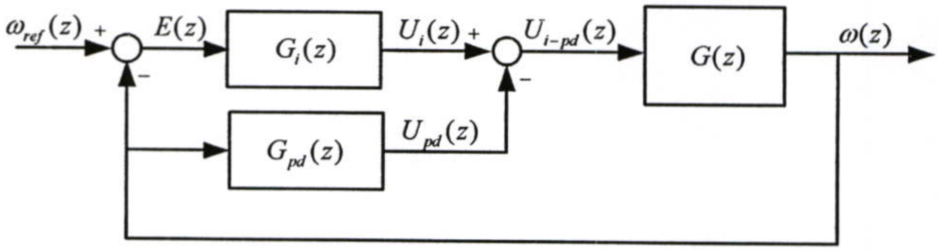
ข. การพิจารณาเสถียรภาพของระบบควบคุมเวลาไม่ต่อเนื่อง

การพิจารณาเสถียรภาพของระบบควบคุมเวลาต่อเนื่องเมื่อแปลงเป็นระบบควบคุมเวลาไม่ต่อเนื่อง สามารถพิจารณาได้จากขอบเขตเสถียรภาพของตัวแปรเชิงซ้อน s ของฟังก์ชันการแปลงลาปลาซที่แม็ปไปสู่ขอบเขตเสถียรภาพของตัวแปรเชิงซ้อน z ซึ่งคือพื้นที่ภายในวงกลมหนึ่งหน่วยบนระนาบ z ดังแสดงในรูปที่ ข.1



รูปที่ ข.1 ขอบเขตเสถียรภาพของระบบควบคุม

ระบบสองมวลในห้องปฏิบัติการได้ใช้คอมพิวเตอร์เป็นตัวควบคุม ดังนั้น ในการพิจารณาเสถียรภาพของระบบควบคุมต้องแปลงระบบควบคุมจากเวลาต่อเนื่องไปเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่องก่อน ซึ่งจะได้โครงสร้างระบบควบคุมไอพีดีเวลาไม่ต่อเนื่อง ดังแสดงในรูปที่ ข.2



รูปที่ ข.2 โครงสร้างของระบบควบคุมไอพีดีระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง

ในการแปลงระบบสองมวลได้ใช้การคงค่าอันดับศูนย์ (zero-order hold)

$$G_{ho}(s) = \frac{1-e^{-Ts}}{s} \qquad (ข1)$$

โดยที่ T คือ เวลาชักตัวอย่าง และมีหน่วยเป็นวินาที

ดังนั้น ระบบสองมวล $G(s)$ ที่ถูกแปลงแล้วคือ

$$G(z)=\mathcal{Z}\left[\frac{\left(1-e^{-Ts}\right)}{s}G_p(s)\right] \qquad (ข2)$$

โดยที่

$$G_p(s)=\frac{3.67\times10^4+5.13\times10^7}{s^4+2500s^3+1.45\times10^5s^2+7.39\times10^6s^1+1.98\times10^8} \qquad (ข3)$$

การควบคุมระบบสองมวลในวิทยานิพนธ์นี้ใช้ค่าเวลาชักตัวอย่าง T เท่ากับ 0.001 วินาที ดังนั้น ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบสองมวล $G_p(s)$ ที่อยู่ในระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง คือ

$$G(z)=\frac{0.009199z^3-0.01426z^2+0.0009452z+0.00413}{z^4-3.028z^3+3.14z^2-1.194z+0.08208} \qquad (ข4)$$

สำหรับพารามิเตอร์ของตัวควบคุมไอพีดีนั้น ใช้ค่าอัตราขยายที่ได้จากวิธีการออกแบบอย่างง่ายที่แสดงในตารางที่ 5.2 แล้วแปลงด้วยวิธีอินทิเกรตหาผลต่างถดถอย ตามที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 4 จะทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนในส่วนของตัวควบคุมไอและพีดีในระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง คือ

$$G_i(z)=\frac{0.05447z}{z-1} \qquad (ข5)$$

และ

$$G_{pd}(z)=\frac{43.22z-40}{Tz} \qquad (ข6)$$

ตามลำดับ จากนั้นหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของระบบควบคุมไอพีดี โดยตรวจสอบว่าโพลของระบบควบคุมวงปิดจะอยู่ภายในพื้นที่วงกลมหนึ่งหน่วยบนระนาบ z หรือไม่ ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนที่อยู่ในระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง คือ

$$G_{cl}(z)=\frac{0.0005011z^5-0.0007765z^4+0.00005149z^3+0.0002249z^2}{z^6-3.629z^5+4.785z^4+2.739z^3+0.8064z^2-0.388z+0.1652} \qquad (ข7)$$

ซึ่งมีโพลวงปิดอยู่ที่ $-0.1516\pm j0.3919$, $0.9915\pm j0.03999$, 0.9897 และ 0.9601 จะเห็นว่าโพลวงปิดทั้งหมดอยู่ในวงกลมหนึ่งหน่วยบนระนาบ z แสดงว่าระบบควบคุมยังมีเสถียรภาพเมื่อแปลงจากเวลาต่อเนื่องเป็นระบบควบคุมเวลาไม่ต่อเนื่อง

ภาคผนวก ค.

โปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง

โปรแกรมที่ใช้ควบคุมความเร็วระบบสองมวล

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

#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               2700        /* Number of collected data */

        char            s[20];
        int             i,j,n,nn;
        unsigned int    dl,dh,vx1,vx2,dd1,dd2;
        double          cnt_read(unsigned int);
        double          T,x,xd,r,rd,x1[NN],x2[NN],u[NN],y[2],ee[2],volt,volt1;
        double          ref0,ref1,sp,spm,Reref;
        double          Kp,Ki,Kd,Ui,Ui_old,Upd;
        double          DISTURB,RETARD;
        double          cntnew1,cntold1,cnt1,cnt10,cntnew2,cntold2,cnt2,cnt20,CL;
```

```
        FILE            *fp_w;
        int             inter=0;

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

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

        /* Enble 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;
        volt1=0.0;
        n=0.0;
        nn=NN;
        y[1]=0.0;  y[2]=0.0;
```

```
ee[1]=0.0;  ee[2]=0.0;
volt=0.0;
RETARD=0.0;
DISTURB=0.0;
ref0=0.0;  ref1=2.5;
r=0.0; rd=0.0; x=0.0; xd=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);  */

printf("\n     Reference Speed  (maximum 2.5 (x1000rpm)) = ");  gets(s);  ref1=atof(s);
printf("\n     Time  (max 2700 msec ) = ");  gets(s);  nn=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     Time to Load Disturb (msec) = ");  gets(s);  DISTURB=atof(s);
printf("\n     Time to Speed Retard (max 2700 msec) = ");  gets(s);  RETARD=atof(s);
printf("\n     Pleas new speed for retard ");

if(RETARD>100)
{
 printf("\n New Reference speed (max2.5(x1000rpm))="); gets(s); Reref=atof(s);
}
printf("\n          Running");
/* Initialize Counter */
outp(ADR1+4,0x8c);
outp(ADR2+4,0x8c);
cntold2=cnt_read(ADR1);
cntold1=cnt_read(ADR2);
```

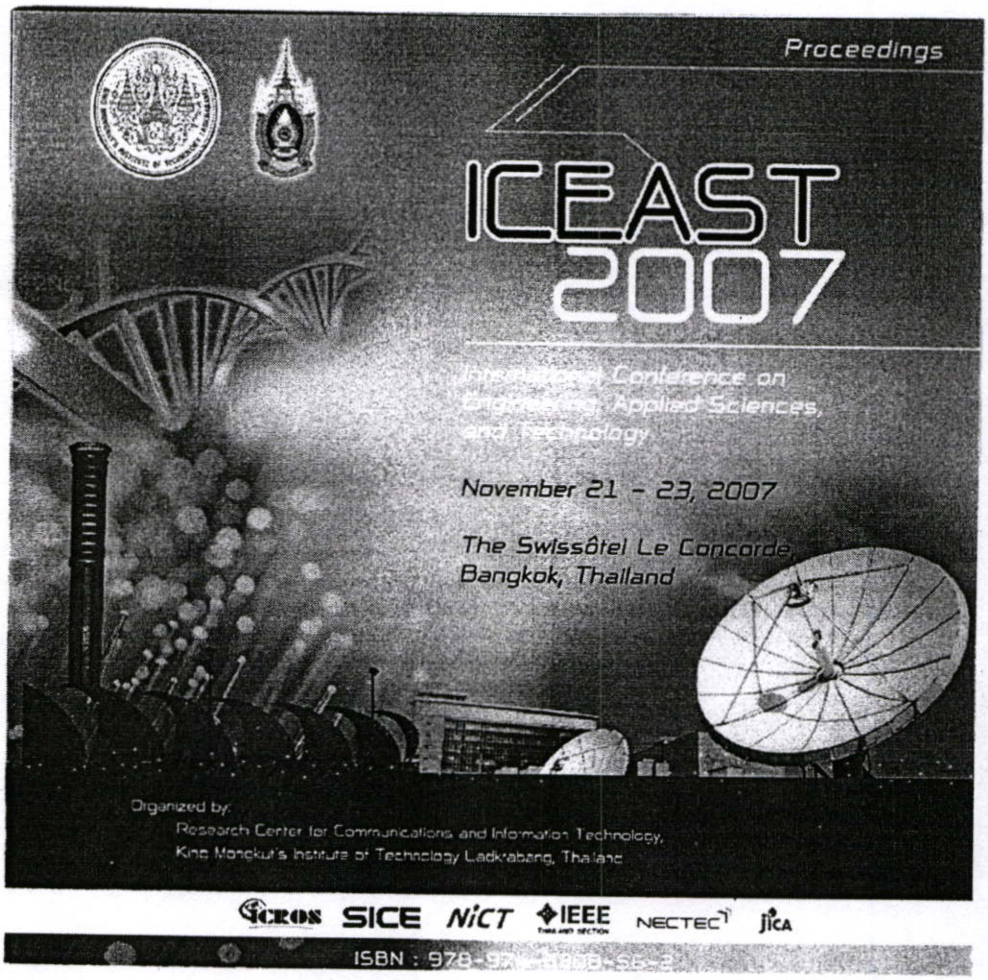
```
/************************ MAIN ROUTINE ************************/
while(n<nn)
{       if(kbhit() !=0) break;
        if(n<1000) r=ref1;       /* Step time at 100th sampling */
        if(n>=7000) r=ref0;
        if(n>=RETARD) r=Reref;
        if(inter==1)
        {
                cntnew2=cnt_read(ADR1);
                cnt2=cntnew2-cntold2;
                cntold2=cntnew2;

                cntnew1=cnt_read(ADR2);
                cnt1=cntnew1-cntold1;
                cntold1=cntnew1;

                y[1]=-0.015*cnt1;             /* unit in x1000 rpm */
                y[2]=0.015*cnt2;              /* unit in x1000 rpm */

                x1[n]=y[1];
                x2[n]=y[2];

                T=0.001; /*Sampling Time*/

                x=r;
                ee[2]=(x-y[1]);
                Ui=(Ki*T*ee[2])+Ui_old ;
                Upd=(Kp*x1[n])+((Kd/T)*(x1[n]-x1[n-1]));
                volt=Ui-Upd;     /* I-PD Controller */

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

```
                {
                 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(volt>10) volt=10;
                if(volt<0) volt=0;
                u[n]=volt;

                vx1=volt1/da_deta;
                dl=vx1&0xff;
                dh=(vx1>>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);

                ee[1]=ee[2];
                volt1=volt;
                Ui_old=Ui;
                xd=x;
                rd=r;
                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_w=fopen("I_PD.dat","w");
        n=0;
        while(n<nn){    fprintf(fp_w,"%f %f\n",x1[n],u[n]);
                        n++;    }
        fclose(fp_w);
}
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 ง.

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์



Proceedings
ICEAST
2007
International Conference on
Engineering, Applied Sciences,
and Technology
November 21 - 23, 2007
The Swissôtel Le Concorde
Bangkok, Thailand
Organized by:
Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
ICROS SICE NiCT IEEE NECTEC JICA
ISBN : 978-

Simplified Design of I-PD Controller Based on CRA Approach

S. Suathed[1], S. Nundrakwang[1], T. Benjanarasuth[1], N. Komine[2] and J. Ngamwiwit[1]
[1] Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand
[2] School of Information Science and Technology, Tokai University, Kanagawa, Japan

Abstract—**A simplified design of I-PD controller for a higher-order plant by using the concept of plant model reduction and characteristic ratio assignment (CRA) method with less number of characteristic ratios α_i is presented in this paper. A lower-order plant model is first obtained by ignoring the non-dominant poles of the higher-order plant and a I-PD controller is then designed for the model by using CRA method with the appropriate values of characteristic ratios in order to obtain the closed-loop step response without overshoot. Finally, the designed I-PD controller is employed to control the original higher-order plant. The simulation results show that I-PD controller designed from the lower-order plant model is sufficient for controlling the original higher-order plant with acceptable performance. The simulation result of speed improvement of the step response by varying the value of a factor β greater than one in the design is also shown.**

Keywords—**Characteristic ratio assignment, reduced-order plant, I-PD controller**

I. INTRODUCTION

In the industries, most processes have employed PID-family controllers since several decades ago due to their simplicity and their sufficiency in process control applications. It is reported lately that more than 90% of the industrial controllers used nowadays are PID controllers. However, its parameters must be tuned for acceptable responses. The most popular tuning formula is Ziegler-Nichols' tuning formula [1], which is designed to have quarterly decayed overshoot characteristic in the step response. The fine tune is needed for over-damped characteristic.

In 1998, a method called Coefficient Diagram Method (CDM) [2] has been proposed for assigning the unknown parameters of the controllers that result for over-damped response. The structure of feedforward controller assigning by CDM concept is added to the CDM control system for improving the step response [3].

Recently, Y. C. Kim et al [4] proposed a new design method called characteristic ratio assignment (CRA). The method introduces an algorithm in terms of generalized time constant τ and characteristic ratios α_i which specify a corresponding characteristic polynomial that results in the desired response. A lower or no overshoot with arbitrary speed in step responses can be obtained by employing an appropriate controller assigned by CRA. The speed of step response can easily be improved by increasing the value of factor β greater than one.

In this paper, the simplified design of an I-PD controller for higher-order plant using CRA concept with less number of characteristic ratios α_i is presented. By ignoring the non-dominant pole, the higher-order plant model is reduced to be a lower-order plant model. After that, CRA is used to design the I-PD controller for controlling the lower-order plant model. Finally, the I-PD controller designed for the lower-order plant model is employed for controlling the original higher-order plant. In order to demonstrate the effectiveness of the proposed method, the simulation results in controlling the speed of a two-inertia system by the proposed I-PD controller are shown. The effect of varying the factor β is also investigated by simulations to verify the capability of the propose method in improving response speed

II. CRA METHOD

In this section, the concept of CRA method will be described. Given a closed-loop transfer function [4]

$$G(s)=\frac{a_0}{a_n s^n + a_{n-1}s^{n-1}+\ldots+a_1 s+a_0} \tag{1}$$

where its closed-loop polynomial is expressed as

$$P(s)=a_n s^n + a_{n-1}s^{n-1}+\ldots+a_1 s+a_0, \forall a_i>0, \tag{2}$$

the characteristic ratios are defined as

$$\alpha_1=\frac{a_1^2}{a_0 a_2}, \alpha_2=\frac{a_2^2}{a_1 a_3}, \ldots, \alpha_{n-1}=\frac{a_{n-1}^2}{a_{n-2}a_n} \tag{3}$$

and the generalized time constant corresponding to the response speed of system with $P(s)$ is defined to be

$$\tau=\frac{a_1}{a_0}. \tag{4}$$

The coefficients a_i of the polynomial $P(s)$ can also be reversely expressed as

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

$$a_i=\frac{a_0\tau^i}{\alpha_{i-1}\alpha_{i-2}^2\alpha_{i-3}^3\ldots\alpha_2^{i-2}\alpha_1^{i-1}} \text{ for } i=2,\ldots,n. \tag{6}$$

978-974-8308-56-2 ©2007 KMITL

For a set of specified α_i's, τ and a_0, the corresponding polynomial $P(s)$ can be determined. In order to improve the speed of the step response, the value of the generalized time constant should be changed by a factor β as

$$\tau = \frac{1}{\beta}\left(\frac{a_1}{a_0}\right). \tag{7}$$

where $\beta > 1$. In this case, the speed of step response can be adjusted without changing the characteristic ratios. Hence, the closed-loop transfer function (1) becomes

$$G_\beta(s) = \frac{\beta^n a_0}{a_n s^n + \beta a_{n-1} s^{n-1} + \ldots + \beta^{n-1} a_1 s + \beta^n a_0}. \tag{8}$$

III. CONTROLLER DESIGN

In this section, I-PD control system is considered as shown in Fig. 1. The plant model order reduction, I-PD controller structure and its designing procedure will be described respectively.

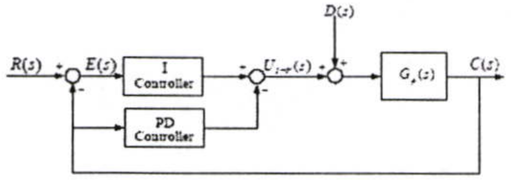


Fig. 1. I-PD control system structure.

A. Plant Model Order Reduction

Consider the k^{th}-order plant with transfer function given as

$$G_p(s) = \frac{K\prod_{j=1}^{m}(s+z_j)}{\prod_{i=1}^{k}(s+p_i)};\ k \ge m. \tag{9}$$

Without loss of generality, assuming that it contains non-dominant poles $-p_i$ for $i = 1, 2, \ldots, l$. Consequently, the k^{th}-order plant can be reduced to be a lower-order plant model as

$$\tilde{G}_p(s) = \frac{\tilde{K}\prod_{j=1}^{m}(s+z_j)}{\prod_{i=l+1}^{k}(s+p_i)};\ \tilde{K} = \frac{K}{\prod_{i=1}^{l} p_i};\ k-l \ge m. \tag{10}$$

B. I-PD Controller Design

The control signal of the conventional I-PD controller in Fig. 1 is given by

$$U_{I\text{-}PD}(s) = \frac{K_i}{s}E(s) - (K_p + K_d s)C(s), \tag{11}$$

where K_i, K_p and K_d are the integral, the proportional and derivative gains respectively, $E(s) = R(s) - C(s)$ is the error signal. $R(s)$ is the reference signal. $C(s)$ and $D(s)$ are the output and constant disturbance of the control system.

The designing steps of the I-PD controller by CRA are as follows:

1) Choose the appropriate values of characteristic ratios α_i for $i = 1, 2, \ldots, k-l+1$ and generalized time constant τ to find the characteristic polynomial $P(s)$ such that the over-damped response of the closed-loop system with lower-order plant model is obtained.
2) Find the closed-loop characteristic polynomial from the closed-loop transfer function which is included the unknown parameters of the I-PD controller and equate it to the characteristic polynomial obtained in step 1) to obtain the controller gains of K_i, K_p and K_d.
3) Apply the I-PD controller obtained in step 2) to control the original plant.

If response speed improvement of the higher-order plant using the I-PD controller resulting from the lower plant model is required, the value of factor β must be increased greater than one since its initial value in the above designing step is one.

IV. SIMULATION RESULTS

The simulation results of the speed control of the two-inertia system [5] using the proposed I-PD controller obtained from the simplified design based on CRA approach will be shown in this section.

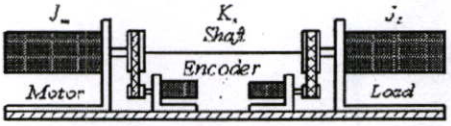


Fig. 2. Model of two-inertia system.

The two-inertia system model is shown in Fig. 2 and its block diagram are shown in Fig. 3.

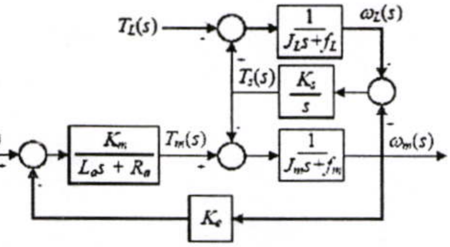


Fig. 3. Block diagram of the two-inertia system.

The transfer function of the two-inertia system shown in Fig. 3 from [5] is

$$G_p(s) = \frac{4\times10^4 s^2 + 6.67\times10^7}{s^4 + 2.5\times10^3 s^3 + 1.57\times10^5 s^2 + 8.85\times10^6 s + 2.57\times10^8}$$

It is seen that the two-inertia system is a fourth-order system. The corresponding open-loop poles are at $s = -39.6, -2436.8, -11.8+j50.2, -11.8-j50.2$. Note that two poles at $s = -39.6, -2436.8$ can be considered as non-dominant poles. The open-loop response of the two-inertia system when applying the input voltage at 5 volts is shown in Fig. 4. It is seen from the figure that the unsatisfied torsional resonance occurs and it must be reduced by using an appropriate controller.

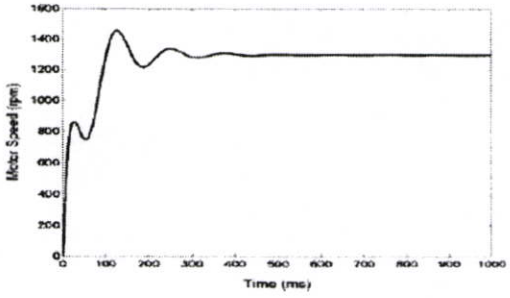


Fig. 4. Open-loop step response of two-inertia system.

Since the non-dominant poles of the two-inertia system located at $s = -39.6$ and $s = -2436.8$ can be neglected; therefore, the transfer function of the above system can be reduced to be a second-order model as

$$\tilde{G}_p(s) = \frac{4\times10^4 s^2 + 6.67\times10^7}{9.65\times10^4 s^2 + 2.28\times10^6 s + 2.57\times10^8}$$

This lower order plant model of the two-inertia system will be used to design the parameters of I-PD controller for the original two-inertia system by CRA method. In this paper, this design method base on the reduced order plant model is called simplified design method while the one directly design from the original two-inertia system is called direct design method.

A. System Responses

Based on the controller design procedure stated previously, the parameters K_p, K_i and K_d of the I-PD controller obtained from the lower order plant model of the two-inertia system with the values of the characteristic ratios and the generalized time constant chosen as $\alpha_1 = 8.9$, $\alpha_2 = 0.45$, $\alpha_3 = 5.107$ and $\tau = 130 ms$ are summarized in the Table I. Note that the characteristic ratios are chosen to give the positive values of K_i, K_p and K_d of the I-PD controller when the simplified design method is employed. For comparison, the parameters of I-PD controller directly obtained from the original plant model with same value of the generalized time constant and $\alpha_1 = 2.95$, $\alpha_2 = 3.18$, $\alpha_3 = 0.65$, $\alpha_4 = 30$ can also be shown in Table I.

TABLE I
CONTROLLER PARAMETERS AND SYSTEM PERFORMANCE FOR FACTOR $\beta = 1.0$

Design Method	K_i	K_p	K_d	t_r (ms)	t_s (ms)
Direct	30.21	0.08	0.022	221	373
Simplified	52.92	3.02	0.034	251	440

The simulation results of the motor speed of the two-inertia system controlled by the simplified and direct design I-PD controllers are shown in Fig. 5. It is seen that the proposed I-PD controller can control the speed at 1300 rpm without torsional resonance, overshoot and steady-state error. It is also seen that both system responses are quite similar and theirs rise times and settling times are numerated also in Table I.

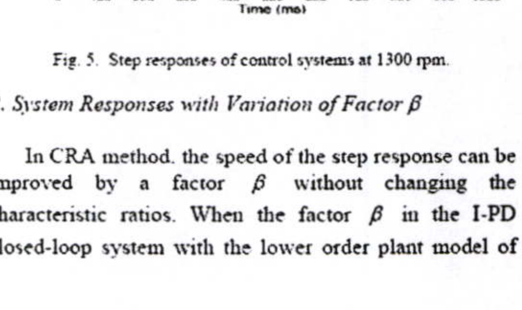


Fig. 5. Step responses of control systems at 1300 rpm.

B. System Responses with Variation of Factor β

In CRA method, the speed of the step response can be improved by a factor β without changing the characteristic ratios. When the factor β in the I-PD closed-loop system with the lower order plant model of

the two-inertia system is varied from $\beta = 1.0$ to $\beta = 1.2$, the corresponding gains K_i, K_p and K_d, can be obtained as shown in Table II. The corresponding responses are also shown in Fig. 6.

TABLE II
CONTROLLER PARAMETERS AND SYSTEM PERFORMANCES

β	K_i	K_p	K_d	t_r (ms)	t_s (ms)	τ (ms)
1.00	52.92	3.02	0.034	251	440	130
1.10	77.48	5.30	0.040	241	423	118
1.20	109.74	8.03	0.045	233	414	108

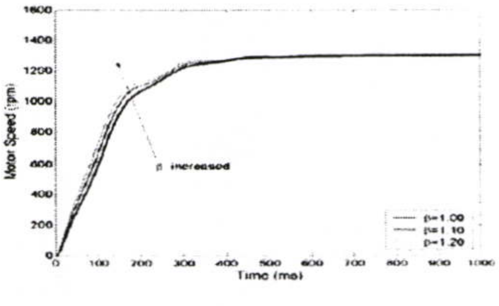


Fig. 6. Step responses when β of I-PD control system is varied.

It can be observed from Fig. 6 that the larger value of the factor β will result in the faster response in the speed control of the two-inertia system. It can be noticed here that the larger value of β will not affect the response in term of overshoot but will affect the generalized time constant as also shown in Table II.

C. Capability of the Simplified Design I-PD Controller

In order to investigate the capability of the I-PD controller designed from the lower order plant model of the two-inertia system, the motor reference speed of the two-inertia control system is retarded at 1000 *ms* from 1300 rpm to 800 rpm. It is seen from Fig. 7 that the motor speed of the system using the proposed I-PD controller can reach to 800 rpm properly and similarly as the two-inertia system controlled by the I-PD controller obtained from the direct design method.

When the maginitude of constant disturbance is 25% of the reference motor speed entering to the two-inertia system output, the two-inertia system controlled by the simplified design I-PD controller can reject the effect of the constsnt disturbance faster than the one controlled by the direct design I-PD controller as shown in Fig. 8. This result dues to the vaule of integral gain obtained from the simplified method is larger than the one from the direct design method.

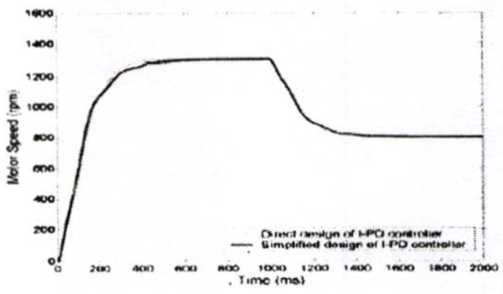


Fig. 7. Response due to speed retarded to 800 rpm

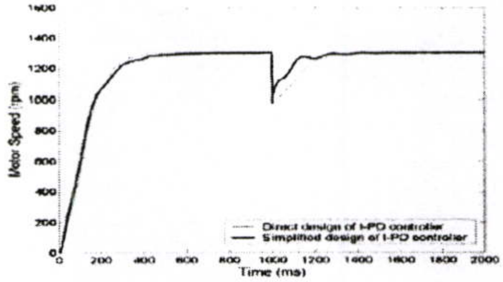


Fig. 8. Response with constant output disturbance

V. CONCLUSIONS

The simplified design of an I-PD controller for a higher-order plant by CRA concept has been proposed in this paper. Although the propose method simplifies the design calculation, the capability in improving response speed can still be achieved similarly to the direct CRA design. The simulation results in controlling the speed of the two-inertia system by the proposed controllers are investigated to verify the effectiveness of the proposed method. The results show that the proposed controller can reduce unsatisfied torsional resonance and yield the satisfied step response without overshoot.

REFERENCES

[1] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum Settings for Automatic Controllers," *ASME Trans.* 64, pp. 759–768, 1942.

[2] S. Manabe, "Coefficient Diagram Method," *Proc. of the 14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace*, pp. 199–210, 1998.

[3] D. Kumpanya, T. Benjanarasuth, J. Ngamwiwit and N. Komine, "PI Controller Design with Feed forward by CDM for Level Processes," *Proc. of the 2000 IEEE TENCON*, pp. II-65–II-69, 2000.

[4] Y. C. Kim, L. H. Keel and S. P. Bhattacharya, "Transient Response Control via Characteristic Ratio Assignment," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 48, no. 12, pp. 2238–2244, 2003.

[5] P. Pattanavijit, S. Nundrakwang, T. Benjanarasuth, J. Ngamwiwit and N. Komine, "Simplified PI Controller for Two-Inertia System," *Proc. of the ECTI-CON 2007*, pp. 233–236, 2006.

ประวัติผู้เขียน

นายสถาพร เสือเทศ เกิดเมื่อวันที่ 23 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2523 ที่อำเภอเมือง จังหวัดลพบุรี ในปี พ.ศ. 2544 เข้าศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยปทุมธานี สำเร็จการศึกษาในปี พ.ศ. 2547 และในปีเดียวกันได้รับทุนการศึกษาจากมหาวิทยาลัยปทุมธานีเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง มีผลงานทางวิชาการระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์และนำเสนอในการประชุมวิชาการนานาชาติ International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology (ICEAST 2007) ที่จัดขึ้นในประเทศไทยซึ่งจัดขึ้นระหว่างวันที่ 21-23 พฤศจิกายน 2550