

การออกแบบตัวควบคุมแบบไปหน้าร่วมกับตัวควบคุมพีไอ
ที่ออกแบบด้วยวงแผนฟังก์ชันสัมประสิทธิ์

FEEDFORWARD CONTROLLER DESIGN INCORPORATING
PI CONTROLLER DESIGNED BY COEFFICIENT DIAGRAM METHOD

دنۇپون كۇمپانىيا
DANUPON KUMPANYA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-324-051-9

การออกแบบตัวควบคุมป้อนไปหน้าร่วมกับตัวควบคุมพีไอ
ที่ออกแบบด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์

FEEDFORWARD CONTROLLER DESIGN INCORPORATING
PI CONTROLLER DESIGNED BY COEFFICIENT DIAGRAM METHOD

คุณพล คำปัญญา

DANUPON KUMPANYA

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 44101
วัน, เดือน, ปี 12 8 ค.ศ. 2549

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2545

ISBN 974-324-051-9

**FEEDFORWARD CONTROLLER DESIGN INCORPORATING
PI CONTROLLER DESIGNED BY COEFFICIENT DIAGRAM METHOD**

DANUPON KUMpanyA

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

2002

ISBN 974-324-051-9

COPYRIGHT 2002

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบตัวควบคุมป้อนไปหน้าร่วมกับตัวควบคุมพีไอ ที่ออกแบบด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์
นักศึกษา	นายคนุพล คำปัญญา
รหัสประจำตัว	42061162
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2545
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ดร.จกกล งามวิวิทย์

บทคัดย่อ

ตัวควบคุมพีไอที่ถูกออกแบบด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์จะควบคุมกระบวนการให้ระบบควบคุมมีผลตอบสนองชั่วคราวและผลตอบสนองสถานะอยู่ตัวเป็นไปตามข้อกำหนด แต่โดยทั่วไปพบว่า ความเร็วของผลตอบสนองชั่วคราวจะช้า

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงออกแบบตัวควบคุมป้อนไปหน้าและเพิ่มเข้าไปในระบบควบคุมพีไอเพื่อปรับปรุงผลตอบสนองชั่วคราวของระบบควบคุม เมื่อนำตัวควบคุมป้อนไปหน้ากับตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ไปประยุกต์ใช้ควบคุมอุณหภูมิของถังต้มน้ำ และควบคุมความเร็วของระบบ 2 มวลในห้องปฏิบัติการจริง จากผลการทดลองพบว่า ความเร็วของผลตอบสนองชั่วคราวเร็วขึ้น โดยมีค่าพุงเกินน้อย และระบบควบคุมยังสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนได้

Thesis Title	Feedforward Controller Design Incorporating PI Controller Designed by Coefficient Diagram Method
Student	Mr. Danupon Kumpanya
Student ID.	42061162
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2002
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Jongkol Ngamwiwit

ABSTRACT

The PI controller designed by the coefficient diagram method (CDM) for SISO systems will satisfy both transient and steady state specifications. However, the transient response generally still has long rise time.

In order to improve the speed of the system response, a feedforward controller (FFC) is designed and then added to the PI control system. The FFC incorporating PI controller designed by CDM are applied to control the temperature and 2 mass systems in laboratory. The experimental results show that the performance of the control system with the proposed controller has short rise time, small overshoot and good disturbance rejection properties.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.จกกล งามวิวิทย์ อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ได้ให้คำปรึกษาแนวทางในการแก้ปัญหา ความคิดริเริ่ม ตลอดจนการฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำวิจัยได้อย่างมีประสิทธิภาพ รวมถึงให้ความเอาใจใส่ดูแลสอบถามถึงความก้าวหน้าอย่างสม่ำเสมอ ทำให้ผู้เขียนทำงานอย่างมีระบบและใช้เวลาอย่างมีประสิทธิภาพ

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

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ ถาวร เบญจนราสุทธิ ที่ได้ให้คำปรึกษาแนะนำวิธีการแก้ปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้นทั้งทางทฤษฎีและทางปฏิบัติแก่ผู้เขียนเสมอมา ทำให้ผู้เขียนเข้าใจปัญหานั้นๆ

ขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ สุเชียร เกียรติสุนทร และผู้ช่วยศาสตราจารย์ พรสุข รติโรจน์อนันต์ ที่ได้ช่วยเหลือให้คำปรึกษาและเป็นกำลังใจให้ผู้เขียนด้วยดีเสมอมา

ขอขอบคุณ ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม ที่ได้เอื้อเฟื้ออุปกรณ์และเครื่องมือในการทำวิจัย ตลอดจนอำนวยความสะดวก ให้แก่ผู้เขียนจนสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสิ้น

ขอขอบคุณ โครงการสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) และ Japan International Cooperation Agency (JICA) ที่ได้ให้การสนับสนุนอุปกรณ์และเครื่องมือในการทำวิจัยครั้งนี้

ขอขอบคุณ อาจารย์ ชัยวัฒน์ จงกุลสถิตชัย ผู้ช่วยผู้อำนวยการฝ่ายกิจการพิเศษ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตศาลายา ที่สนับสนุนและให้กำลังใจผู้เขียนด้วยดีเสมอมา

และท้ายที่สุดขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่รักและเคารพ ที่สนับสนุนให้โอกาสแก่ผู้เขียนได้เล่าเรียนจนถึงวันนี้ ตลอดจนเป็นกำลังใจเสมอมา ตลอดจนเพื่อนๆ พี่ๆ และน้องๆ ในห้องวิจัยทุกคน ที่ได้ให้คำปรึกษา แนะนำ และเป็นกำลังใจให้ด้วยดีเสมอมา จนสามารถนำสิ่งต่างๆ ที่ได้รับมานั้น จัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้เสร็จสิ้นสมบูรณ์

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

คุณพล คำปัญญา

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
คำย่อและสัญลักษณ์.....	XI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	2
1.2 ขอบเขตของการศึกษา.....	2
1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์ขอบเขตของการศึกษา.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานสำหรับการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CDM.....	4
2.1 โครงสร้างของระบบควบคุม.....	4
2.2 นิยามและความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์.....	6
2.3 ค่ามาตรฐานสำหรับการออกแบบด้วยวิธี CDM.....	7
2.4 เงื่อนไขของการเลือกค่าดรชนีเสถียรภาพ.....	8
2.5 แผนผังค่าสัมประสิทธิ์.....	8
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้างตัวควบคุม.....	11
3.1 การออกแบบตัวควบคุม.....	11
3.1.1 การออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM.....	11
3.1.2 การกำหนดค่าดรชนีเสถียรภาพ.....	12
3.1.3 การกำหนดพีรีฟิลเตอร์.....	13
3.1.4 ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM.....	13
3.1.5 โครงสร้างของ FFC.....	13
3.1.6 เส้นโค้งปฏิกิริยาของกระบวนการ.....	14
3.1.7 การกำหนด σ_f	15

สารบัญ (ต่อ)

3.1.8 การกำหนดค่าดรรชนีเสถียรภาพสำหรับการออกแบบ FFC.....	15
3.1.9 การออกแบบ FFC.....	15
3.1.10 ขั้นตอนการออกแบบ FFC.....	16
3.2 การสร้างตัวควบคุม.....	16
3.2.1 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่องไปเป็นเวลาไม่ต่อเนื่อง.....	16
3.2.2 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุม.....	18
3.2.2.1 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของพรีฟิลเตอร์.....	18
3.2.2.2 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอ.....	19
3.2.2.3 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของ FFC.....	19
บทที่ 4 การจำลองระบบควบคุมและการทดลอง.....	22
4.1 การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของถังต้มน้ำ.....	22
4.2 ผลการควบคุมอุณหภูมิของถังต้มน้ำ.....	24
4.2.1 การจำลองระบบควบคุม.....	24
4.2.2 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมเมื่อเปลี่ยนค่า σ_f	29
4.2.3 การควบคุมกระบวนการจริง.....	31
4.2.4 ผลตอบสนองของการควบคุมจริงเมื่อเปลี่ยนค่า σ_f	37
4.3 การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ 2 มวล.....	38
4.4 ผลการควบคุมความเร็วของระบบ 2 มวล.....	39
4.4.1 การจำลองระบบควบคุม.....	39
4.4.2 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมเมื่อเปลี่ยนค่า σ_f	45
4.4.3 การควบคุมระบบจริง.....	46
4.4.4 ผลตอบสนองของการควบคุมจริงเมื่อเปลี่ยนค่า σ_f	53
4.5 สรุปผลการทดลอง.....	54

สารบัญ (ต่อ)

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	55
เอกสารอ้างอิง.....	57
ภาคผนวก.....	58
ภาคผนวก ก รายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง.....	59
ภาคผนวก ข โปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง.....	72
ภาคผนวก ค ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	80
ประวัติผู้เขียน.....	93

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1	สูตรการหาค่าพารามิเตอร์ของซีเกลอร์และนิโคลส์.....15
4.1	สมรรถนะของระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส.....25
4.2	สมรรถนะของระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 50 องศาเซลเซียส.....26
4.3	สมรรถนะของระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส.....27
4.4	สมรรถนะของระบบควบคุมพีไอกับ FFC เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f30
4.5	สมรรถนะของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส.....32
4.6	สมรรถนะของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 50 องศาเซลเซียส.....33
4.7	สมรรถนะของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส.....35
4.8	สมรรถนะของระบบควบคุมพีไอกับ FFC เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f37
4.9	สมรรถนะของระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที.....40
4.10	สมรรถนะของระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที.....41
4.11	สมรรถนะของระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที.....43
4.12	สมรรถนะของระบบควบคุมพีไอกับ FFC เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f45
4.13	สมรรถนะของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที.....48
4.14	สมรรถนะของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที.....49
4.15	สมรรถนะของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที.....51
4.16	สมรรถนะของระบบควบคุมพีไอกับ FFC เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f53

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	โครงสร้างของระบบควบคุม.....4
2.2	โครงสร้างของระบบควบคุมเมื่อจัดใหม่.....5
2.3	แผนผังค่าสัมประสิทธิ์.....9
2.4	ค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i และการเปลี่ยนแปลงของค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i ที่สอดคล้องกับเสถียรภาพและผลตอบสนองของระบบควบคุม.....10
3.1	โครงสร้างของระบบควบคุมทั่วไป.....11
3.2	เส้นโค้งปฏิกิริยาของกระบวนการ.....14
3.3	บริเวณที่เสถียรในระนาบ s และบริเวณที่เสถียรในระนาบ z17
3.4	โครงสร้างของระบบควบคุมพีไอ และ FFC.....18
4.1	กราฟการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของถังค้ำน้ำ.....22
4.2	ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส.....24
4.3	สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส.....24
4.4	ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 50 องศาเซลเซียส.....25
4.5	สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 50 องศาเซลเซียส.....26
4.6	ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส.....27
4.7	สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส.....27
4.8	ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส เมื่อมีสัญญาณรบกวน.....28
4.9	สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส เมื่อมีสัญญาณรบกวน.....29
4.10	ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f29
4.11	การเปรียบเทียบค่า m , ต่อค่าสัมประสิทธิ์ a_i ที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส.....30
4.12	การควบคุมอุณหภูมิของถังค้ำน้ำ.....31
4.13	ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส.....32
4.14	สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส.....32
4.15	ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 50 องศาเซลเซียส.....33
4.16	สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 50 องศาเซลเซียส.....34

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.17	ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส.....34
4.18	สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส.....35
4.19	ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส เมื่อมีสัญญาณรบกวน.....36
4.20	สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส เมื่อมีสัญญาณรบกวน.....36
4.21	ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f37
4.22	กราฟการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ 2 มวล.....38
4.23	ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที.....40
4.24	สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที.....40
4.25	ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที.....41
4.26	สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที.....42
4.27	ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที.....42
4.28	สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที.....43
4.29	ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อมีสัญญาณรบกวน.....44
4.30	สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อมีสัญญาณรบกวน.....44
4.31	ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f45
4.32	การเปรียบเทียบค่า m , ต่อค่าสัมประสิทธิ์ a_1 ที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที.....46
4.33	การควบคุมความเร็วของระบบ 2 มวล.....47
4.34	ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที.....47
4.35	สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที.....48
4.36	ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที.....49
4.37	สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที.....49
4.38	ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที.....50

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
4.39	สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที.....	50
4.40	ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อมีสัญญาณรบกวน.....	51
4.41	สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อมีสัญญาณรบกวน.....	52
4.42	ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f	53

คำย่อและสัญลักษณ์

$R(s)$	หมายถึง ตัวแปรอินพุตของระบบควบคุม
$C(s)$	หมายถึง ตัวแปรเอาต์พุตของระบบควบคุม
$U(s)$	หมายถึง สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุม
$D(s)$	หมายถึง สัญญาณรบกวน(disturbance) ภายนอกที่เข้ามาในระบบควบคุม
K_c	หมายถึง อัตราการขยายพหุคูณสัดส่วน(proportional gain) ของตัวควบคุม
K_i	หมายถึง อัตราการขยายอินทิกรัล(integral gain) ของตัวควบคุม
T_i	หมายถึง เวลาอินทิกรัล(integral time) ของตัวควบคุม
T_d	หมายถึง เวลาอนุพันธ์(derivative time) ของตัวควบคุม
$G_c(s)$	หมายถึง ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม
$G_p(s)$	หมายถึง ฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการ
$B_a(s)$	หมายถึง พรีฟิลเตอร์(pre-filter) ของระบบควบคุม
τ	หมายถึง ค่าคงตัวเวลาสมมูล(equivalent time constant)
γ_i	หมายถึง ค่าครรชนีเสถียรภาพ(stability index)
γ_i^*	หมายถึง ค่าจำกัดเสถียรภาพ(stability limit)
E_{ss}	หมายถึง ค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว(steady-state error)
P_o	หมายถึง ค่าเปอร์เซ็นต์ของค่าพุ่งเกิน(percent overshoot)
t_r	หมายถึง ช่วงเวลาขึ้น(rise time)
t_s	หมายถึง ช่วงเวลาเข้าที่(settling time)

บทที่ 1

บทนำ

ระบบควบคุมในภาคอุตสาหกรรมจะมีกระบวนการ(process) ที่เป็นอันดับหนึ่ง(first order) อันดับสอง(second order) จนถึงอันดับสูง(higher order) รวมทั้งกระบวนการที่มีเวลาไร้ผลสนอง (dead time) [1] และตัวควบคุมที่ใช้ในอุตสาหกรรมจะมีตัวควบคุมพี(proportional: P) พีไอ (proportional integral: PI) และพีไอดี(proportional integral derivative: PID) แต่ตัวควบคุมที่นิยมใช้ในอุตสาหกรรมจะเป็นตัวควบคุมพีไอมากกว่า 90% โดยจะต้องปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมให้เหมาะสมกับกระบวนการนั้นๆ [2-3]

สำหรับวิธีการที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมนั้น จะต้องเป็นวิธีการที่สามารถทำให้ระบบควบคุมมีสมรรถนะที่ดี ควบคุมให้ระบบควบคุมมีผลตอบสนองได้ตามที่ต้องการ มีเสถียรภาพ และมีความคงทน(robustness) ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของกระบวนการ นอกจากนี้ยังต้องเป็นวิธีการที่สามารถออกแบบได้ง่าย เช่น วิธีของซีเกลอร์และนิโคลส์(Ziegler-Nichols) [3] เป็นต้น ซึ่งเป็นวิธีการหนึ่งที่นิยมและใช้กันอย่างแพร่หลายอยู่ในปัจจุบัน แต่วิธีการของซีเกลอร์และนิโคลส์นั้น ก็ต้องปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมกับกระบวนการนั้นๆ

วิธีการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์(Coefficient Diagram Method: CDM) นำเสนอโดย ศาสตราจารย์ ชุนจิ มานาเบะ(Shunji Manabe) [4] จะควบคุมกระบวนการให้มีผลตอบสนองชั่วคราว(transient response) และผลตอบสนองสถานะอยู่ตัว(steady state response) เป็นไปตามข้อกำหนดโดยไม่ต้องปรับแต่งอีกครั้ง กล่าวคือ เป็นตัวควบคุมที่ทำให้ระบบควบคุมมีประสิทธิภาพทั้งในด้านความมีเสถียรภาพ ผลตอบสนอง และความคงทน เมื่อนำวิธีการของ CDM มาออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอและนำไปควบคุมกระบวนการแล้ว โดยทั่วไปพบว่า ความเร็วของผลตอบสนองชั่วคราวของระบบควบคุมพีไอจะช้า [5]

ในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุมป้อนไปหน้า(feedforward controller: FFC) ให้กับระบบควบคุมพีไอที่ถูกออกแบบด้วยวิธี CDM [6] เพื่อควบคุมอุณหภูมิของถังต้มน้ำ(temperature process) และควบคุมความเร็วของระบบ 2 มวล(2 mass system) ให้มีผลตอบสนองชั่วคราวเร็วขึ้น โครงสร้างของ FFC ที่ใช้ควบคุมอุณหภูมิของถังต้มน้ำจะเป็นโครงสร้างของเฟสนำหน้า(phase lead structure) ประกอบด้วยพารามิเตอร์ α และ β และเวลาอนุพันธ์(derivative time) T_d และโครงสร้างของ FFC ที่ใช้ควบคุมความเร็วของระบบ 2 มวลจะเป็นโครงสร้างของเฟสล่าหลัง(phase lag structure) ประกอบด้วยพารามิเตอร์ α และ β และเวลาอินทิกรัล(integral time) T_i โดยที่เวลาอนุพันธ์ T_d และเวลาอินทิกรัล T_i ของโครงสร้างทั้งสองนั้น สามารถหาได้จากเส้นโค้งปฏิกิริยา(reaction curve) [7] ของกระบวนการที่จะถูกควบคุมด้วยวิธีการของซีเกลอร์และนิโคลส์

หลังจากที่ได้จัดรูปแบบของระบบควบคุมใหม่ให้อยู่ในรูปของสองระดับขั้นเสรี(2-degree of freedom: 2DOF) แล้ว ค่าพารามิเตอร์ α และ β ของ FFC จะถูกออกแบบโดยใช้ 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ กับค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i ของวิธี CDM

1.1 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

จากการศึกษาค้นคว้าและวิจัยพบว่า ตัวควบคุมพีไอที่ถูกออกแบบด้วยวิธี CDM จะควบคุมระบบอินพุตเดี่ยวเอาต์พุตเดี่ยว(single input single output: SISO) ให้มีผลตอบสนองชั่วคราวและผลตอบสนองสถานะอยู่ตัวเป็นไปตามข้อกำหนด แต่โดยทั่วไป ความเร็วของผลตอบสนองชั่วคราวจะช้า ดังนั้น จึงได้กำหนดวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ไว้ดังนี้ คือ นำเสนอวิธีการออกแบบ FFC แล้วเพิ่มลงในโครงสร้างของระบบควบคุมพีไอที่ถูกออกแบบด้วยวิธี CDM ซึ่งเป็นระบบควบคุมที่มีเสถียรภาพ มีสมรรถนะดี และมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของกระบวนการ แต่มีผลตอบสนองชั่วคราวช้า ให้มีผลตอบสนองเร็วขึ้น ในการเพิ่ม FFC นั้น ไม่ทำให้ความสามารถในการกำจัดสัญญาณรบกวนดีกว่าระบบควบคุมพีไอ

1.2 ขอบเขตของการศึกษา

1. ศึกษาวิธีการออกแบบ FFC และคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของ FFC ที่ใช้ในระบบควบคุม
2. คำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM
3. จำลองระบบควบคุมด้วยโปรแกรม MATLAB และพัฒนาโปรแกรมที่นำไปใช้ควบคุมการทำงานจริง

1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์ขอบเขตของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะแบ่งออกเป็น 5 บท โดยมีรายละเอียดของแต่ละบทดังนี้
บทที่ 1 เป็นวัตถุประสงค์และหลักการใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งรายละเอียดของวิทยานิพนธ์แต่ละบท

บทที่ 2 เป็นทฤษฎีพื้นฐานสำหรับการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CDM ซึ่งประกอบด้วยโครงสร้างของระบบควบคุม นิยามและความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ ค่ามาตรฐานสำหรับการออกแบบด้วยวิธี CDM เงื่อนไขของการเลือกค่าครรชนีเสถียรภาพ และแผนผังค่าสัมประสิทธิ์

บทที่ 3 เป็นวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM ซึ่งประกอบด้วย การกำหนดค่าครรชนีเสถียรภาพ การกำหนดพรีฟิลเตอร์ ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM โครงสร้างของ FFC เส้นโค้งปฏิกิริยาของกระบวนการ การกำหนด σ_f ซึ่งกำหนดจาก 60% ของค่าคง

ตัวเวลาสมมูลสำหรับการออกแบบ FFC การกำหนดค่าครรชนีเสถียรภาพสำหรับการออกแบบ FFC การออกแบบ FFC ขั้นตอนการออกแบบ FFC และการสร้างตัวควบคุม

บทที่ 4 เป็นการนำตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วยวิธี CDM และ FFC ที่นำเสนอในบทที่ 3 ไปควบคุมอุณหภูมิของถังคั่นน้ำและควบคุมความเร็วของระบบ 2 มวล และทดลองเชิงเปรียบเทียบ กับตัวควบคุมพีไอที่ถูกออกแบบด้วยวิธี CDM ที่มีและไม่มี FFC

บทที่ 5 เป็นการสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะในการพัฒนาวิธีการออกแบบ FFC ให้กับ ตัวควบคุมพีไอที่ถูกออกแบบด้วยวิธี CDM ให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น

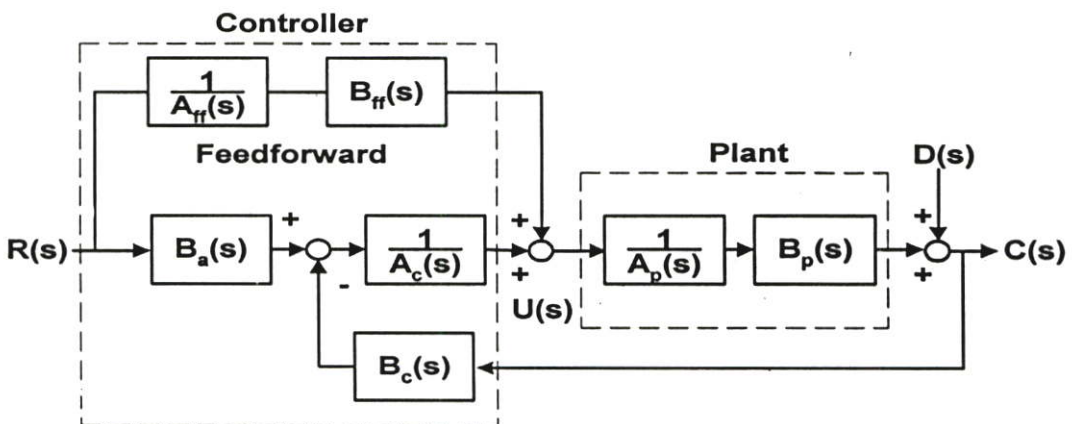
และในส่วนท้ายสุดของวิทยานิพนธ์นี้เป็นภาคผนวกแสดงถึงรายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ ในการทดลอง โปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ และประวัติผู้เขียน

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานสำหรับการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CDM

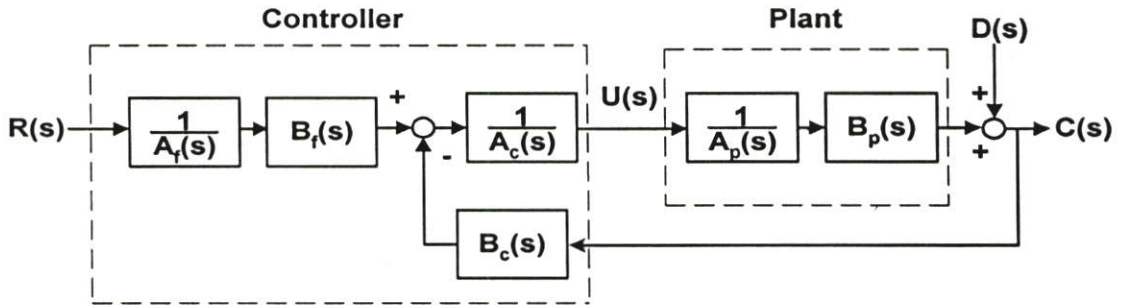
การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CDM เป็นวิธีการออกแบบตัวควบคุมจากโพลีโนเมียลคุณลักษณะ(characteristic polynomial) ของระบบวงรอบปิด(closed-loop system) โดยพิจารณาถึงข้อกำหนดของสมรรถนะ(performance specification) ของระบบควบคุม ซึ่งนำเสนอโดยศาสตราจารย์ ชุนจิ มานาเบะ ค่าสัมประสิทธิ์ของโพลีโนเมียลคุณลักษณะที่ได้จากวิธี CDM จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับค่าสัมประสิทธิ์ของโพลีโนเมียลคุณลักษณะที่ได้จากตัวควบคุมและกระบวนการ และอันดับของตัวควบคุมต้องน้อยกว่ากระบวนการ ตัวตั้งและตัวหารของตัวควบคุมและกระบวนการจะถูกแยกออกจากกันให้อยู่ในรูปของโพลีโนเมียลของ s แทนที่จะอยู่ในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) การออกแบบระบบควบคุมด้วยวิธี CDM สามารถพิจารณาประสิทธิภาพและสมรรถนะของระบบควบคุมได้จากแผนผังค่าสัมประสิทธิ์

2.1 โครงสร้างของระบบควบคุม



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของระบบควบคุม

โครงสร้างของระบบควบคุมที่นำเสนอนี้จะประกอบด้วยโครงสร้าง CDM มาตรฐาน และ FFC แสดงได้ดังรูปที่ 2.1 $A_p(s)$ และ $B_p(s)$ เป็นโพลีโนเมียลของกระบวนการ $A_c(s)$ $B_c(s)$ กับ $B_a(s)$ เป็นโพลีโนเมียลของตัวควบคุม สำหรับ $A_{ff}(s)$ และ $B_{ff}(s)$ เป็นโพลีโนเมียลของ FFC ในขณะที่ $D(s)$ เป็นสัญญาณรบกวนคงที่ที่เข้ามาที่เอาต์พุต(output constant disturbance) ของระบบควบคุม



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของระบบควบคุมเมื่อจัดใหม่

จากรูปที่ 2.1 ฟังก์ชันถ่ายโอนจาก $R(s)$ ถึง $C(s)$ ของระบบควบคุมแสดงได้ดังสมการที่ (2.1)

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{B_p(s)[B_a(s)A_f(s) + B_f(s)A_c(s)]}{A_f(s)[A_c(s)A_p(s) + B_c(s)B_p(s)]} \quad (2.1)$$

และฟังก์ชันถ่ายโอนจาก $D(s)$ ถึง $C(s)$ ของระบบควบคุมจะแสดงได้ดังสมการที่ (2.2)

$$\frac{C(s)}{D(s)} = \frac{A_c(s)A_p(s)}{A_c(s)A_p(s) + B_c(s)B_p(s)} \quad (2.2)$$

จากสมการที่ (2.1) แสดงให้เห็นว่า FFC จะมีผลกระทบต่อผลตอบสนองชั่วคราวของระบบควบคุมที่ ถูกออกแบบด้วยวิธี CDM ในขณะที่สมการที่ (2.2) FFC จะไม่มีผลกระทบต่อผลตอบสนองของ ระบบควบคุม เมื่อจัดโครงสร้างของระบบควบคุมของรูปที่ 2.1 ใหม่ให้อยู่ในรูปของสองระดับชั้น เสร็จจะแสดงได้ดังในรูปที่ 2.2 ดังนั้น ฟังก์ชันถ่ายโอนจาก $R(s)$ ถึง $C(s)$ ของระบบควบคุมแสดงได้ ดังสมการที่ (2.3)

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{B_f(s)B_p(s)}{A_f(s)[A_c(s)A_p(s) + B_c(s)B_p(s)]} \quad (2.3)$$

พารามิเตอร์ของโครงสร้างของ $A_f(s)$ และ $B_f(s)$ ซึ่งเป็นพรีฟิลเตอร์ของระบบควบคุมเมื่อจัดใหม่ จะต้องถูกออกแบบให้เหมาะสม โดยจะกล่าวในบทต่อไป

จากโครงสร้างของระบบควบคุมที่แสดงในรูปที่ 2.1 ตัวควบคุมที่อยู่ในรูปโพลีโนเมียล แสดงได้ดังสมการที่ (2.4a) (2.4b) และ (2.4c) ตามลำดับ

$$A_c(s) = l_\lambda s^\lambda + l_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + l_0 \quad (2.4a)$$

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

$$B_a(s) = k_0 \quad (2.4c)$$

และกระบวนการที่อยู่ในรูปโพลีโนเมียลแสดงได้ดังสมการที่ (2.5) และ (2.6)

$$A_p(s) = p_k s^k + p_{k-1} s^{k-1} + \dots + p_0 \quad (2.5)$$

$$B_p(s) = q_m s^m + q_{m-1} s^{m-1} + \dots + q_0 \quad (2.6)$$

โดยที่ $\lambda < k$ และ $m < k$ สำหรับ $B_a(s)$ นั้นเป็นพรีฟิลเตอร์ของระบบควบคุม ซึ่งทำให้ผลตอบสนองของระบบไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว (steady-state error)

2.2 นิยามและความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์

โพลีโนเมียลคุณลักษณะจากโครงสร้างของ CDM มาตรฐานโดยที่ไม่มี FFC แสดงได้ดังสมการที่ (2.7)

$$\begin{aligned} P(s) &= A_c(s)A_p(s) + B_c(s)B_p(s) \\ &= a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \\ &= \sum_{i=0}^n a_i s^i \end{aligned} \quad (2.7)$$

โดยที่ a_0, a_1, \dots, a_n เป็นสัมประสิทธิ์ของโพลีโนเมียลคุณลักษณะ $P(s)$ และค่าสัมประสิทธิ์ a_i ที่ได้จากโพลีโนเมียลคุณลักษณะ $P(s)$ ในสมการที่ (2.7) นี้ จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับค่าโพลีโนเมียลคุณลักษณะ $P(s)$ ในสมการที่ (2.12) ถัดไป เพื่อนำไปสู่การหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมต่อไป

วิธีการออกแบบตัวควบคุมของ CDM นั้น ค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i และค่าจำกัดเสถียรภาพ γ_i^* นั้น จะมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง เพราะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการตอบสนอง เสถียรภาพ และความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบควบคุม แสดงได้ดังสมการที่ (2.8) (2.9) และ (2.10) ตามลำดับดังนี้

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

$$\gamma_i = \frac{a_i^2}{a_{i+1}a_{i-1}} \quad (2.9)$$

$$\gamma_i^* = \frac{1}{\gamma_{i+1}} + \frac{1}{\gamma_{i-1}} \quad ; \quad \gamma_0, \gamma_n = \infty \quad (2.10)$$

โดยที่ $i=1, \dots, n-1$ จากสมการที่ (2.8) (2.9) และ (2.10) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์ a_i ของโพลีโนเมียลคุณลักษณะ $P(s)$ กับค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i และค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ซึ่งสามารถเขียนได้ดังสมการต่อไปนี้

$$a_i = a_0 \tau^i \frac{1}{\gamma_{i-1} \cdots \gamma_2 \gamma_1^{i-2} \gamma_1^{i-1}} = a_0 \tau^i \prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{(\gamma_{i-j})^j} \quad (2.11)$$

ดังนั้น จึงเขียนโพลีโนเมียลคุณลักษณะ $P(s)$ ให้อยู่ในเทอมของ a_0 τ และ γ_i เพื่อใช้สำหรับออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CDM ได้ดังนี้

$$P(s) = a_0 \left[\sum_{i=2}^n \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_{i-j}^j} \right) (\tau s)^i \right] + \tau s + 1 \quad (2.12)$$

ซึ่งสมการที่ (2.12) นี้จะนำไปใช้ออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM ต่อไป

2.3 ค่ามาตรฐานสำหรับการออกแบบด้วยวิธี CDM

เพื่อให้ระบบควบคุมมีสมรรถนะตามที่ต้องการ จึงได้กำหนดให้ค่าคงตัวเวลาสมมูล τ และค่าครรชนีเสถียรภาพมาตรฐาน γ_i ดังสมการที่ (2.13) และ (2.14)

$$t_s = 2.5 \sim 3\tau \quad (2.13)$$

$$\gamma_{n-1} = \dots = \gamma_3 = \gamma_2 = 2, \gamma_1 = 2.5 \quad (2.14)$$

2.4 เงื่อนไขของการเลือกค่าธรรมชาติเสถียรภาพ

โดยทั่วไปแล้ว ค่าธรรมชาติเสถียรภาพมาตรฐานที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมนั้น จะต้องกำหนดให้ $\gamma_1 = 2.5$ และ $\gamma_2 = \gamma_3 = 2$ เป็นเงื่อนไขเบื้องต้น เพื่อให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพ และได้ผลตอบสนองตามที่ต้องการ อย่างไรก็ตามไม่จำเป็นต้องกำหนดให้ $t_s = 2.5 \sim 3\tau$ และ $\gamma_4 \sim \gamma_{n-1} = 2$ โดยสามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้ ภายใต้เงื่อนไขของสมการที่ (2.15)

$$\gamma_i > 1.5\gamma_i^*, \quad n-1 \geq i \geq 4 \quad (2.15)$$

ในการนำค่ามาตรฐานในสมการที่ (2.14) นี้ไปใช้ออกแบบตัวควบคุมนั้นจะต้องตรวจสอบเงื่อนไขให้สอดคล้องกับสมการที่ (2.16)

$$p_k/p_{k-1} > \tau(\gamma_{n-1}, \gamma_{n-2}, \dots, \gamma_1) \quad (2.16)$$

เมื่อ p_k และ p_{k-1} คือสัมประสิทธิ์อันดับที่ k และ $k-1$ ของกระบวนการตามลำดับ ถ้าเงื่อนไขเป็นจริงตามสมการที่ (2.15) แล้ว สามารถใช้ค่าธรรมชาติเสถียรภาพมาตรฐานเพื่อออกแบบตัวควบคุมต่อไปได้ แต่ถ้าเงื่อนไขไม่เป็นจริงให้เพิ่มค่า γ_{n-1} ก่อน แล้วเพิ่ม γ_{n-2} และเพิ่มต่อไปจนกว่าจะสอดคล้องกับเงื่อนไขในสมการที่ (2.16)

2.5 แผนผังค่าสัมประสิทธิ์

สำหรับการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธี CDM นั้น จะสามารถพิจารณาประสิทธิภาพ และ สมรรถนะของระบบควบคุมได้จากแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ โดยนำค่าสัมประสิทธิ์ a_i ของสมการคุณลักษณะ $P(s)$ ไปสร้างแผนผังเซมิ-ล็อก(semi-log diagram) ได้ดังนี้

ถ้ากำหนดให้โพลีโนเมียลคุณลักษณะ $P(s)$ ของระบบควบคุมคือ

$$P(s) = 0.25s^5 + s^4 + 2s^3 + 2s^2 + s + 0.2 \quad (2.17)$$

จากสมการที่ (2.17) สามารถเขียนเวกเตอร์(vector) ค่าสัมประสิทธิ์ a_i ของโพลีโนเมียลคุณลักษณะ $P(s)$ ได้ดังนี้

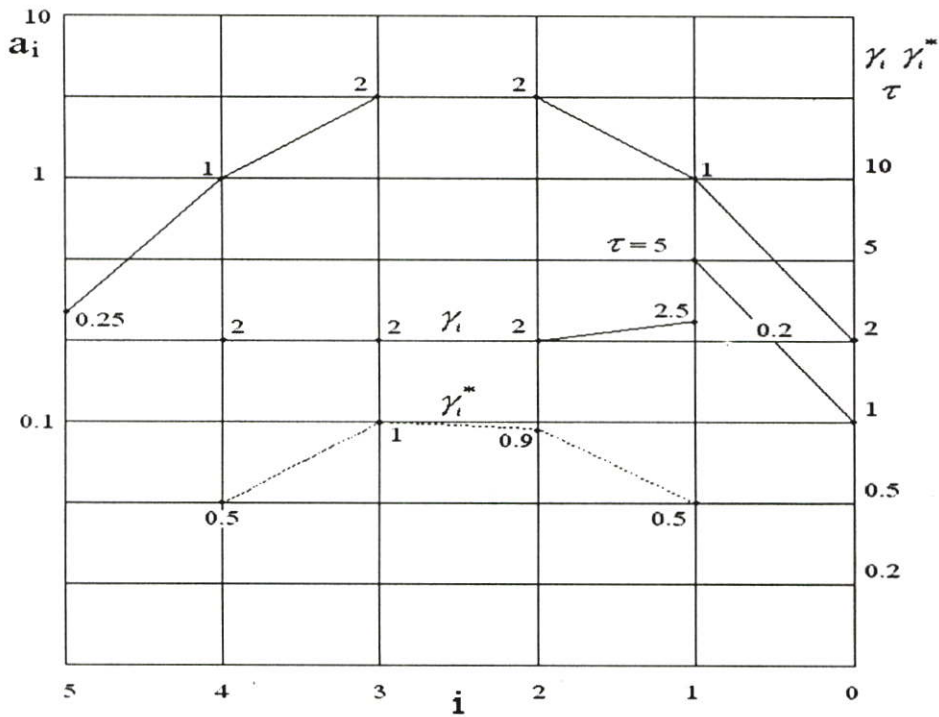
$$a_i = [0.25 \quad 1 \quad 2 \quad 2 \quad 1 \quad 0.2] \quad (2.18a)$$

$$\tau = 5 \quad (2.18b)$$

$$\gamma_i = [2 \quad 2 \quad 2 \quad 2.5] \quad (2.18c)$$

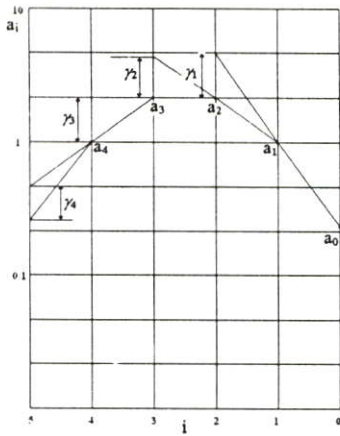
$$\gamma_i^* = [0.5 \quad 1 \quad 0.9 \quad 0.5] \quad (2.18d)$$

ดังนั้น แผนผังค่าสัมประสิทธิ์ จะประกอบด้วยค่าสัมประสิทธิ์ a_i ค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i และค่าจำกัดเสถียรภาพ γ_i^* แสดงได้ดังรูปที่ 2.3

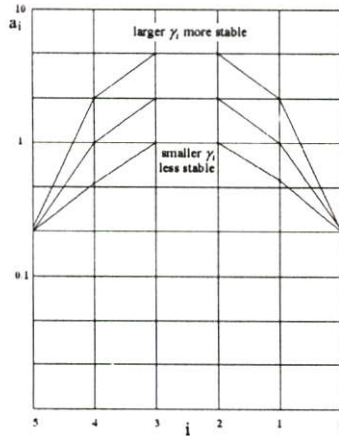


$$P(s) = \sum_{i=0}^n a_i s^i$$

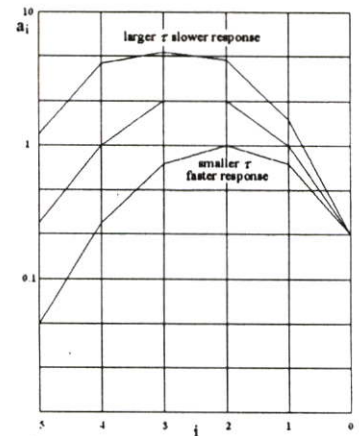
รูปที่ 2.3 แผนผังค่าสัมประสิทธิ์



(a)



(b)



(c)

รูปที่ 2.4 ค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i และการเปลี่ยนแปลงของค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i ที่สอดคล้องกับเสถียรภาพและผลตอบสนองของระบบควบคุม

จากรูปที่ 2.4a แสดงให้เห็นถึงค่าครรชนีเสถียรภาพในเชิงของรูปภาพ ส่วนรูปที่ 2.4b แสดงให้เห็นว่าเมื่อเส้นโค้ง a_i มีความโค้งสูงขึ้น ระบบควบคุมจะมีเสถียรภาพมากขึ้นเมื่อ γ_i ที่มีค่ามากขึ้น และจะมีเสถียรภาพน้อยลงเมื่อเส้นโค้ง a_i มีความโค้งต่ำลง และรูปที่ 2.4c แสดงให้เห็นว่าเมื่อปลายเส้นโค้ง a_i เบนต่ำลงไปทางซ้ายมากขึ้น ค่าคงตัวเวลาสมมูล τ จะมีค่าน้อยลง ซึ่งหมายถึงผลตอบสนองจะเร็วขึ้น ในทางกลับกันถ้าปลายเส้นโค้ง a_i เบนต่ำไปทางซ้ายน้อยลง ค่าคงตัวเวลาสมมูล τ จะมีค่ามากขึ้น ความเร็วของผลตอบสนองจะช้าลง

ในบทต่อไปจะกล่าวถึงการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM ตามที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทนี้และการออกแบบ FFC ตามลำดับ

บทที่ 3

การออกแบบและการสร้างตัวควบคุม

ในบทนี้จะนำวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM ที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 และวิธีการออกแบบ FFC ตามลำดับ การออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM จะแยกการพิจารณาออกเป็นส่วนๆ คือ ส่วนแรกเป็นการแสดงการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM ส่วนถัดไปเป็นการกำหนดค่าครรชนีเสถียรภาพที่นำไปใช้ในขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมพีไอ จากนั้นเป็นส่วนที่กำหนดคพรีฟิลเตอร์ของระบบควบคุม และส่วนสุดท้ายจะอธิบายถึงขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM

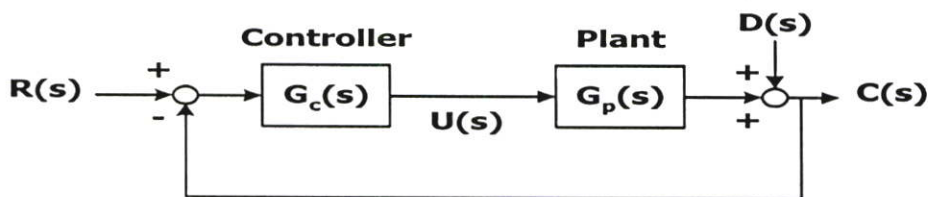
วิธีการออกแบบ FFC จะแยกพิจารณาออกเป็นส่วนๆ คือ ส่วนแรกเป็นโครงสร้างของ FFC ส่วนที่สองเป็นเส้นโค้งปฏิกิริยาของกระบวนการ ส่วนถัดไปเป็นการกำหนดค่า σ_f ซึ่งหาจาก 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ จากนั้นเป็นการกำหนดค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i ที่นำมาใช้ในขั้นตอนการออกแบบ FFC และส่วนสุดท้ายเป็นการออกแบบและขั้นตอนการออกแบบ FFC

สำหรับการสร้างตัวควบคุม เพื่อให้จำลองการทำงานของระบบควบคุมและทดลองควบคุมกระบวนการในห้องปฏิบัติการจริงนั้น การจำลองการทำงานของระบบควบคุมจะใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งเป็นโปรแกรมที่ใช้สำหรับออกแบบในงานวิศวกรรมหลายแขนง ส่วนการทดลองควบคุมจริงในห้องปฏิบัติการ จะใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการควบคุม ซึ่งพัฒนาขึ้นโดยใช้โปรแกรมภาษาซี(C programming language)บนเครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล(personal computer) (รายละเอียดของโปรแกรมที่ใช้ในการทดลองจะอยู่ในภาคผนวก ข) จากนั้นนำข้อมูลที่ได้ออกไปแสดงผลการควบคุมด้วยโปรแกรม MATLAB

3.1 การออกแบบตัวควบคุม

3.1.1 การออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM โดยพิจารณาความสัมพันธ์ของตัวควบคุมพีไอจากโครงสร้างของระบบควบคุมทั่วไปกับตัวควบคุมพีไอที่จะออกแบบด้วยวิธี CDM ก่อน



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของระบบควบคุมทั่วไป

จากโครงสร้างของระบบควบคุมทั่วไปที่แสดงดังรูปที่ 3.1 มีฟังก์ชันถ่ายโอนมาตรฐาน $G_c(s)$ ของตัวควบคุมแบบพีไอ แสดงดังสมการที่ (3.1)

$$\begin{aligned} G_c(s) &= K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \\ &= K_c + \frac{K_i}{s} \\ &= \frac{K_c s + K_i}{s} \end{aligned} \quad (3.1)$$

โดยที่ K_c คือ อัตราการขยายพรอพอชันนัล และ T_i คือ เวลาอินทิกรัล และ $K_i = \frac{K_c}{T_i}$ คือ อัตราการขยายเวลาอินทิกรัลของตัวควบคุมพีไอ

เมื่อจัด $G_c(s)$ ให้อยู่ในรูปแบบตัวควบคุมพีไอที่สอดคล้องกับสมการที่ (2.4a) และ (2.4b) แล้วจะได้

$$\frac{B_c(s)}{A_c(s)} = \frac{k_1 s + k_0}{s} \quad (3.2)$$

โดยที่ $k_1 = K_c$, $k_0 = K_i = K_c / T_i$, $l_1 = 1$ และ $l_0 = 0$

เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (3.1) กับ สมการที่ (3.2) แล้ว จะเห็นว่า ค่าพารามิเตอร์ K_c และ K_i ของตัวควบคุมพีไอจะเท่ากับค่าพารามิเตอร์ k_1 และ k_0 ตามลำดับ ดังนั้น เมื่อหาค่าพารามิเตอร์ของ k_1 และ k_0 ด้วยวิธี CDM ได้แล้ว ก็จะสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่มีค่าพารามิเตอร์ K_c และ T_i ได้เช่นเดียวกัน

3.1.2 การกำหนดค่าדרรชนีเสถียรภาพ

ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM นั้น จะต้องกำหนดค่าดรรชนีเสถียรภาพจากค่าดรรชนีเสถียรภาพมาตรฐาน γ_i ในสมการที่ (2.14) ค่าดรรชนีเสถียรภาพที่เลือกใช้ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอในวิทยานิพนธ์นี้คือ

$$\gamma_2 = 2, \gamma_1 = 2.5 \quad (3.3)$$

3.1.3 การกำหนดพรีฟิลเตอร์

สำหรับ $B_a(s)$ นั้นเป็นพรีฟิลเตอร์ของระบบควบคุม ซึ่งทำให้ผลตอบสนองของระบบควบคุมไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว การออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM นี้ ต้องการให้ผลตอบสนองของระบบควบคุมมีค่าพุ่งเกินน้อย ดังนั้น จึงกำหนดให้พรีฟิลเตอร์ของระบบควบคุมเป็น

$$B_a(s) = k_0 \quad (3.4)$$

และถ้า $B_a(s)$ เท่ากับ $B_c(s)$ แล้วจะทำให้ผลตอบสนองของระบบควบคุมมีค่าพุ่งเกินมากขึ้น

3.1.4 ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM

จากหัวข้อ 3.1.1 ถึง 3.1.3 สามารถแสดงขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM ได้ดังต่อไปนี้

1. หาค่าคงตัวเวลาสมมูล τ
2. กำหนดค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_l ตามสมการที่ (3.3)
3. หาค่าพารามิเตอร์ k_1 และ k_0 ของตัวควบคุมพีไอ โดยนำสมการที่ (2.7) ซึ่งเป็นสมการโพลีโนเมียลคุณลักษณะที่มีตัวควบคุมพีไอแสดงในสมการที่ (3.2) และมีโพลีโนเมียลของกระบวนการ $G_p(s)$ ที่ได้จากการเขียนฟังก์ชันถ่ายโอน $G_p(s)$ ให้อยู่ในรูปของสมการที่ (2.5) และ (2.6) ไปเปรียบเทียบกับโพลีโนเมียลคุณลักษณะของสมการที่ (2.12)
4. กำหนดพรีฟิลเตอร์ $B_a(s)$ เท่ากับ k_0

3.1.5 โครงสร้างของ FFC

โครงสร้างของ FFC ที่แสดงในรูปที่ 2.1 นั้น จะมีลักษณะโครงสร้างอยู่ 2 ชนิด โดยชนิดแรกจะเป็นโครงสร้างของเฟสนำหน้าจะมีซีโร(zero) เกิดขึ้นทางด้านขวามือของโพล(pole) มีฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงได้ดังสมการที่ (3.5)

$$\frac{B_{ff}(s)}{A_{ff}(s)} = \frac{\alpha T_d s + \beta}{T_d s + 1} \quad (3.5)$$

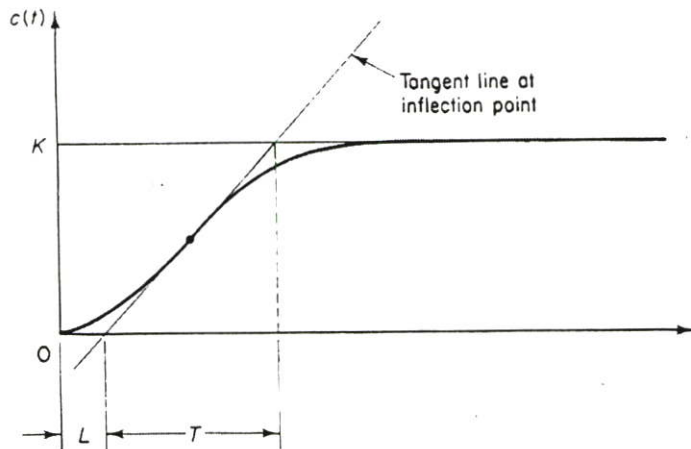
และชนิดที่สองจะเป็นโครงสร้างของเฟสล้าหลังจะมีโพลอยู่ทางด้านขวามือของซีโร มีฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงได้ดังสมการที่ (3.6)

$$\frac{B_{ff}(s)}{A_{ff}(s)} = \frac{\alpha T_i s + \beta}{T_i s + 1} \quad (3.6)$$

สำหรับเวลาอนุพันธ์ T_d ในสมการที่ (3.5) และเวลาอินทิกรัล T_i ในสมการที่ (3.6) ซึ่งเป็นคุณลักษณะของกระบวนการที่จะถูกควบคุม หาได้จากวิธีการของซีเกลอร์และนิโคลส์ ส่วนค่าพารามิเตอร์ α และ β จะต้องถูกออกแบบให้เหมาะสม

3.1.6 เส้นโค้งปฏิกิริยาของกระบวนการ

เส้นโค้งปฏิกิริยาของกระบวนการ(process reaction curve) ที่จะกล่าวถึงนี้ เป็นผลตอบสนองวงรอบเปิด(open loop) ของกระบวนการที่จะถูกควบคุม ตัวควบคุมไม่ได้ต่ออยู่กับกระบวนการที่จะทดสอบ และสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้เป็นสัญญาณขั้นบันได(step signal) ซึ่งเป็นการหาคุณลักษณะของกระบวนการ โดยทั่วไปการหาคุณลักษณะของกระบวนการที่สมบูรณ์นั้นจะทำได้ยากจึงนิยมใช้วิธีการประมาณค่าจากเส้นโค้งปฏิกิริยาของกระบวนการ [7] ซึ่งเป็นผลตอบสนองของกระบวนการแสดงได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 เส้นโค้งปฏิกิริยาของกระบวนการ

เส้นโค้งปฏิกิริยาของกระบวนการนี้ จะถูกประมาณเป็นระบบอันดับหนึ่ง(first order system) ที่มีเวลาไร้ผลสนอง L มีวิธีการหาตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

1. ลากเส้นสัมผัส(tangent line) ให้แตะกับเส้นโค้งของผลตอบสนองของกระบวนการที่จุดที่มีความชัน(slope) สูงสุด
2. หาค่าของเวลาไร้ผลสนอง L จะเป็นช่วงเวลาตั้งแต่ศูนย์จนถึงตำแหน่งที่เส้นสัมผัสตัดกับแกนเวลา และสำหรับคาบเวลา(period time) นั้น จะเป็นเวลาที่เส้นสัมผัสตัดกับแกนของผลตอบสนอง

วิธีการของซีเกลอร์และนิโคลส์ ได้กำหนดสูตรการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของตัวควบคุม พี พีไอ และพีไอดี แสดงได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 สูตรการหาค่าพารามิเตอร์ของซีเกลอร์และนิโคลส์

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

เวลาอนุพันธ์ T_d ที่ได้จากสูตรของตัวควบคุมพีไอดี และเวลาอินทิกรัล T_i ที่ได้จากสูตรของตัวควบคุมพีไอ จะถูกนำไปออกแบบ FFC ตามลำดับ

3.1.7 การกำหนด σ_f

นอกจากการกำหนดเวลาอนุพันธ์ T_d และเวลาอินทิกรัล T_i แล้ว การกำหนด σ_f ให้มีค่าเหมาะสมจะเป็นปัจจัยสำคัญในการออกแบบและหาค่าพารามิเตอร์ α และ β ของ FFC ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้กำหนดค่าของ σ_f ไว้ที่ 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ นั่นคือ

$$\sigma_f = 0.6\tau \quad (3.7)$$

3.1.8 การกำหนดค่าครรชนีเสถียรภาพสำหรับการออกแบบ FFC

การเลือกใช้ค่าครรชนีเสถียรภาพที่เหมาะสมนั้น จะต้องกำหนดค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_1 จากค่าครรชนีเสถียรภาพมาตรฐานในสมการที่ (2.14) เช่นเดียวกับการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM โดยค่าครรชนีเสถียรภาพที่ใช้ออกแบบ FFC คือ

$$\gamma_1 = 2.5 \quad (3.8)$$

3.1.9 การออกแบบ FFC

เมื่อจัดโครงสร้างของระบบควบคุมในรูปที่ 2.1 ใหม่ให้เป็น รูปที่ 2.2 พบว่า FFC ที่มีโครงสร้างเป็นเฟสนำหน้า มีผลให้พรีฟิลเตอร์ $B_d(s)$ ของระบบควบคุมเปลี่ยนไปเป็น

$$B_f(s) = B_a(s)A_{ff}(s) + A_c(s)B_{ff}(s) = m_2s^2 + m_1s + m_0 \quad (3.9)$$

$$A_f(s) = A_{ff}(s) = T_d s + 1 \quad (3.10)$$

โดยที่ $m_2 = \alpha T_d$, $m_1 = (\beta + k_0 T_d)$ และ $m_0 = k_0$

ในทำนองเดียวกัน ถ้า FFC เป็นโครงสร้างของเฟสล่าหลัง มีผลให้พรีฟิลเตอร์ $B_a(s)$ ของระบบควบคุมเปลี่ยนไปเป็น

$$B_f(s) = B_a(s)A_{ff}(s) + A_c(s)B_{ff}(s) = m_2s^2 + m_1s + m_0 \quad (3.11)$$

$$A_f(s) = A_{ff}(s) = T_i s + 1 \quad (3.12)$$

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

พารามิเตอร์ α และ β ของ FFC ในสมการที่ (3.5) และ (3.6) จะถูกออกแบบจากสัมประสิทธิ์ m_0 , m_1 และ m_2 ของโพลีโนเมียล $B_f(s)$ และจะเป็นตัวที่กำหนดความเร็วของผลตอบสนองของระบบควบคุม

3.1.10 ขั้นตอนการออกแบบ FFC

ขั้นตอนการออกแบบ FFC ทั้งกรณีที่เป็นเฟสนำหน้าและเฟสล่าหลังมีดังนี้

1. กำหนดให้ $m_1 / m_0 = \sigma_f = 0.6\tau$
2. หา m_1 จากการรู้ค่าของ $m_0 = k_0$ และค่า σ_f
3. หา m_2 จาก $m_2 / m_1 = \sigma_f / \gamma_1$ โดยที่ $\gamma_1 = 2.5$
4. หาค่าพารามิเตอร์ α และ β จาก m_1 และ m_2 ตามลำดับ

3.2 การสร้างตัวควบคุม

3.2.1 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่องไปเป็นเวลาไม่ต่อเนื่อง

วิธีดิฟเฟอเรนเชียลย้อนกลับ(backward difference) เป็นวิธีที่ง่าย [8] ซึ่งสามารถแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนให้มีลักษณะที่ใกล้เคียงกัน สามารถแปลง $G(s)$ ไปเป็น $G(z)$ โดยอาศัยความสัมพันธ์จากสมการที่ (3.13)

$$s = \frac{1-z^{-1}}{T} \tag{3.13}$$

โดยที่ T คือ คาบเวลาของการสุ่มสัญญาณ(sampling time) มีหน่วยเป็นวินาที

โดยความหมายของสมการ (3.13) พิจารณาครึ่งซ้ายของระนาบ s กำหนดโดย $[\text{Re}(s) < 0]$ เป็นการส่งแมป(map) ภายในบริเวณ

$$\text{Re}(s) \left(\frac{1-z^{-1}}{T} \right) = \text{Re} \left(\frac{z-1}{Tz} \right) < 0 \tag{3.14}$$

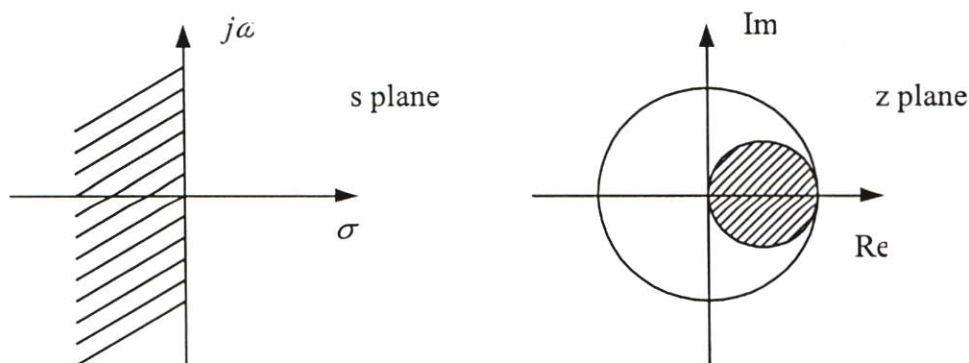
ค่า $T > 0$ และกำหนด $z = \alpha + j\beta$ จะได้

$$\text{Re}(s) \left(\frac{\alpha + j\beta - 1}{\alpha + j\beta} \right) < 0 \tag{3.15}$$

$$\frac{\alpha^2 - \alpha + \beta^2}{\alpha^2 + \beta^2} < 0 \tag{3.16}$$

$$\left(\alpha - \frac{1}{2} \right)^2 + \beta^2 < \left(\frac{1}{2} \right)^2 \tag{3.17}$$

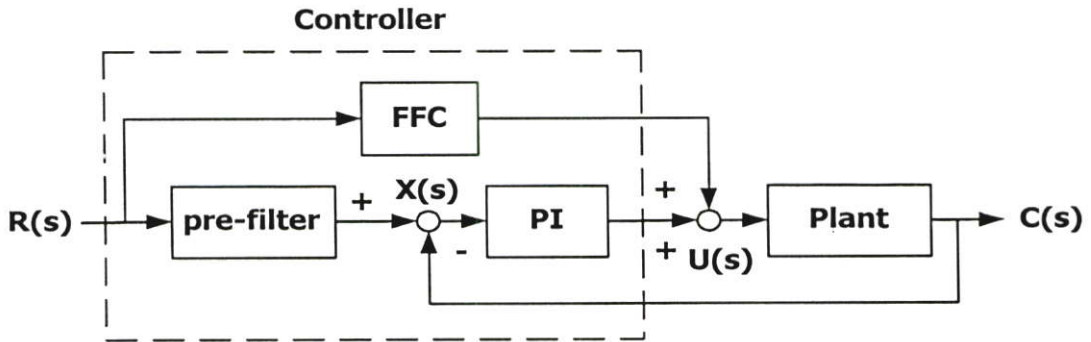
นั่นคือ อาณาเขตเสถียรภาพบนระนาบ z เป็นวงกลม ศูนย์กลางที่ $\alpha = \frac{1}{2}$, $\beta = 0$ และรัศมี $\frac{1}{2}$ แสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 บริเวณที่เสถียรในระนาบ s และบริเวณที่เสถียรในระนาบ z

3.2.2 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม

การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมที่ใช้กับคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล สามารถพิจารณาจากโครงสร้างของระบบควบคุมพีไอ และ FFC ได้ดังนี้



รูปที่ 3.4 โครงสร้างของระบบควบคุมพีไอ และ FFC

3.2.2.1. การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของพีไอคอนโทรลเลอร์

ฟังก์ชันถ่ายโอนของพีไอคอนโทรลเลอร์ของระบบควบคุมคือ

$$\frac{X(s)}{R(s)} = \frac{k_0}{k_1 s + k_0} \quad (3.18)$$

และแทนค่า $s = \frac{1-z^{-1}}{T}$ ในสมการที่ (3.18) จะได้

$$\frac{X(z)}{R(z)} = \frac{k_0}{k_1(1-z^{-1})/T + k_0} \quad (3.19)$$

จัดสมการที่ (3.19) ใหม่ คือ

$$k_1 \frac{[X(z) - z^{-1}X(z)]}{T} + k_0 X(z) = k_0 R(z) \quad (3.20)$$

แปลงแซดกลับ(inverse z-transform) ของสมการที่ (3.20) จะได้

$$(k_1 + k_0 T)x(k) = k_0 T r(k) + k_1 x(k-1) \quad (3.21)$$

ดังนั้น จะได้สมการของพีไอคอนโทรลเลอร์ คือ

$$x(k) = \frac{k_0 Tr(k) + k_1 x(k-1)}{(k_1 + k_0 T)} \quad (3.22)$$

3.2.2.2 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอ

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอที่ถูกออกแบบด้วยวิธี CDM คือ

$$\frac{U(s)}{X(s)} = \frac{k_1 s + k_0}{s} \quad (3.23)$$

และแทนค่า $s = \frac{1-z^{-1}}{T}$ ในสมการที่ (3.23) จะได้

$$\frac{U(z)}{X(z)} = \frac{k_1(1-z^{-1})/T + k_0}{(1-z^{-1})/T} \quad (3.24)$$

จัดสมการที่ (3.24) ใหม่ คือ

$$\frac{[U(z) - z^{-1}U(z)]}{T} = k_1 \frac{[X(z) - z^{-1}X(z)]}{T} + k_0 X(z) \quad (3.25)$$

แปลงแซดกลับของสมการที่ (3.25) จะได้

$$u(k) - u(k-1) = k_1 x(k) - k_1 x(k-1) + k_0 T x(k) \quad (3.26)$$

ดังนั้น จะได้สมการของตัวควบคุมพีไอที่ถูกออกแบบด้วยวิธี CDM คือ

$$u(k) = k_1 x(k) - k_1 x(k-1) + k_0 T x(k) + u(k-1) \quad (3.27)$$

3.2.2.3 การแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนของ FFC

โครงสร้างของ FFC ชนิดเฟสนำหน้า มีฟังก์ชันถ่ายโอน คือ

$$\frac{U(s)}{R(s)} = \frac{\alpha T_d s + \beta}{T_d s + 1} \quad (3.28)$$

และแทนค่า $s = \frac{1-z^{-1}}{T}$ ในสมการที่ (3.28) จะได้

$$\frac{U(z)}{R(z)} = \frac{\alpha T_d(1-z^{-1})/T + \beta}{T_d(1-z^{-1})/T + 1} \quad (3.29)$$

จัดสมการที่ (3.29) ใหม่ คือ

$$T_d \left[\frac{U(z) - z^{-1}U(z)}{T} \right] + U(z) = \alpha T_d \left[\frac{R(z) - z^{-1}R(z)}{T} \right] + \beta R(z) \quad (3.30)$$

แปลงแซดกลับของสมการที่ (3.30) จะได้

$$(T_d + T)u(k) - T_d u(k-1) = (\alpha T_d + \beta T)r(k) - \alpha T_d r(k-1) \quad (3.31)$$

ดังนั้น จะได้สมการของ FFC ชนิดเฟสนำหน้า คือ

$$u(k) = \frac{(\alpha T_d + \beta T)r(k) - \alpha T_d r(k-1) + T_d u(k-1)}{(T_d + T)} \quad (3.32)$$

ในทำนองเดียวกัน โครงสร้างของ FFC ชนิดเฟสล้าหลังจะมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$\frac{U(s)}{R(s)} = \frac{\alpha T_i s + \beta}{T_i s + 1} \quad (3.33)$$

และแทนค่า $s = \frac{1-z^{-1}}{T}$ ในสมการที่ (3.33) จะได้

$$\frac{U(z)}{R(z)} = \frac{\alpha T_i(1-z^{-1})/T + \beta}{T_i(1-z^{-1})/T + 1} \quad (3.34)$$

จัดสมการที่ (3.34) ใหม่ คือ

$$T_i \left[\frac{U(z) - z^{-1}U(z)}{T} \right] + U(z) = \alpha T_i \left[\frac{R(z) - z^{-1}R(z)}{T} \right] + \beta R(z) \quad (3.35)$$

แปลงแซดกลับของสมการที่ (3.35) จะได้

$$(T_i + T)u(k) - T_i u(k-1) = (\alpha T_i + \beta T)r(k) - \alpha T_i r(k-1) \quad (3.36)$$

ดังนั้น จะได้สมการของ FFC ชนิดเฟสล้ำหลัง คือ

$$u(k) = \frac{(\alpha T_i + \beta T)r(k) - \alpha T_i r(k-1) + T_i u(k-1)}{(T_i + T)} \quad (3.37)$$

จากนั้นนำสมการที่ (3.22), (3.27), (3.32) และ (3.37) ที่ได้จากการแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนจากระบบเวลาต่อเนื่องไปเป็นเวลาไม่ต่อเนื่องไปใช้งานบนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล เพื่อควบคุมกระบวนการในห้องปฏิบัติการจริงต่อไป

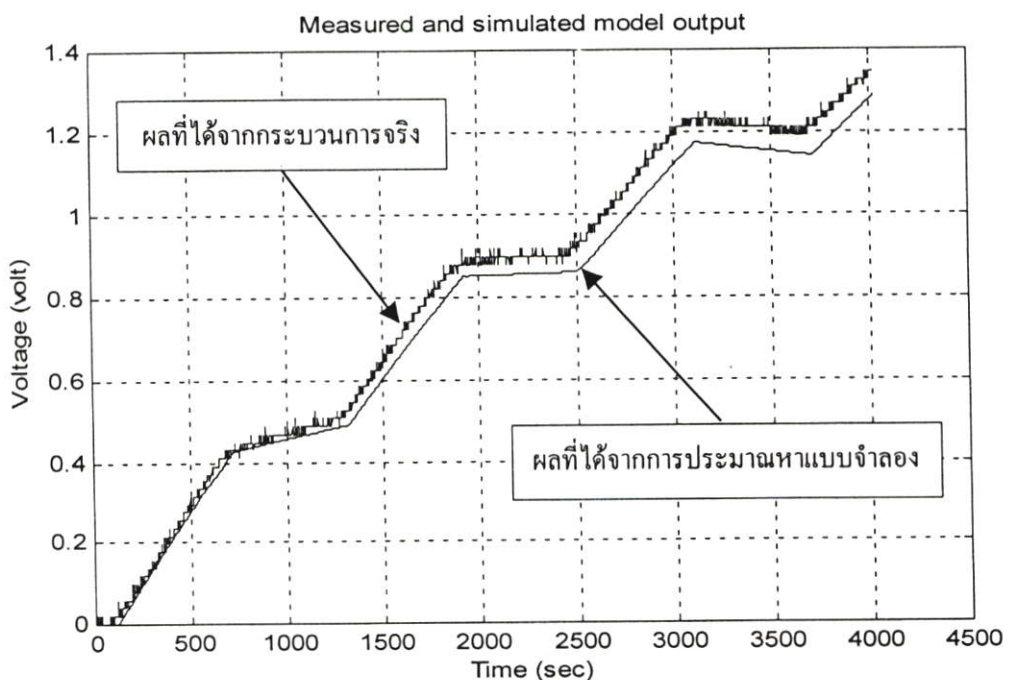
บทที่ 4

การจำลองระบบควบคุมและการทดลอง

เมื่อได้ออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM และออกแบบ FFC ในบทที่ 3 แล้ว ในบทนี้ จะกล่าวถึงการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของกระบวนการที่จะถูกควบคุม การจำลองระบบควบคุม และการควบคุมกระบวนการจริง ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ จะแบ่งการทดลองออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนแรกเป็นการนำตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วย CDM ที่มีและไม่มี FFC ชนิดเฟสหน้าไปควบคุมอุณหภูมิของถังต้มน้ำ และส่วนที่สองเป็นการนำตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วย CDM ที่มีและไม่มี FFC ชนิดเฟสล่าช้าไปควบคุมความเร็วของระบบ 2 มวล

4.1 การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของถังต้มน้ำ

การหาแบบจำลอง(modeling) คือการหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการที่จะถูกควบคุม การหาแบบจำลองของถังต้มน้ำสามารถทำให้อยู่ในรูปของสมการผลต่างเชิงเส้น(linear difference equation) โดยป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณแรงดันที่อยู่ในรูปของสัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยม(square wave) มีขนาดอยู่ระหว่าง 2 โวลต์ และ 7 โวลต์ มีคาบเวลา 20 วินาที แล้วทำการเก็บสัญญาณเอาต์พุตเป็นค่าอุณหภูมิของน้ำซึ่งอยู่ในหน่วยโวลต์ ดังกราฟ [9] ที่แสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 กราฟการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของถังต้มน้ำ

จากรูปที่ 4.1 กราฟของกระบวนการที่ได้จากการทดลองจริง มีเวลาไ้ผลสนอง 120 วินาที การประมาณแบบจำลองของกระบวนการดังกล่าว ให้มีค่าใกล้เคียงกับผลทดลองที่ได้จากกระบวนการจริง จะใช้ชุดบ็อกซ์ไอดีเอ็นทีพีเคชัน(identification toolbox) ในโปรแกรม MATLAB ประมาณแบบจำลองให้เป็นระบบอันดับ 3 ได้ดังนี้

$$G_p(s) = \frac{0.0002434s^2 + 0.00227s + 0.001114}{s^3 + 1.31s^2 + 10.3s + 0.002711} e^{-120s} \quad (4.1)$$

ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM นั้น จะประมาณเทอมของ e^{-120s} ซึ่งเป็นเทอมของเวลาไ้ผลสนอง โดยใช้วิธีการกระจายอนุกรม(series expansion) [7] ให้เป็นอันดับ 2

แสดงได้ดังสมการ $e^{-120s} \approx \frac{1 - \frac{120s}{2} + \frac{(120s)^2}{8}}{1 + \frac{120s}{2} + \frac{(120s)^2}{8}}$ ดังนั้น แบบจำลองของกระบวนการดังกล่าว คือ

$$G_p(s) = \frac{3.505s^4 + 32.57s^3 + 14.95s^2 - 0.5166s + 0.008912}{14400s^5 + 19344s^4 + 149000s^3 + 4994s^2 + 83.7s + 0.02169} \quad (4.2)$$

หลังจากที่ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของดังกล่าวแล้ว ลำดับต่อไปจะเป็นการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM และการออกแบบ FFC เพื่อควบคุมกระบวนการ กำหนดอินพุตอ้างอิงอยู่ที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส จากขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM ในบทที่ 3 จะได้ค่าคงตัวเวลาสมมูล $\tau = 1427.62$ วินาที ค่าพารามิเตอร์ $k_1 = 14.68$ และ $k_0 = 0.01$ และพรีฟิลเตอร์ $B_d(s) = 0.01$ ดังนั้น ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วยวิธี CDM คือ

$$\frac{B_c(s)}{A_c(s)} = \frac{14.68s + 0.01}{s} \quad (4.3)$$

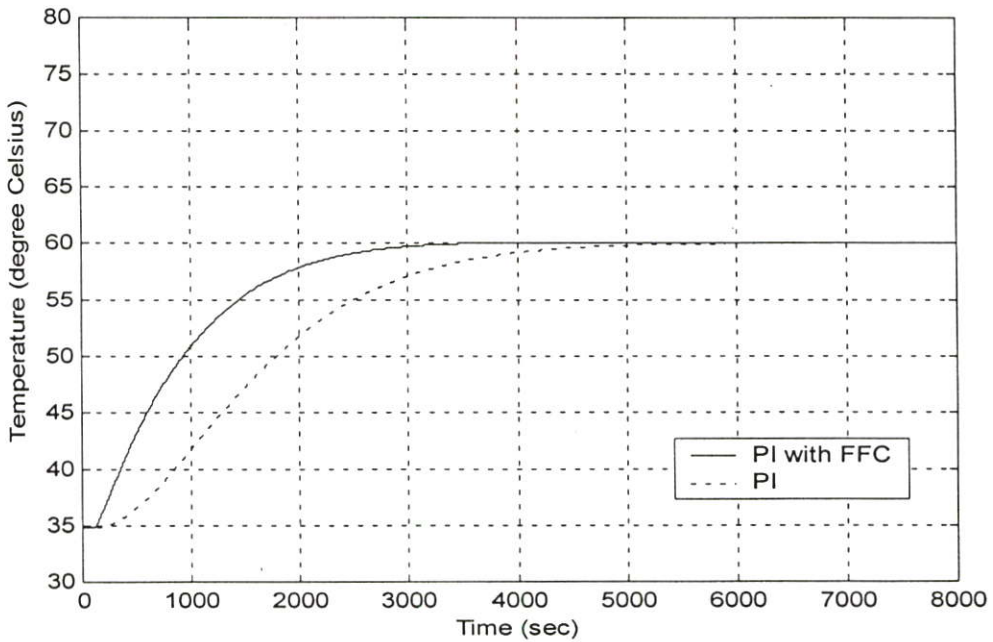
และพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอดังสมการที่ (3.1) จะมีค่า $K_c = 14.68$ และ $T_i = 1468$ วินาที

โครงสร้างของ FFC ที่ถูกเพิ่มเข้าไปในระบบควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วย CDM นั้น จะเป็นโครงสร้างของเฟสนำหน้า เวลาอนุพันธ์ของผลตอบสนองที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส คือ $T_d = 60$ วินาที และมีค่าสัมประสิทธิ์ของโพลีโนเมียล $B_f(s)$ ที่ได้จากขั้นตอนการออกแบบ FFC ในบทที่ 3 ดังนี้ $m_1 = 8.5657$ และ $m_2 = 2668.04$ ดังนั้น เมื่อรู้ค่า T_d , m_0 , m_1 และ m_2 แล้ว จะได้พารามิเตอร์ $\alpha = 44.467$ และ $\beta = 7.965$ ตามลำดับ สำหรับการเลือกโครงสร้างของ FFC เป็นเฟสนำหน้า พิจารณาได้จากผลตอบสนองความถี่(frequency response) ของระบบควบคุมเมื่อจัดใหม่ในบทที่ 2 (รูปผลตอบสนองความถี่แสดงในภาคผนวก ก.11) พบว่า ระบบควบคุมพีไอที่มี FFC จะมีแบนด์วิดท์(bandwidth) กว้างมากกว่าระบบควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC ทำให้ผลตอบสนองเร็วขึ้น หัวข้อต่อไปจะเป็นการจำลองระบบควบคุมเพื่อศึกษาผลตอบสนองและลักษณะของสัญญาณควบคุมก่อนที่จะควบคุมจริง

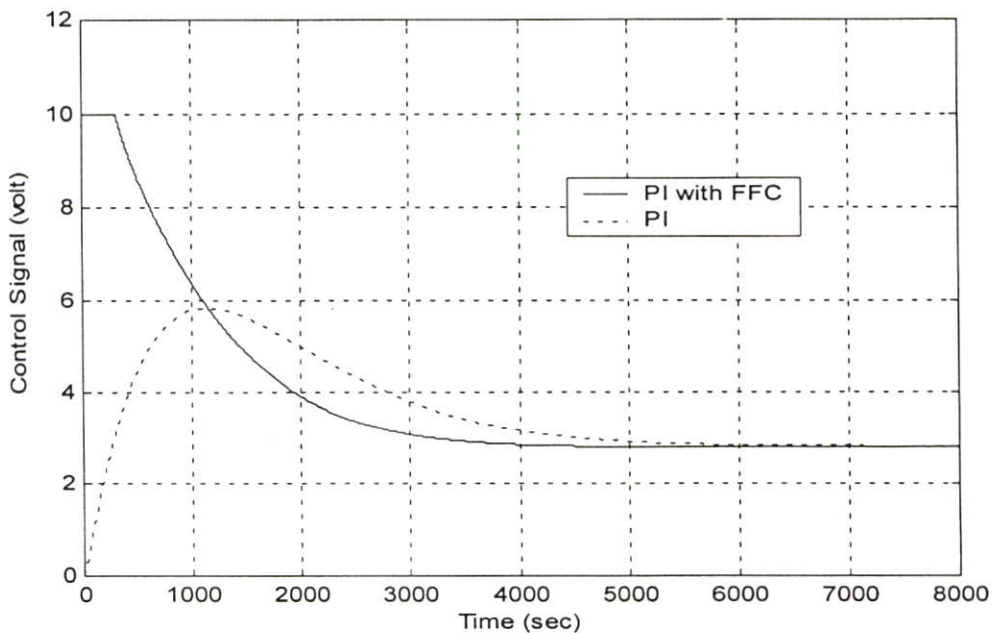
4.2 ผลการควบคุมอุณหภูมิของถังต้มน้ำ

4.2.1 การจำลองระบบควบคุม

การจำลองระบบควบคุม เพื่อเปรียบเทียบผลตอบสนองของระบบควบคุมและสัญญาณควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส เมื่อใช้ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วยวิธี CDM ที่มี FFC และไม่มี FFC แสดงได้ดังรูปที่ 4.2 และ 4.3 ตามลำดับ



รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส



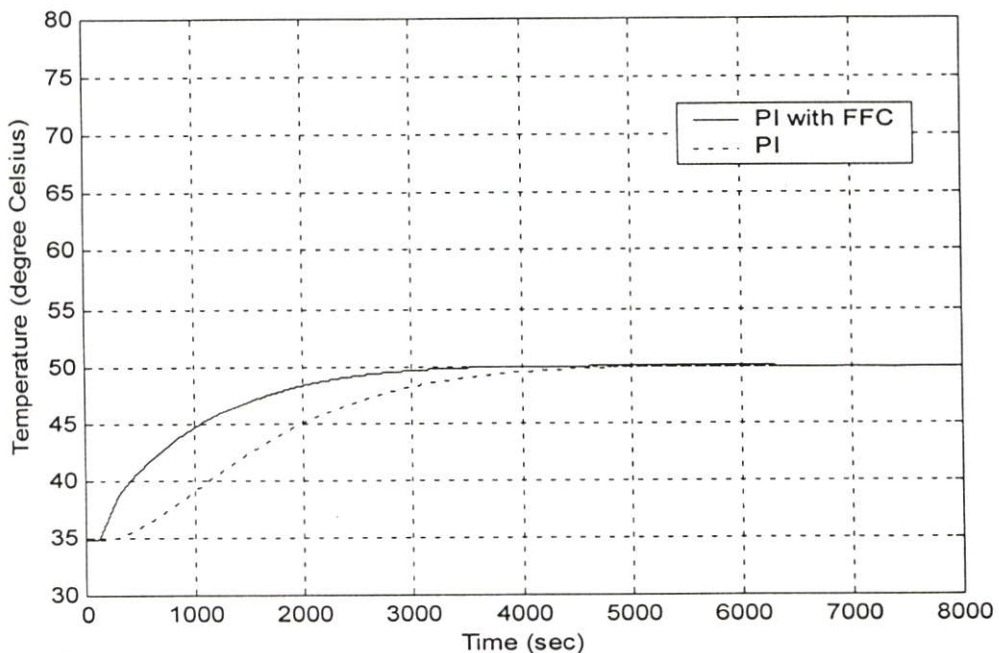
รูปที่ 4.3 สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส

ตารางที่ 4.1 สมรรถนะของระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส

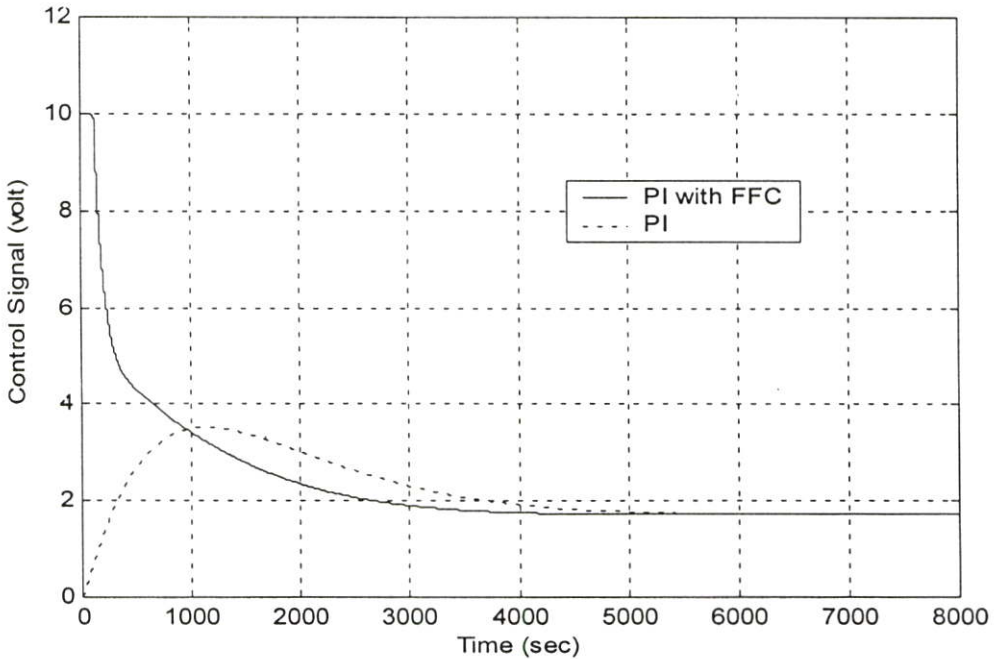
Controller	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)
PI with FFC	1679.95	0.16	2350.00
PI	2553.80	0.00	3750.00

จากรูปที่ 4.2 และตารางที่ 4.1 พบว่า ตัวควบคุมพีไอที่มี FFC ให้ผลตอบสนองเร็ว โดยมีช่วงเวลานั้น t_r น้อย และมีค่าพุ่งเกิน P_o เล็กน้อย ไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว และเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้เร็วกว่าตัวควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC ในขณะที่สัญญาณควบคุมของตัวควบคุมพีไอที่มี FFC จะมีสถานะชั่วคราวสูงกว่าระบบควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC ด้วยเหตุนี้จึงทำให้ตัวควบคุมพีไอที่มี FFC มีช่วงเวลานั้น t_r น้อยกว่า

เมื่อเปลี่ยนค่าของสัญญาณอ้างอิงจากอุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส ให้ลดลงและเพิ่มขึ้น 10 องศาเซลเซียส มีค่าเป็น 50 องศาเซลเซียส และ 70 องศาเซลเซียสตามลำดับ เพื่อศึกษาความสามารถของตัวควบคุมว่า เมื่อไปควบคุมยังระดับอ้างอิงอื่นจะยังคงสามารถควบคุมได้อยู่หรือไม่ โดยใช้ค่าพารามิเตอร์เดิมของตัวควบคุม แสดงผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมเปรียบเทียบกันของตัวควบคุมพีไอที่มี FFC และที่ไม่มี FFC โดยที่อุณหภูมิ 50 องศาเซลเซียส แสดงได้ดังรูปที่ 4.4 และสัญญาณควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 4.5 ตามลำดับ



รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 50 องศาเซลเซียส



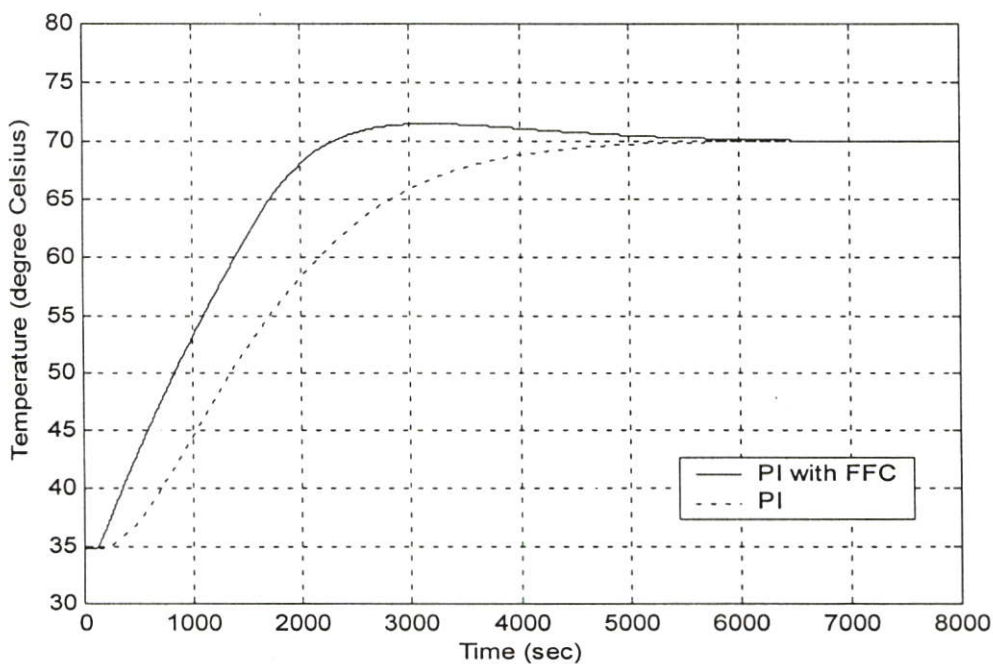
รูปที่ 4.5 สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 50 องศาเซลเซียส

ตารางที่ 4.2 สมรรถนะของระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 50 องศาเซลเซียส

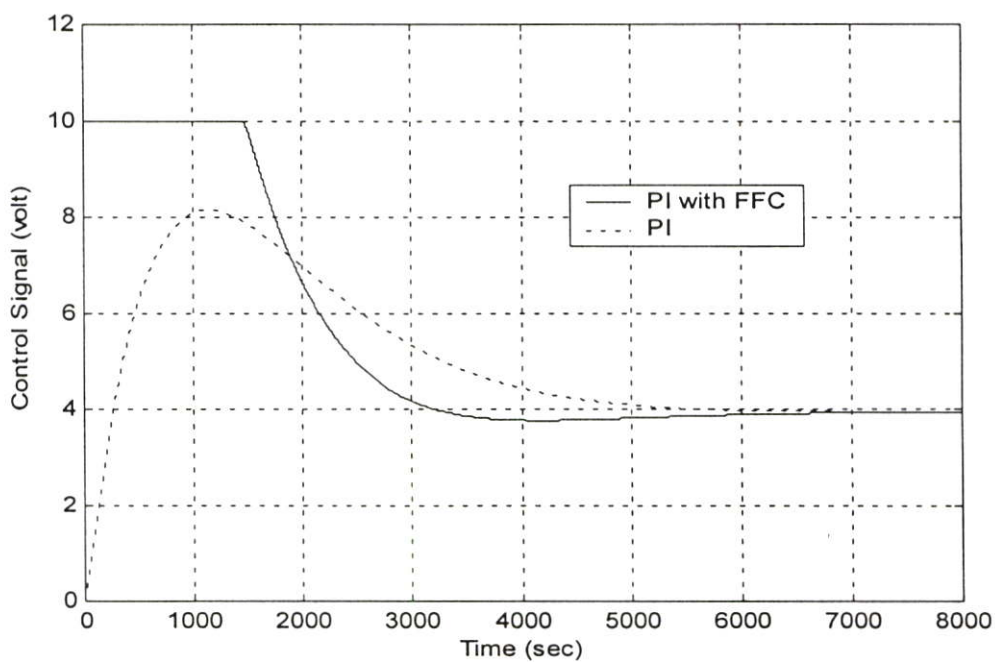
Controller	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)
PI with FFC	1862.30	0.00	2352.00
PI	2554.00	0.00	3480.00

จากผลการจำลองระบบควบคุมในตารางที่ 4.2 แสดงให้เห็นว่า ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 50 องศาเซลเซียส ยังคงคล้ายคลึงกับผลตอบสนองของระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส กล่าวคือ ตัวควบคุมพีไอที่มี FFC จะมีช่วงเวลานั้น t_r น้อย และไม่มีค่าพุ่งเกิน P_o โดยไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว ในขณะที่สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมพีไอที่มี FFC จะมีสถานะชั่วคราวสูงกว่าระบบควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC เหมือนกับที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส

เมื่อเปลี่ยนระดับสัญญาณอ้างอิงจาก 50 องศาเซลเซียส ไปเป็น 70 องศาเซลเซียส แล้ว สามารถแสดงผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่มี FFC และไม่มี FFC ได้ดังรูปที่ 4.6 และสัญญาณควบคุมที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส ได้ดังรูปที่ 4.7 ตามลำดับ



รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส



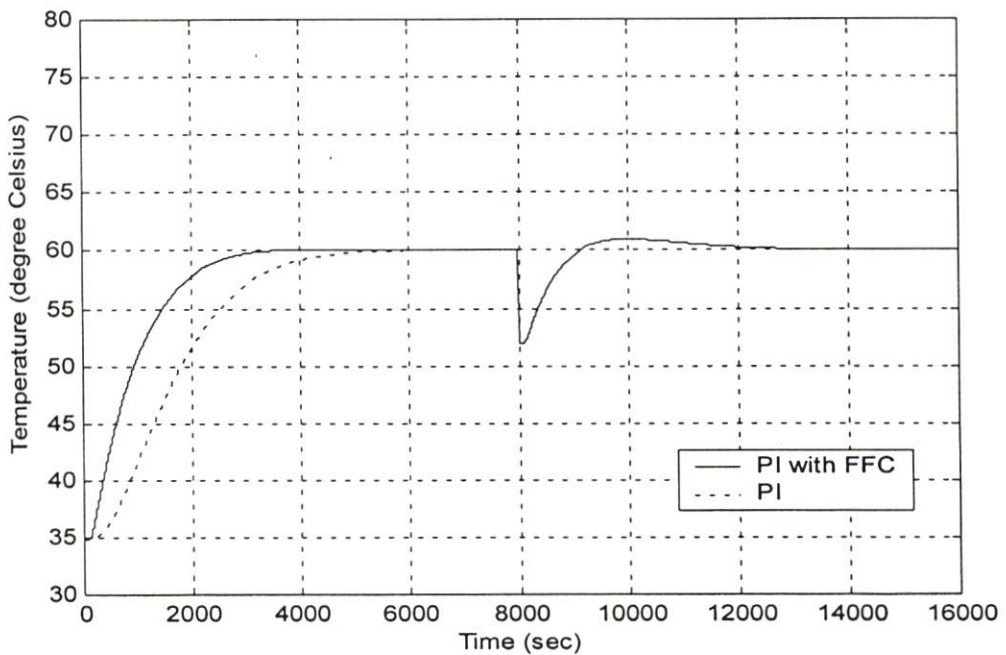
รูปที่ 4.7 สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส

ตารางที่ 4.3 สมรรถนะของระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส

Controller	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)
PI with FFC	1550.92	2.14	2057.00
PI	2553.00	0.00	3870.00

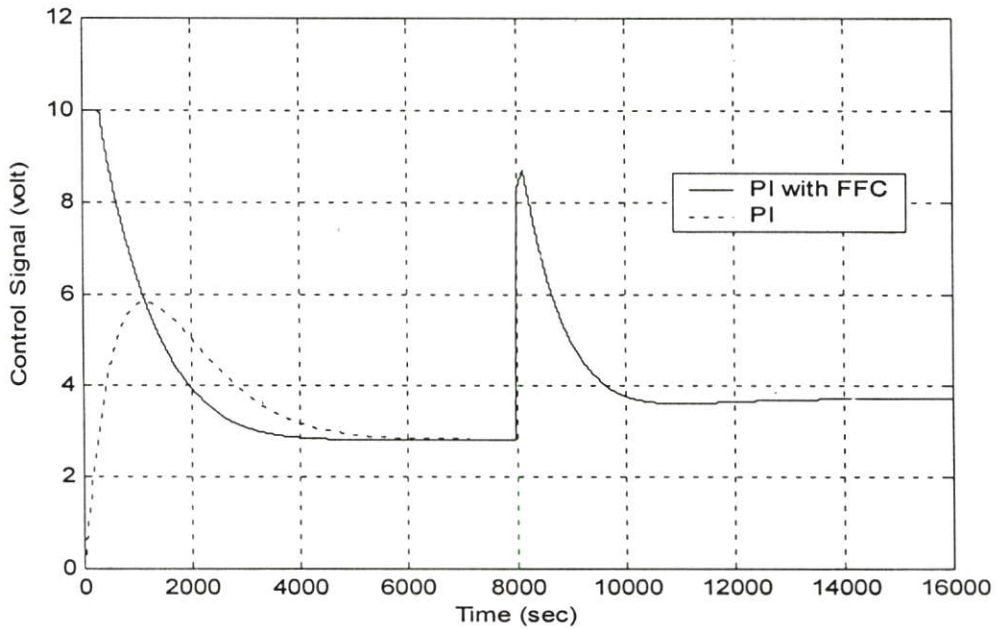
ผลการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส พบว่า ตัวควบคุมพีไอที่มี FFC จะให้ผลตอบสนองของระบบควบคุม มีค่าพุงเกิน P_o สูงมากกว่าที่อุณหภูมิ 50 และ 60 องศาเซลเซียส และมีช่วงเวลานิ่ง t_r น้อยกว่าตัวควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC โดยไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว ส่วนสัญญาณควบคุมของตัวควบคุมพีไอที่มี FFC จะมีสถานะชั่วคราวสูงกว่าระบบควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC เช่นเดียวกับที่อุณหภูมิ 60 และ 50 องศาเซลเซียส

จากผลการจำลองระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่มี FFC และไม่มี FFC ที่ได้ออกแบบเพื่อควบคุมอุณหภูมิที่ 60 องศาเซลเซียส จะให้ผลตอบสนองดี เมื่อนำไปควบคุมที่อุณหภูมิ 50 และ 70 องศาเซลเซียส ตัวควบคุมพีไอที่มี FFC จะให้ผลตอบสนองเร็วกว่าตัวควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC และการจำลองระบบควบคุมเพื่อทดสอบประสิทธิภาพการกำจัดอิทธิพลของสัญญาณรบกวน เมื่อมีสัญญาณรบกวนคงที่เข้ามาที่เอาต์พุตของระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส โดยได้ลดอุณหภูมิลง 8 องศาเซลเซียส ที่เวลา 8000 วินาที จะได้ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุม และสัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส เมื่อมีสัญญาณรบกวน แสดงได้ดังรูปที่ 4.8 และ 4.9 ตามลำดับ



รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส
เมื่อมีสัญญาณรบกวน

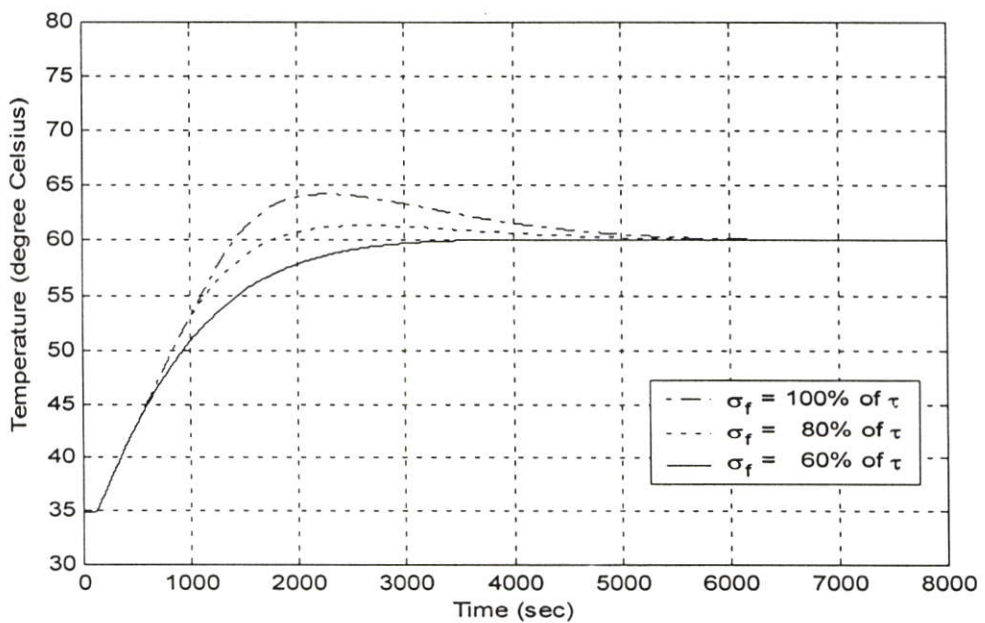
จากรูปที่ 4.8 และ 4.9 พบว่า ระบบควบคุมพีไอที่มี FFC มีความสามารถในการกำจัดอิทธิพลของสัญญาณรบกวนได้เท่ากับระบบควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC ทั้งนี้ เนื่องจากการเพิ่ม FFC เข้าไปในระบบควบคุมจะไม่มีผลต่อการกำจัดอิทธิพลของสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.9 สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส
เมื่อมีสัญญาณรบกวน

4.2.2 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมเมื่อเปลี่ยนค่า σ_f

เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f จาก 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ให้มีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 80% และ 100% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส จะแสดงได้ดังรูปที่ 4.10 และตารางที่ 4.4 ตามลำดับ



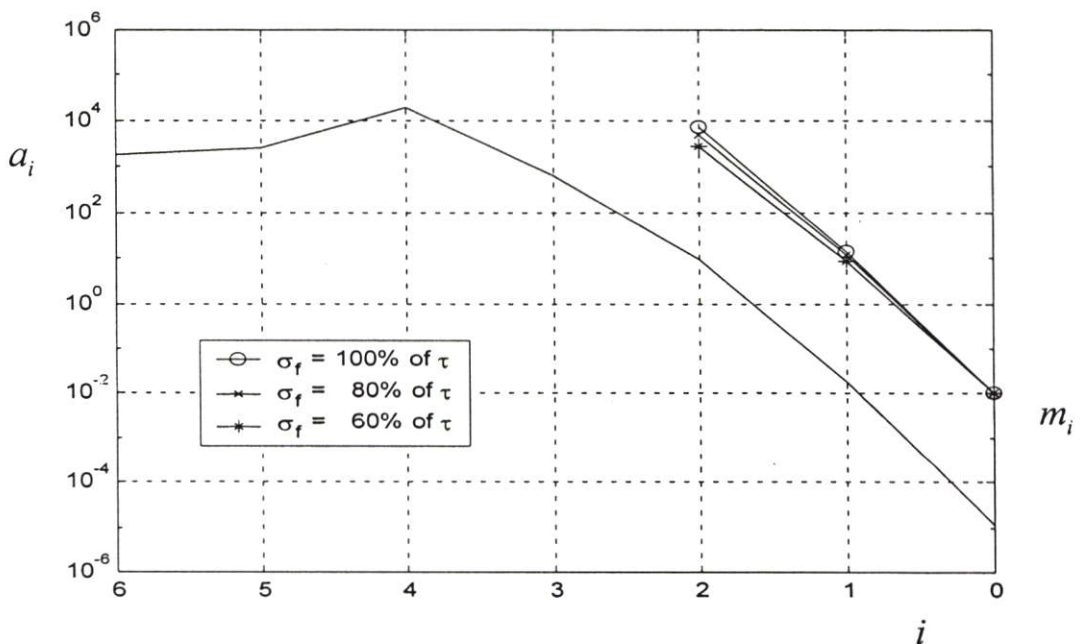
รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส
เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f

ตารางที่ 4.4 สมรรถนะของระบบควบคุมพีไอและ FFC เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f

σ_f	α	β	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)
100% of τ	123.46	13.67	1404	7.95	4428
80% of τ	79.04	10.82	1764	2.54	3366
60% of τ	44.46	7.96	3511	0.19	2404

จากตารางที่ 4.4 จะเห็นว่าที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f จาก 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ให้มีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 80% และ 100% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ พบว่า ระบบควบคุมจะมีผลตอบสนองเร็วขึ้น กล่าวคือ มีช่วงเวลาดำเนิน t_r น้อยลง แต่มีค่าพุ่งเกิน P_o เพิ่มขึ้น และไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว

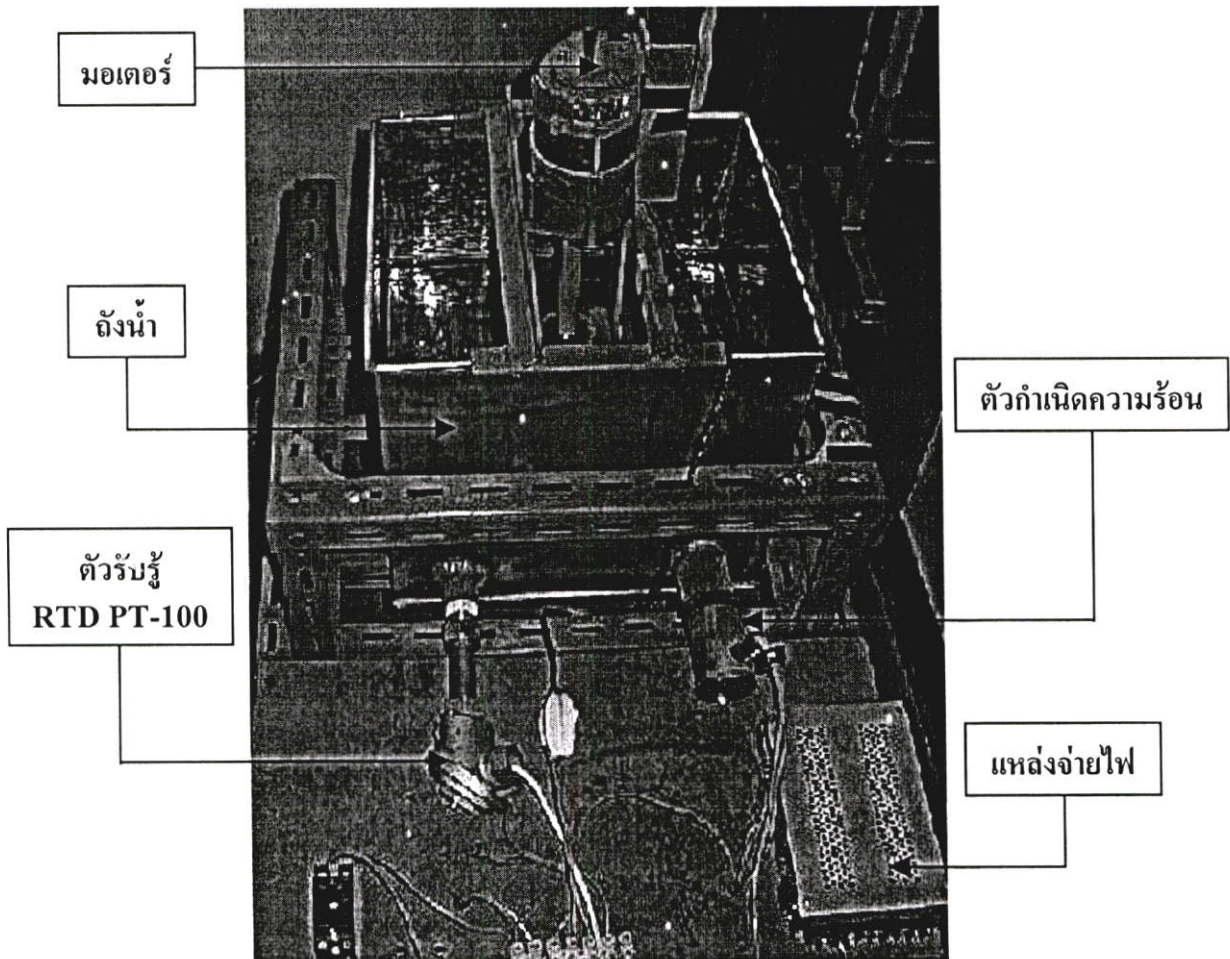
เมื่อนำค่าสัมประสิทธิ์ m_i ที่สอดคล้องกับค่า α และ β ในตารางที่ 4.4 จากการเปลี่ยนค่า σ_f ไปสร้างแผนผังซิมิ-ล็อก เพื่อเปรียบเทียบกับค่าสัมประสิทธิ์ a_i จะพบว่า ค่าสัมประสิทธิ์ m_i มีค่ามากกว่าค่าสัมประสิทธิ์ a_i ของโพลีโนเมียลคุณลักษณะที่ได้จากกระบวนการที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียสและตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วยวิธี CDM แสดงได้ดังรูปที่ 4.11 เมื่อค่าของ σ_f มีค่ามากขึ้น จะทำให้เส้นโค้งเบนไปทางขวา ซึ่งหมายถึงผลตอบสนองของระบบควบคุมมีช่วงเวลาดำเนิน t_r น้อยลง



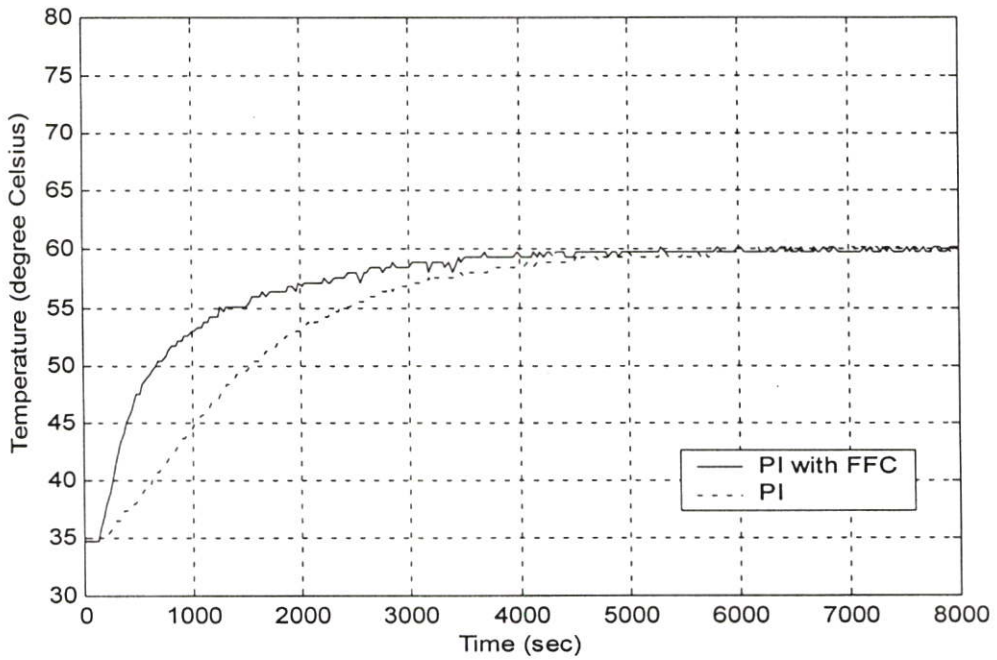
รูปที่ 4.11 การเปรียบเทียบค่า m_i ต่อค่าสัมประสิทธิ์ a_i ที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส

4.2.3 การควบคุมกระบวนการจริง

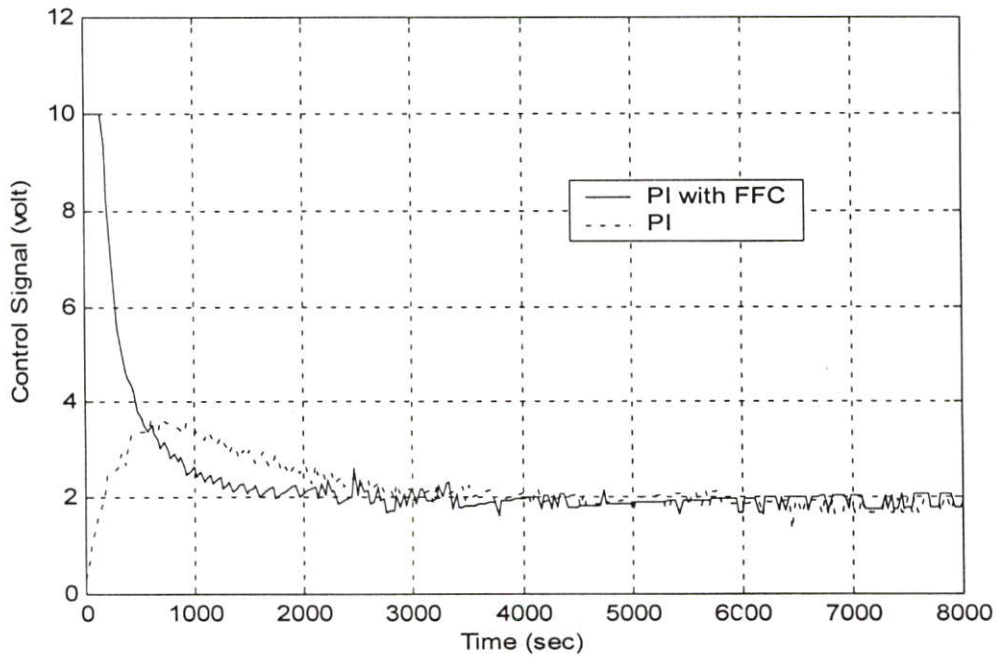
หลังจากได้จำลองระบบควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์จนเป็นที่แน่ใจแล้ว ลำดับต่อไปจะเป็นการทดลองควบคุมอุณหภูมิของถังต้มน้ำในห้องปฏิบัติการจริง มีส่วนประกอบของถังต้มน้ำ (รายละเอียดของถังและวงจรรอยู่ในภาคผนวก ก.1-8) แสดงได้ดังรูปที่ 4.12 ทำการทดสอบประสิทธิภาพของระบบควบคุม เปรียบเทียบผลตอบสนองของระบบควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วย CDM ที่มีและไม่มี FFC ที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส และใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอเท่ากับการจำลองระบบควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์ โดยใช้คาบเวลาการสุ่ม 1 วินาที สามารถแสดงผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงได้ดังรูปที่ 4.13 และแสดงสัญญาณควบคุมจริงได้ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.12 ส่วนประกอบของถังต้มน้ำ



รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส



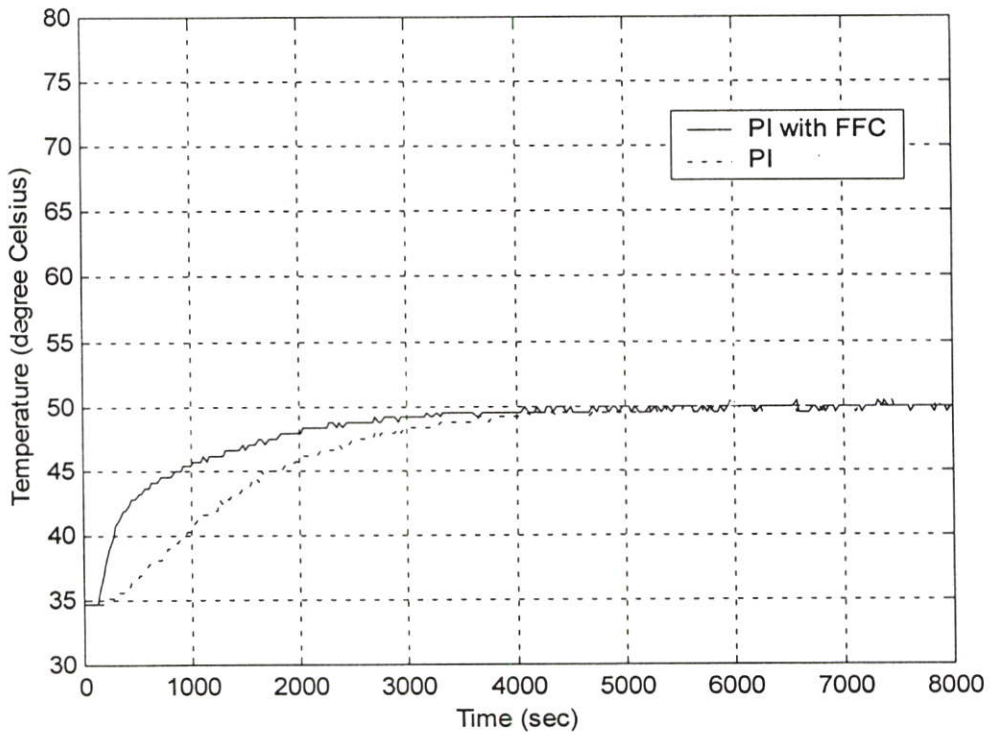
รูปที่ 4.14 สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส

ตารางที่ 4.5 สมรรถนะของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส

Controller	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)
PI with FFC	2016.12	0.00	3026.00
PI	2811.50	0.00	4150.00

จากผลการทดลองการควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส พบว่าตัวควบคุมพีไอที่มี FFC จะมีช่วงเวลาน่าขึ้น t_r น้อย ไม่มีค่าพุ่งเกิน P_o และเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้เร็วกว่าตัวควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC ในขณะที่สัญญาณควบคุมจะมีสภาวะชั่วคราวสูงกว่าระบบควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC เช่นเดียวกับการจำลองระบบควบคุม

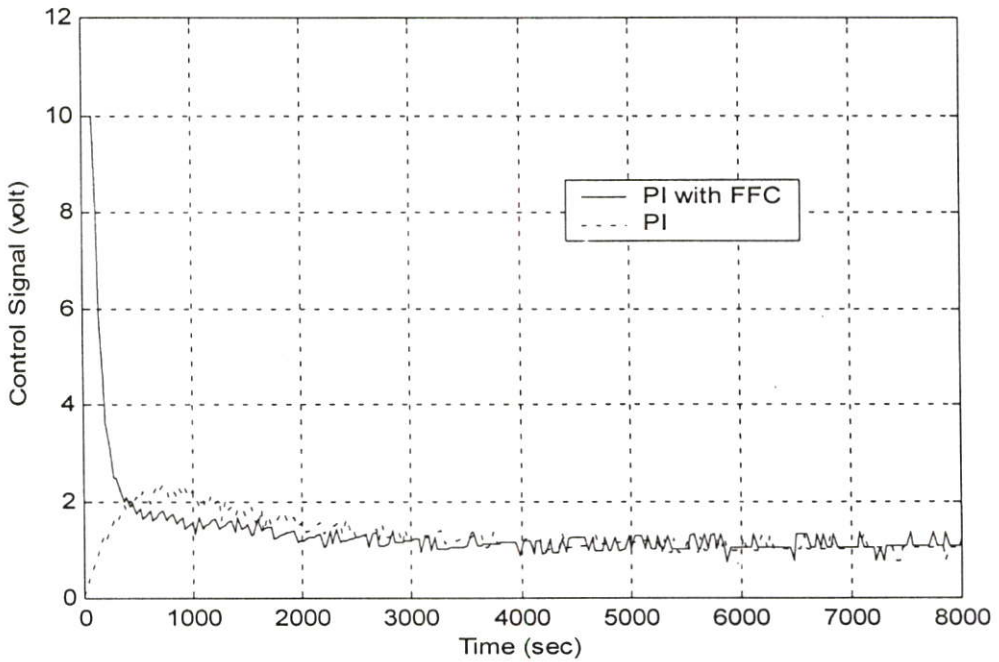
ทดสอบความสามารถของตัวควบคุมพีไอที่มี FFC และไม่มี FFC เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิง โดยลดอุณหภูมิลง 10 องศาเซลเซียสจากสัญญาณอ้างอิงเดิมที่ 60 องศาเซลเซียส และให้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมมีค่าเท่าเดิม สามารถแสดงผลตอบสนองและสัญญาณการควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 50 องศาเซลเซียส ได้ดังรูปที่ 4.15 และ 4.16 ตามลำดับ



รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 50 องศาเซลเซียส

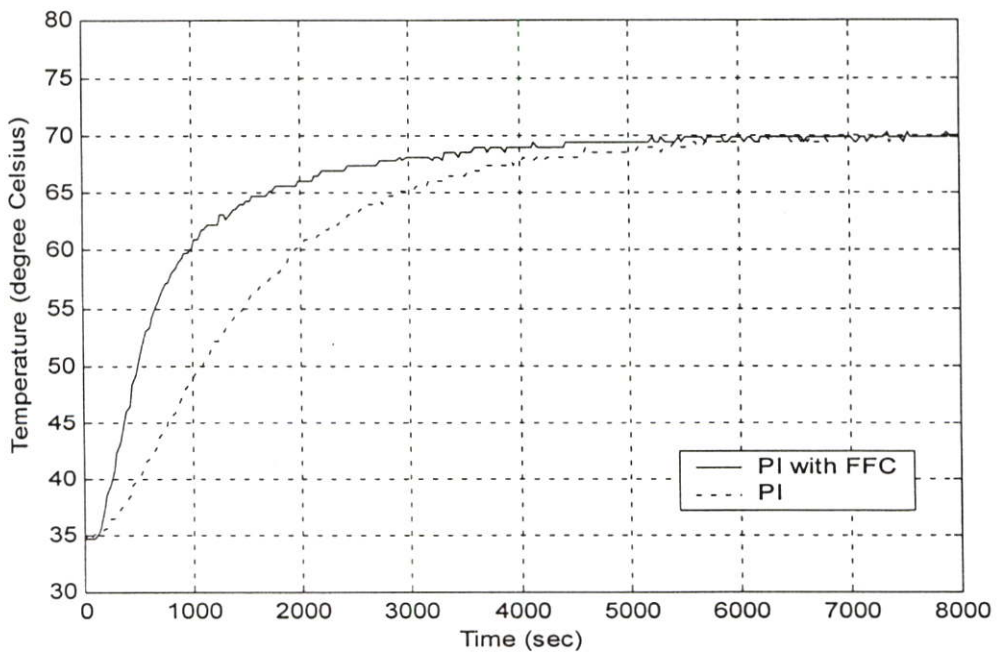
ตารางที่ 4.6 สมรรถนะของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 50 องศาเซลเซียส

Controller	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)
PI with FFC	2161.00	0.00	2711.00
PI	2844.80	0.00	3650.00

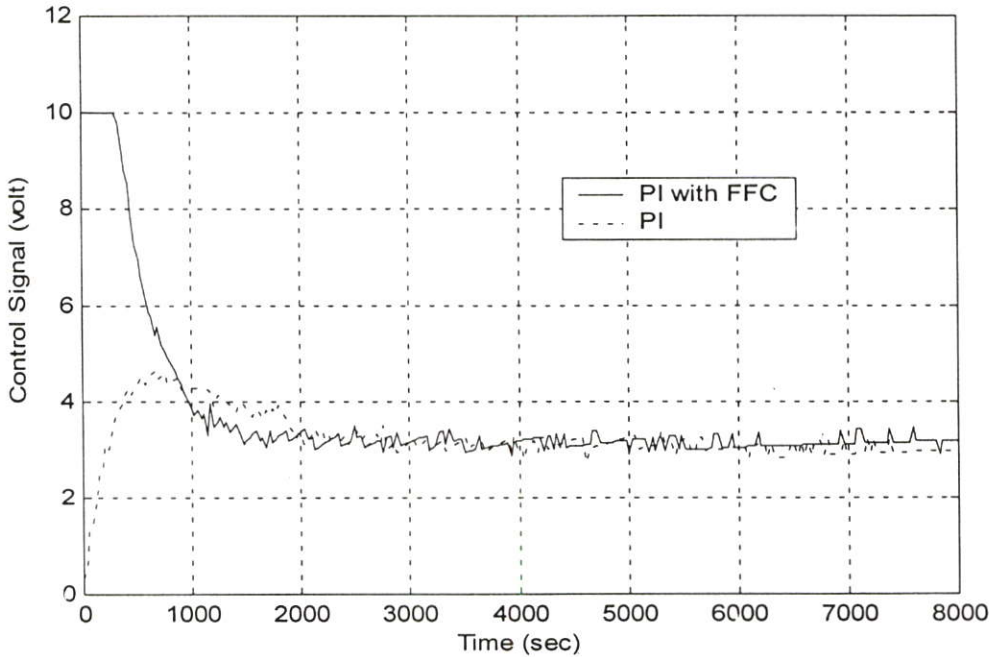


รูปที่ 4.16 สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 50 องศาเซลเซียส

เมื่อเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิง โดยเพิ่มอุณหภูมิขึ้น 10 องศาเซลเซียสจากสัญญาณอ้างอิงเดิมที่ 60 องศาเซลเซียส จะได้ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส ดังแสดงในรูปที่ 4.17 และ 4.18 ตามลำดับ



รูปที่ 4.17 ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส



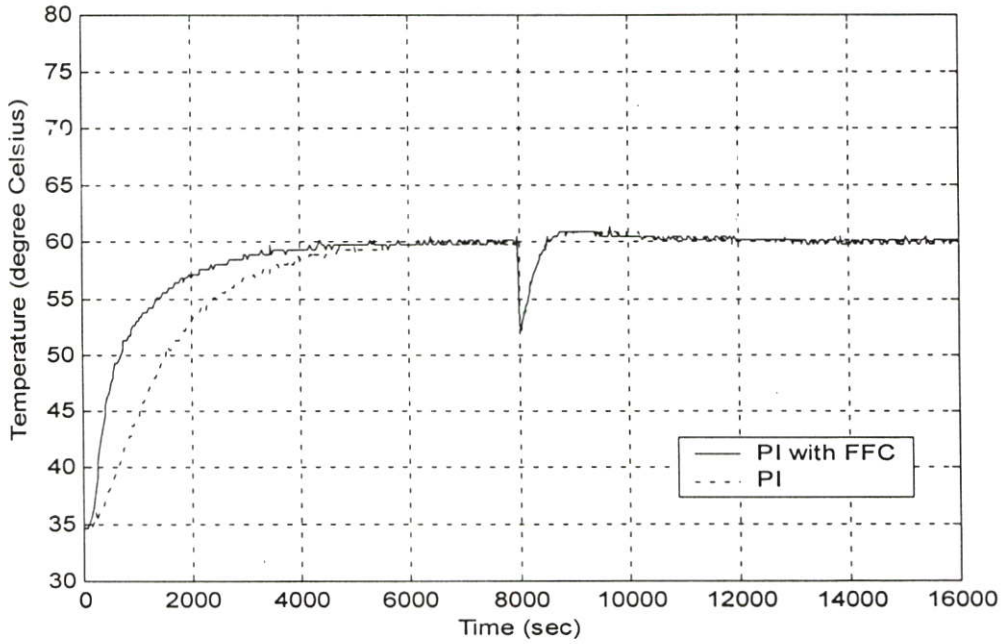
รูปที่ 4.18 สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส

ตารางที่ 4.7 สมรรถนะของผลการควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส

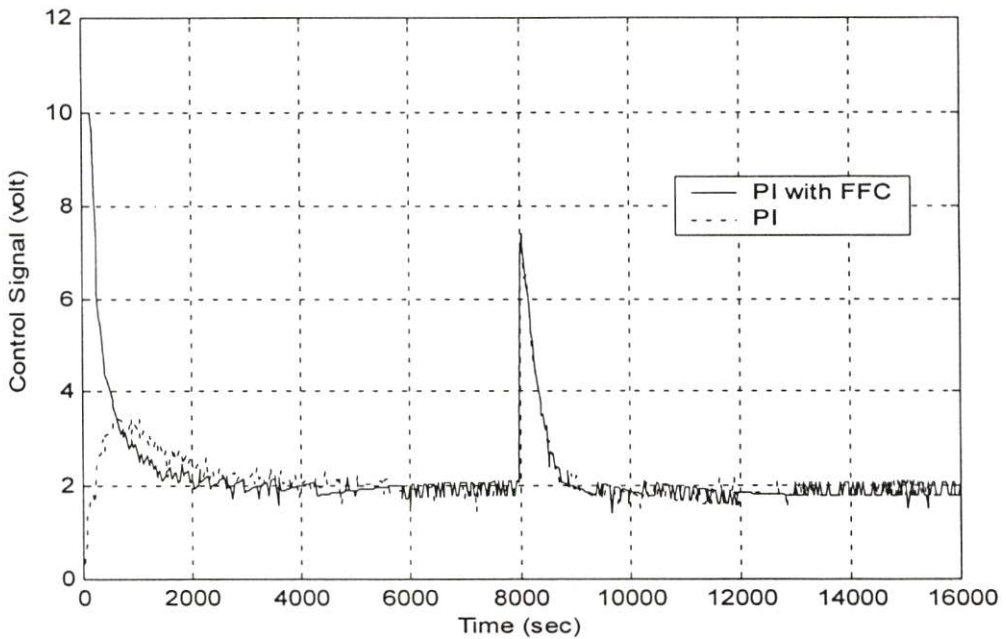
Controller	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)
PI with FFC	1924.75	0.00	3330.00
PI	2928.50	0.00	4605.00

จากการควบคุมจริงเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงเป็น 50 และ 70 องศาเซลเซียส พบว่า ตัวควบคุมพีไอที่มี FFC สามารถควบคุมอุณหภูมิของน้ำให้มีช่วงเวลานั้น t_r น้อย ไม่มีค่าพุ่งเกิน P_o และสามารถเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้เร็ว เมื่อพิจารณาที่สถานะอยู่ตัว พบว่า ผลตอบสนองมีการแกว่งอยู่ในช่วง 0.4 องศาเซลเซียส รอบๆ สัญญาณอ้างอิง นอกจากนี้ สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส ตัวควบคุมพีไอที่มี FFC จะมีสถานะชั่วครู่สูงกว่าตัวควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC เช่นเดียวกับที่อุณหภูมิ 60 และ 50 องศาเซลเซียส

ในการควบคุมจริงเพื่อทดสอบประสิทธิภาพการกำจัดอิทธิพลของสัญญาณรบกวน เมื่อมีสัญญาณรบกวนคงที่เข้ามาที่เอาต์พุตของระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส โดยได้ลดอุณหภูมิลง 8 องศาเซลเซียส ที่เวลา 8000 วินาที จะได้ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมจริง เมื่อมีสัญญาณรบกวนแสดงได้ดังรูปที่ 4.19 และ 4.20 ตามลำดับ



รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส เมื่อมีสัญญาณรบกวน

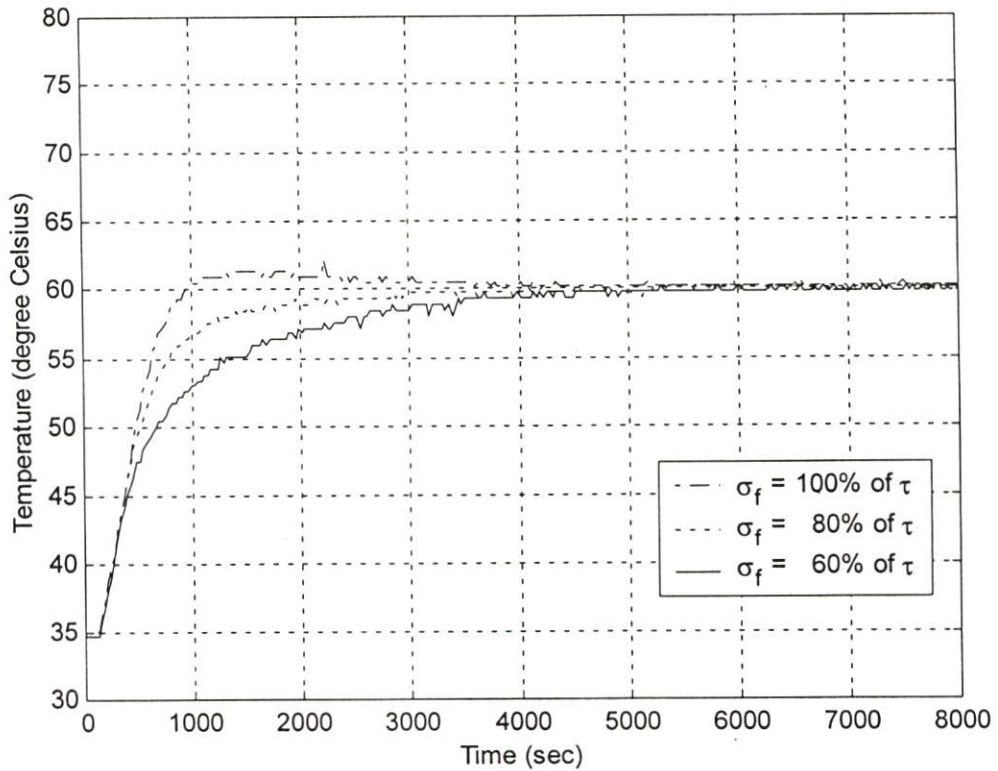


รูปที่ 4.20 สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส เมื่อมีสัญญาณรบกวน

จากรูปที่ 4.19 และ 4.20 พบว่า เมื่อมีการลดอุณหภูมิลง ตัวควบคุมพีไอที่มี FFC และไม่มี FFC จะสามารถควบคุมให้ระบบควบคุมมีผลตอบสนองเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้อีกครั้ง โดยที่การเพิ่ม FFC ลงในระบบควบคุมพีไอจะไม่มีผลต่อการกำจัดอิทธิพลของสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น

4.2.4 ผลตอบสนองของการควบคุมจริงเมื่อเปลี่ยนค่า σ_f

เมื่อทดลองเปลี่ยนค่า σ_f จาก 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ให้มีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 80% และ 100% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ เพื่อศึกษาผลตอบสนองและสมรรถนะของระบบควบคุมที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส จะได้ผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 4.21 และตารางที่ 4.8



รูปที่ 4.21 ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f

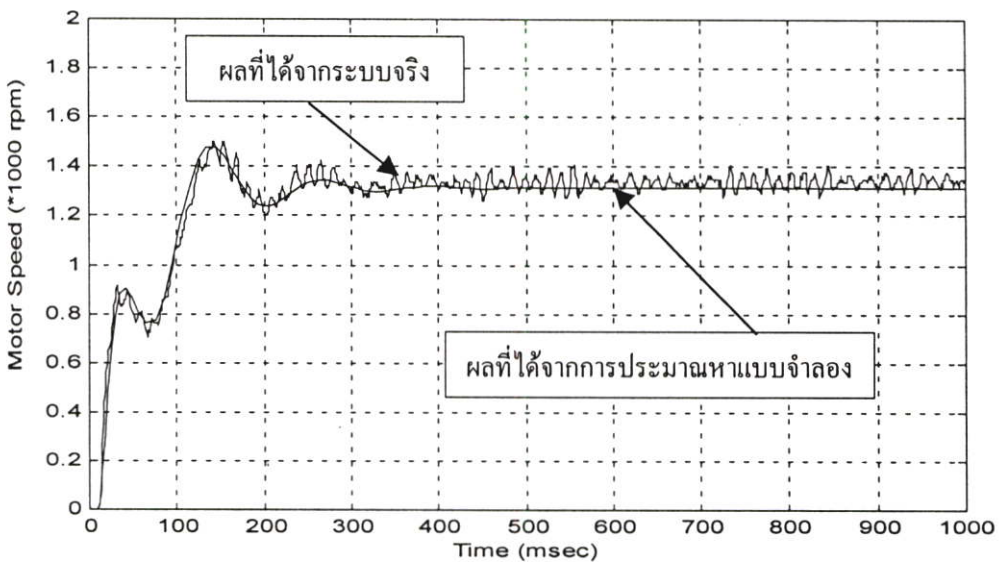
จากผลการควบคุมจริงเมื่อเปลี่ยนค่า σ_f จาก 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ให้มีค่าเพิ่มขึ้น พบว่า ที่ 80% และ 100% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ระบบควบคุมพีไอที่มี FFC จะมีผลตอบสนองเร็วขึ้น คือ มีช่วงเวลานิ่ง t_r และช่วงเวลาที่เข้าที่ t_s น้อยลง แต่จะมีค่าพุงเกิน P_o เพิ่มขึ้น

ตารางที่ 4.8 สมรรถนะของระบบควบคุมพีไอกับ FFC เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f

σ_f	α	β	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)
100% of τ	123.46	13.67	560.50	2.33	809.00
80% of τ	79.04	10.82	951.00	0.25	1675.00
60% of τ	44.46	7.96	2016.12	0.00	3026.00

4.3 การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ 2 มวล

ในหัวข้อนี้จะเป็นการหาแบบจำลองของระบบ 2 มวล(2-mass model) ซึ่งประกอบด้วยมอเตอร์ 2 ตัวที่ต่อคู่ควบกันด้วยเพลาที่มีความยืดหยุ่น [10] (ตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นตัวขับและอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นโหลด) ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของระบบที่จะถูกควบคุมหาแบบจำลองของระบบ 2 มวล ให้อยู่ในรูปของสมการผลต่างเชิงเส้น ซึ่งป้อนสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันที่อยู่ในรูปของสัญญาณขั้นบันได(step signal) มีขนาด 5 โวลต์ แล้วเก็บสัญญาณเอาต์พุตเป็นค่าความเร็วของระบบ 2 มวล ซึ่งอยู่ในหน่วยรอบต่อนาที แสดงได้ดังรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.22 กราฟการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ 2 มวล

ในรูปที่ 4.22 แสดงผลที่ได้จากระบบจริงและผลการประมาณหาแบบจำลองของระบบ 2 มวล ให้มีค่าใกล้เคียงกับผลที่ได้จากระบบจริงซึ่งมีเวลาไว้ผลสนองเท่ากับ 20 มิลลิวินาที โดยทั่วไประบบ 2 มวลจะประมาณแบบจำลองเป็นระบบอันดับ 3 ซึ่งประกอบด้วยส่วนทางกล(mechanical part) ของมอเตอร์ เพลา(shaft) และส่วนทางกลของโหลด เพื่อให้มีค่าใกล้เคียงกับผลที่ได้จากระบบจริง สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้ประมาณแบบจำลองให้เป็นระบบอันดับ 4 โดยเพิ่มส่วนทางไฟฟ้า(electrical part) ของมอเตอร์เข้าไป ดังนั้น จะได้แบบจำลองของระบบ 2 มวล เป็นระบบอันดับ 4 และมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (4.4)

$$G_p(s) = \frac{3648s^2 + 3.038s + 5941000}{s^4 + 250s^3 + 17150s^2 + 814300s + 22630000} e^{-0.02s} \quad (4.4)$$

และเมื่อประมาณเทอม $e^{-0.02s}$ เป็นอันดับ 2 ดังสมการ $e^{-0.02s} \approx \frac{1 - \frac{0.02s}{2} + \frac{(0.02s)^2}{8}}{1 + \frac{0.02s}{2} + \frac{(0.02s)^2}{8}}$ แล้ว สมการที่

(4.4) จะแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$G_p(s) = \frac{1.459s^4 - 291.8s^3 + 31560s^2 - 475300s + 47530000}{0.0004s^6 + 0.18s^5 + 34.86s^4 + 3698s^3 + 211396s^2 + 8325000s + 181000000} \quad (4.5)$$

หลังจากที่ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ 2 มวลแล้ว ลำดับต่อไปจะเป็นการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธี CDM เพื่อควบคุมระบบ 2 มวลที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที จากขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมในบทที่ 3 จะได้ค่าคงตัวเวลาสมมูล $\tau = 0.178$ วินาที โดยที่ค่าพารามิเตอร์ $k_1 = 0.074$ และ $k_0 = 20.55$ และพรีฟิลเตอร์ $B_d(s) = 20.55$ ดังนั้น ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วยวิธี CDM คือ

$$\frac{B_c(s)}{A_c(s)} = \frac{0.074s + 20.55}{s} \quad (4.6)$$

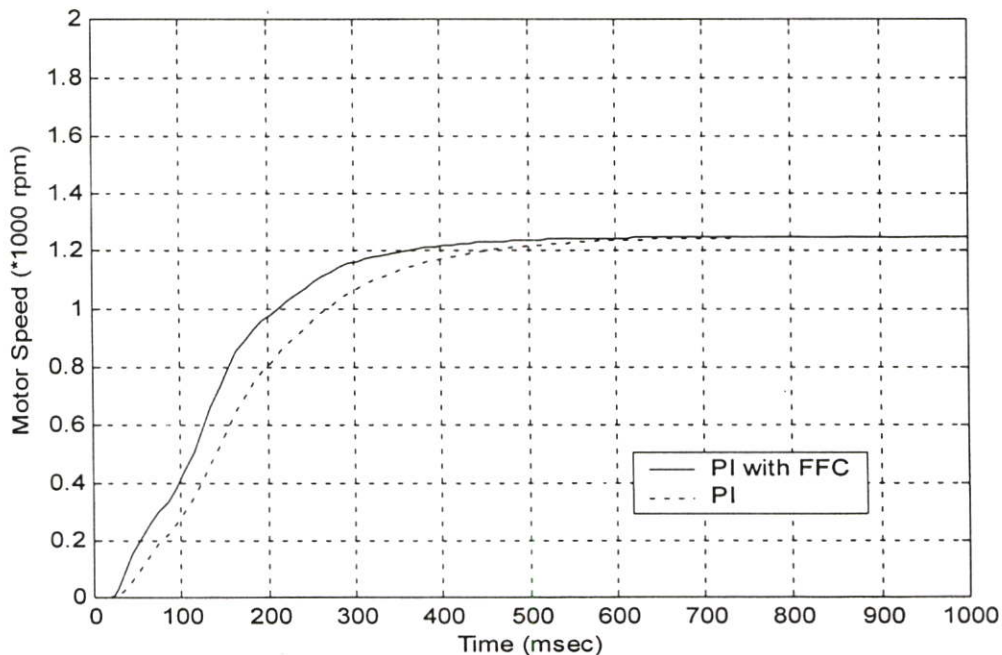
และพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ จะมีค่า $K_c = 0.074$ และ $T_i = 0.0036$ วินาที

โครงสร้างของ FFC ที่ถูกเพิ่มเข้าไปในระบบควบคุมพีไอเพื่อปรับปรุงความเร็วของผลตอบสนองนั้น จะเป็นโครงสร้างของเฟสล่าหลัง ค่าของเวลาอินทิกรัลที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที $T_i = 66$ มิลลิวินาที และค่าสัมประสิทธิ์ของโพลีโนเมียล $B_f(s)$ ที่ได้จากขั้นตอนการออกแบบ FFC ในบทที่ 3 คือ $m_1 = 2.19$ และ $m_2 = 0.02$ ดังนั้น เมื่อรู้ค่า T_i , m_0 , m_1 และ m_2 แล้ว จะได้พารามิเตอร์ $\alpha = 0.33$ และ $\beta = 0.84$ ตามลำดับ เมื่อโครงสร้างของ FFC เป็นเฟสหน้า พบว่าผลตอบสนองความถี่ของพรีฟิลเตอร์ $B_f(s)/A_f(s)$ ที่เกิดจากการรวมโครงสร้าง FFC ชนิดเฟสหน้าหน้ากับพรีฟิลเตอร์ $B_d(s)$ ดังรูปที่ 2.2 จะมีอัตราการขยายเชิงลอการิทึม(logarithmic gain) คงที่เล็กน้อยในช่วงความถี่ต่ำและจะมีค่าเพิ่มขึ้นมากในช่วงความถี่สูง ทำให้ผลตอบสนองความถี่ของระบบควบคุมที่จัดใหม่ ซึ่งมี FFC รวมอยู่ในระบบควบคุม จะมีเรโซแนนซ์ค่ายอด(peak resonance) มากขึ้นและเกิดเรโซแนนซ์การบิด(torsional resonance) ในขณะที่โครงสร้างของ FFC เป็นเฟสล่าหลัง จะมีอัตราการขยายเชิงลอการิทึมค่อนข้างคงที่ในช่วงความถี่ต่ำและมีค่าเพิ่มขึ้นไม่มากนักในช่วงความถี่สูง ทำให้ผลตอบสนองความถี่ของระบบควบคุมที่จัดใหม่ มีเรโซแนนซ์ค่ายอดน้อยลง จึงไม่เกิดเรโซแนนซ์การบิด (รูปผลตอบสนองความถี่แสดงในภาคผนวก ก.12) ผลของการจำลองระบบควบคุมและลักษณะของสัญญาณควบคุมก่อนที่จะควบคุมจริงจะได้แสดงในหัวข้อต่อไป

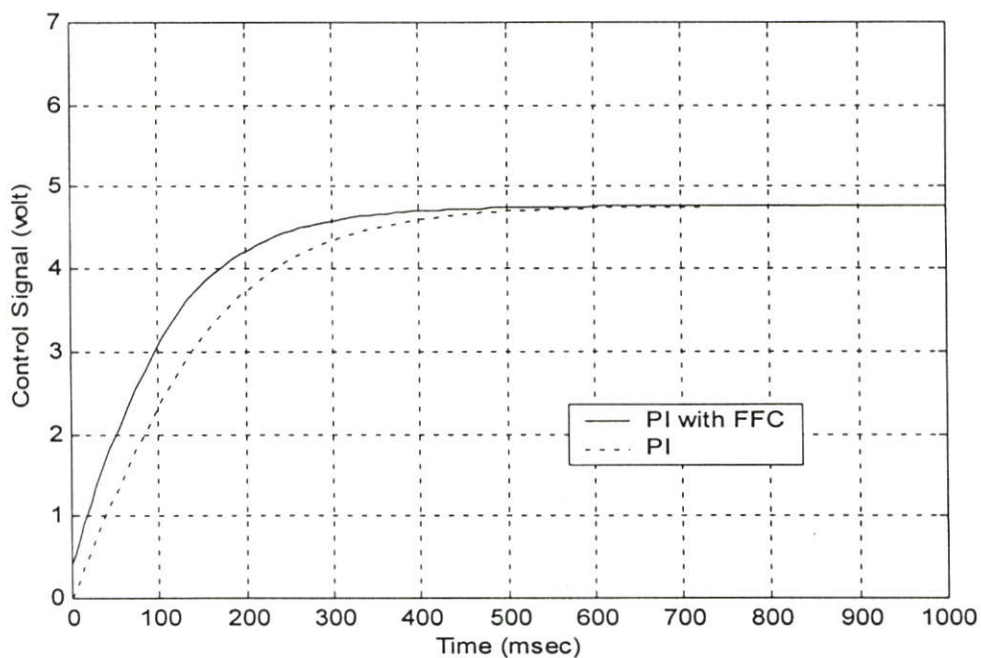
4.4 ผลการควบคุมความเร็วของระบบ 2 มวล

4.4.1 การจำลองระบบควบคุม

ในหัวข้อนี้จะแสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองของระบบควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วยวิธี CDM ที่มี FFC และไม่มี FFC การจำลองระบบควบคุมจะใช้โปรแกรม MATLAB จำลองผลการควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที แสดงผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมได้ดังรูปที่ 4.23 และ 4.24 ตามลำดับ



รูปที่ 4.23 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที



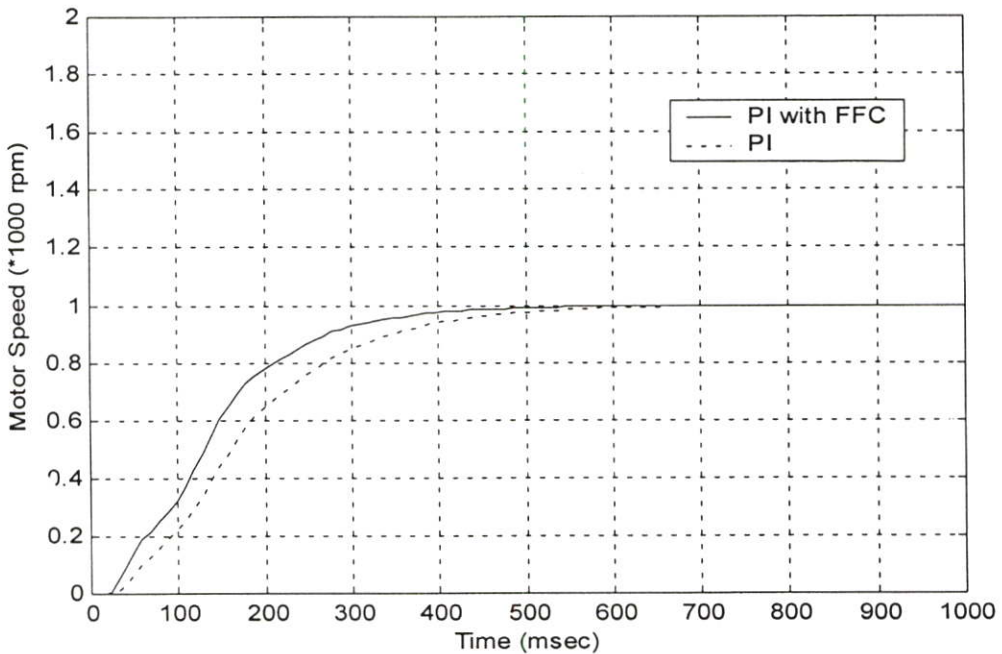
รูปที่ 4.24 สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที

ตารางที่ 4.9 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที

Controller	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)
PI with FFC	232.45	0.00	422.60
PI	289.82	0.00	530.00

จากตารางที่ 4.9 พบว่า ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่มี FFC จะมีช่วงเวลาน่าขึ้น t_r น้อย และไม่มีค่าพุ่งเกิน P_o จากรูปที่ 4.23 พบว่าไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว และเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้เร็วกว่าระบบควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC และสัญญาณควบคุมของตัวควบคุมพีไอที่มี FFC ที่ช่วงเริ่มต้นจะมีค่ามากกว่าระบบควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC

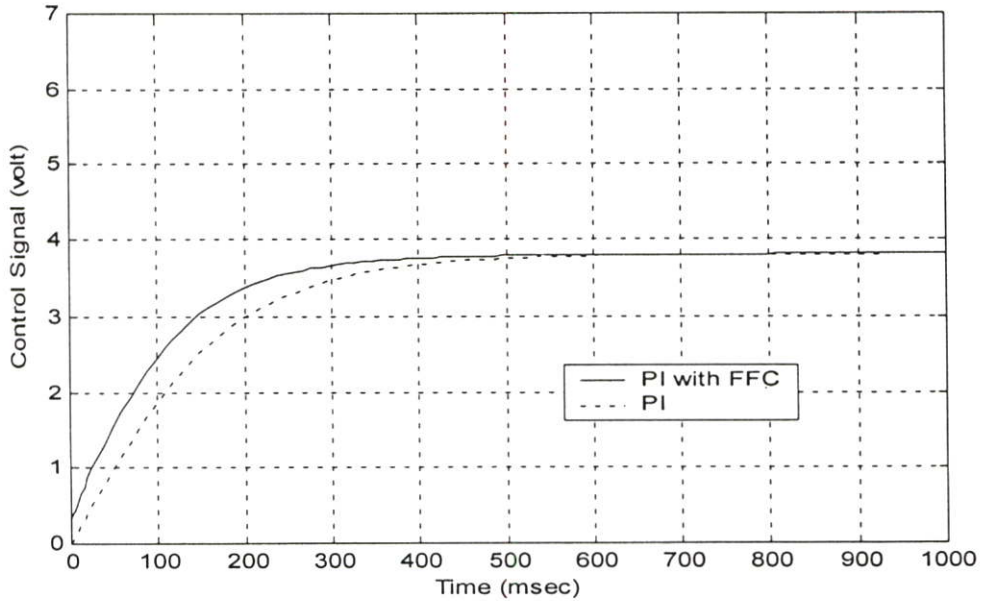
เพื่อศึกษาความสามารถของตัวควบคุมว่า เมื่อไปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ที่สูงและต่ำกว่าความเร็ว 1250 รอบต่อนาทีแล้ว จะยังสามารถควบคุมได้อยู่หรือไม่ โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมค่าเดิม จึงได้เปลี่ยนสัญญาณอ้างอิงที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที ให้ลดลงและเพิ่มขึ้น 250 รอบต่อนาที ดังนั้น จะมีความเร็วเป็น 1000 และ 1500 รอบต่อนาทีตามลำดับ ผลตอบสนองของการจำลองการควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที ของระบบควบคุมพีไอที่มี FFC และที่ไม่มี FFC แสดงได้ดังรูปที่ 4.25 และสัญญาณควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 4.26



รูปที่ 4.25 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที

ตารางที่ 4.10 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที

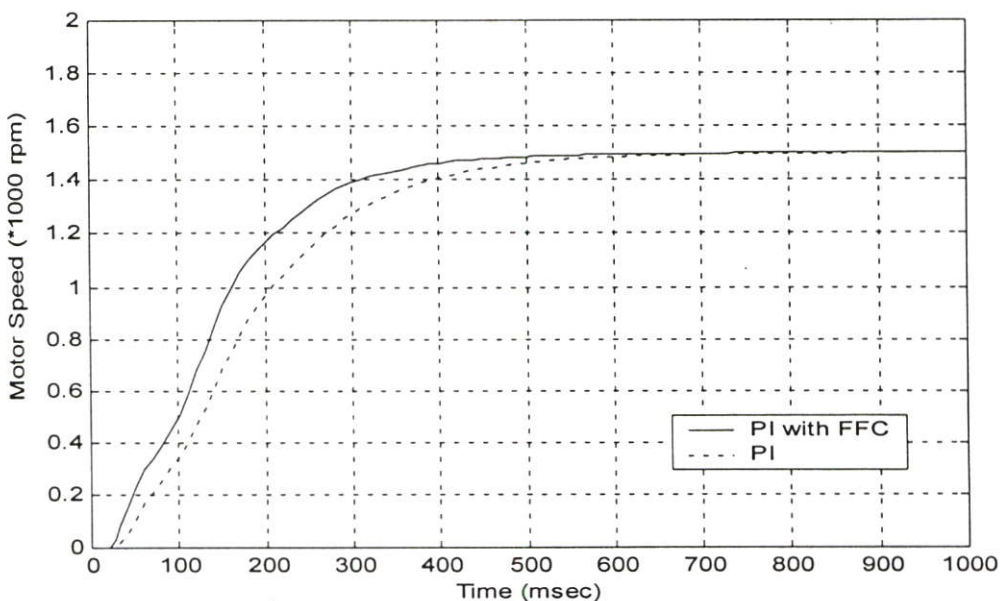
Controller	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)
PI with FFC	233.40	0.00	420.00
PI	290.00	0.00	528.00



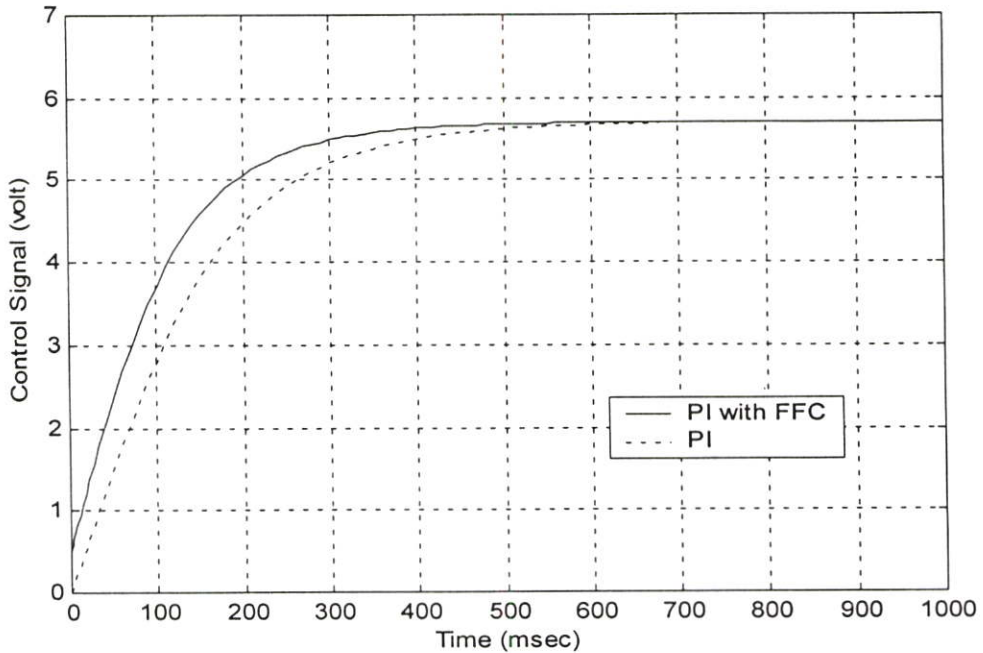
รูปที่ 4.26 สัญญาณควบคุมของผลการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที

จากผลการจำลองการควบคุมที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที พบว่ายังคล้ายคลึงกับการควบคุมความเร็ว 1250 รอบต่อนาที กล่าวคือ ระบบควบคุมพีไอที่มี FFC จะมีช่วงเวลาดำเนิน t_r และช่วงเวลาเข้าที่ t_s น้อย ไม่มีค่าพุงเกิน P_o ดังแสดงในตารางที่ 4.10 นอกจากนี้ระบบควบคุมไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว

เมื่อเปลี่ยนระดับสัญญาณอ้างอิงจาก 1000 รอบต่อนาทีเป็น 1500 รอบต่อนาที ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมเปรียบเทียบระหว่างระบบควบคุมที่มีและไม่มี FFC แสดงได้ดังรูปที่ 4.27 และ 4.28 ตามลำดับ



รูปที่ 4.27 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที



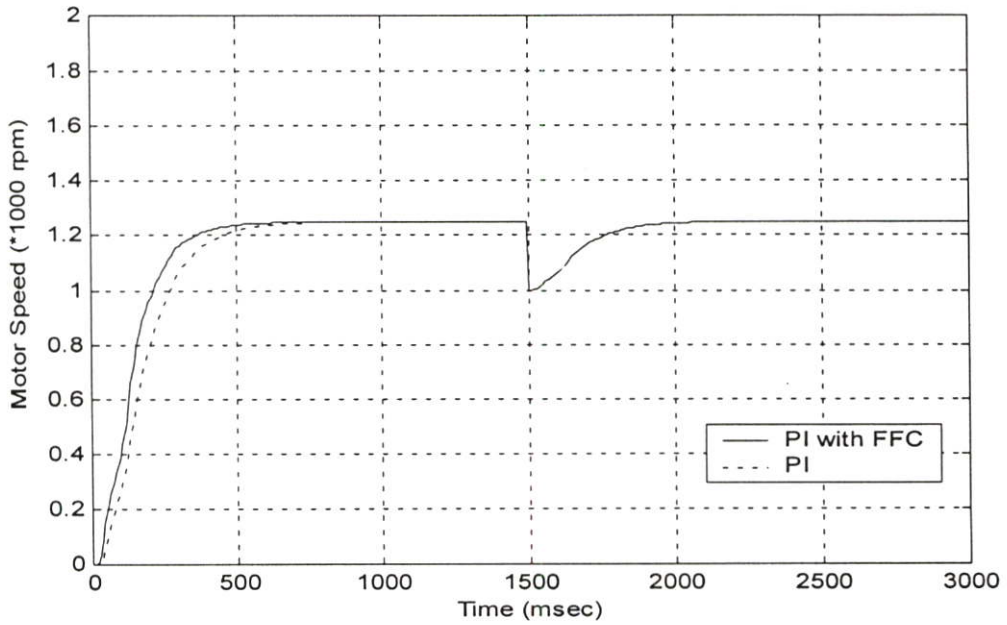
รูปที่ 4.28 สัญญาณควบคุมของผลการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที

ตารางที่ 4.11 สมรรถนะของระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที

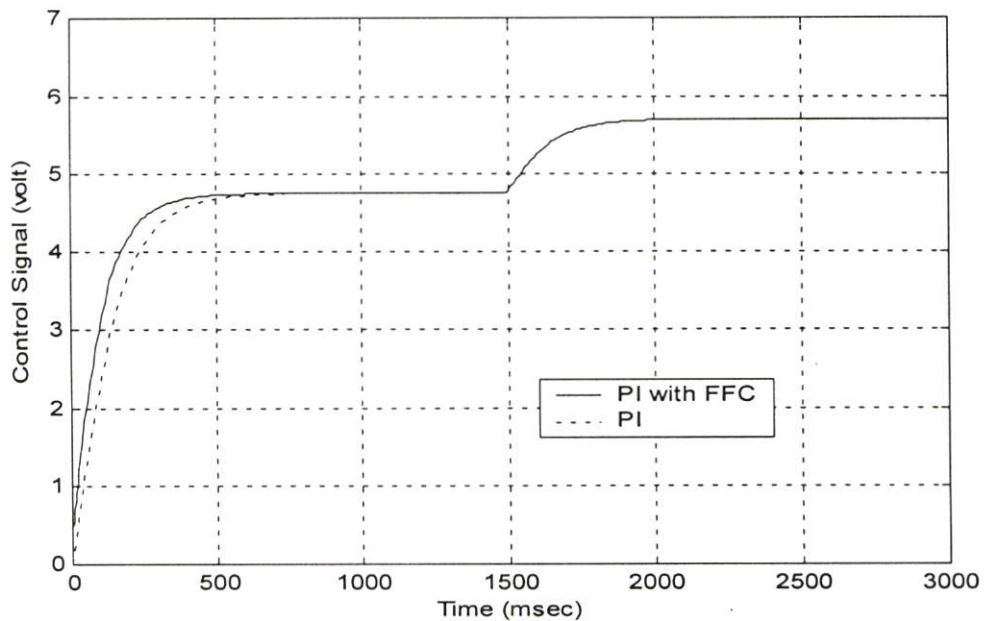
Controller	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)
PI with FFC	231.35	0.00	424.00
PI	288.00	0.00	532.00

ผลการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที พบว่ายังคล้ายคลึงกับการควบคุมความเร็วที่ 1250 และ 1000 รอบต่อนาที คือ ระบบควบคุมพีไอที่มี FFC จะมีช่วงเวลานั้น t_r และช่วงเวลาเข้าที่ t_s น้อย โดยไม่มีค่าพุ่งเกิน P_o ดังแสดงไว้ในตารางที่ 4.11 และระบบควบคุมไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัวเช่นเดียวกัน

จากผลการจำลองระบบควบคุมที่มีและไม่มี FFC ที่ได้ออกแบบ เพื่อควบคุมความเร็วที่ 1250 รอบต่อนาที จะให้ผลตอบสนองดี เมื่อนำไปควบคุมความเร็วที่ 1000 และ 1500 รอบต่อนาที โดยตัวควบคุมพีไอที่มี FFC จะให้ผลตอบสนองที่เร็วกว่าตัวควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC เช่นกัน เมื่อมีสัญญาณรบกวนคงที่เข้ามาที่เอาต์พุตของระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที โดยลดความเร็วลง 250 รอบต่อนาที ที่เวลา 1500 มิลลิวินาที จะได้ผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อมีสัญญาณรบกวนแสดงได้ดังรูปที่ 4.29 และ 4.30 ตามลำดับ



รูปที่ 4.29 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที
เมื่อมีสัญญาณรบกวน

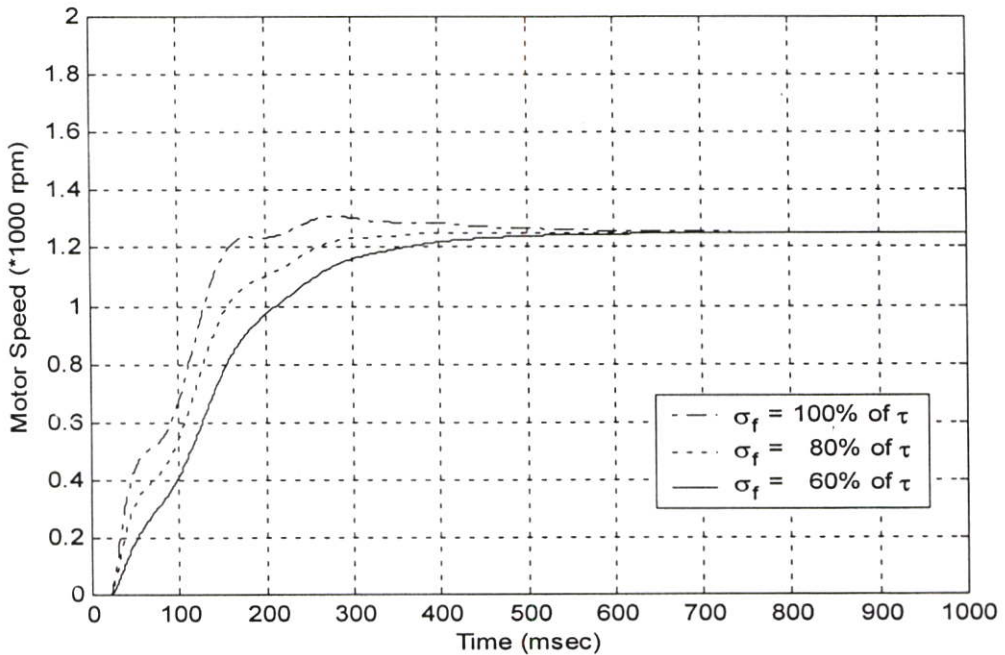


รูปที่ 4.30 สัญญาณควบคุมของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที
เมื่อมีสัญญาณรบกวน

จากรูปที่ 4.29 และ 4.30 พบว่า ระบบควบคุมพีไอที่มี FFC สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนได้เหมือนกับระบบควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC ทั้งนี้ เนื่องจากการเพิ่ม FFC เข้าไปในระบบควบคุมจะไม่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของการกำจัดสัญญาณรบกวน แต่จะมีผลต่อการเพิ่มความเร็วของผลตอบสนองของระบบควบคุม

4.4.2 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมเมื่อเปลี่ยนค่า σ_f

เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f จาก 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ให้เพิ่มค่าขึ้นเป็น 80% และ 100% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ แล้ว ผลตอบสนองของระบบควบคุมพีไอที่มี FFC ที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที จะแสดงได้ดังรูปที่ 4.31 และสมรรถนะของระบบควบคุมแสดงได้ดังตารางที่ 4.12



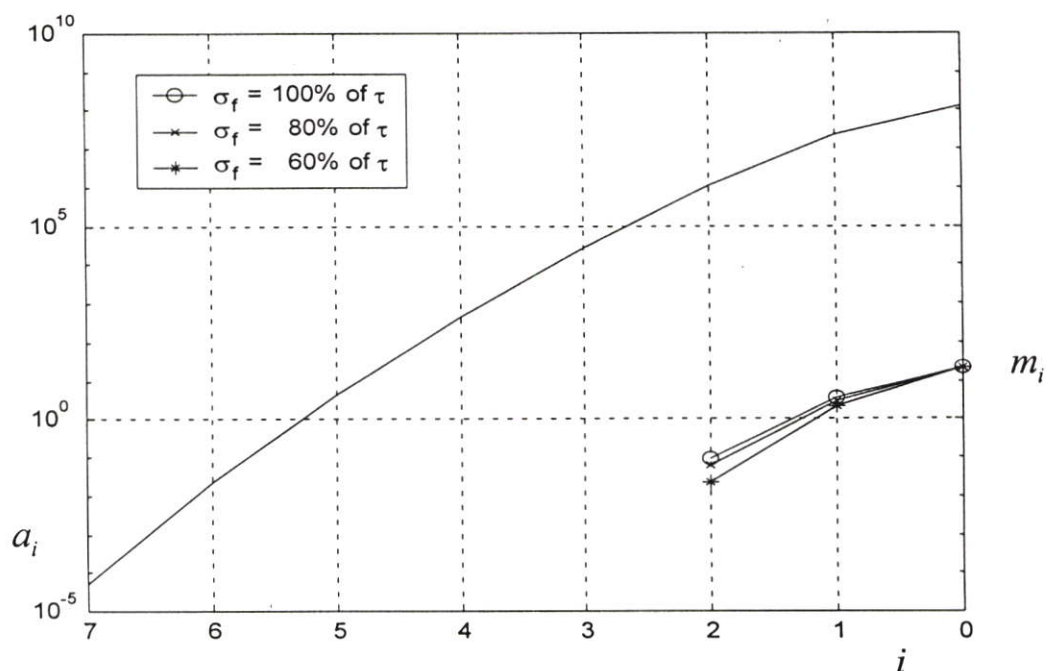
รูปที่ 4.31 ผลตอบสนองของการจำลองระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f

ตารางที่ 4.12 สมรรถนะของระบบควบคุมพีไอกับ FFC เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f

σ_f	α	β	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)
100% of τ	1.37	2.29	115.50	4.66	168.00
80% of τ	0.87	1.56	186.50	0.13	287.50
60% of τ	0.33	0.84	232.45	0.00	422.60

จากรูปที่ 4.31 และตารางที่ 4.12 จะเห็นว่าเมื่อเปลี่ยนค่า σ_f จาก 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ให้มีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 80% และ 100% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ เพื่อควบคุมความเร็วที่ 1250 รอบต่อนาที พบว่า ระบบควบคุมจะมีผลตอบสนองเร็วขึ้น คือ มีช่วงเวลาขึ้น t_r และช่วงเวลาเข้าที่ t_s น้อยลง แต่มีค่าพุ่งเกิน P_o เพิ่มขึ้นตามค่า σ_f ที่เพิ่มขึ้น โดยไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว

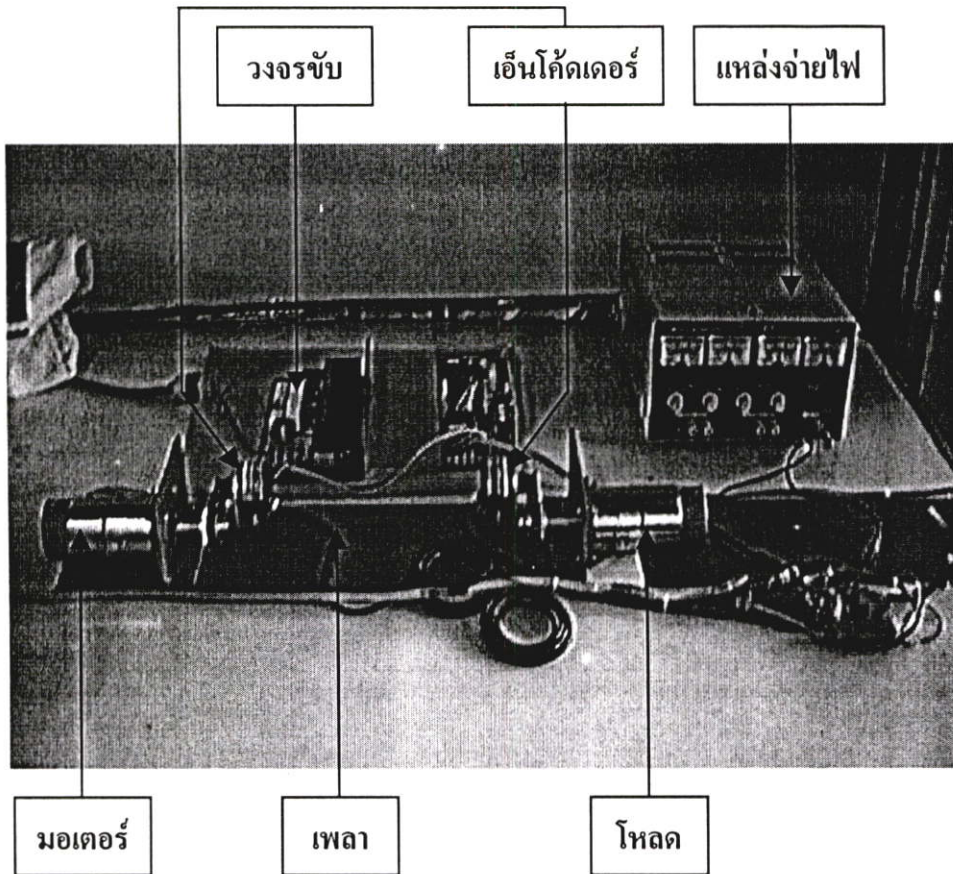
เมื่อนำสัมประสิทธิ์ m_i ที่มีค่าสอดคล้องกับค่า α และ β ในตารางที่ 4.12 ซึ่งได้จากการเปลี่ยนค่า σ_f ไปสร้างแผนผังเซมิ-ล็อก เพื่อเปรียบเทียบกับสัมประสิทธิ์ α_i จะพบว่า สัมประสิทธิ์ m_i จะมีค่าน้อยกว่าสัมประสิทธิ์ α_i ของโพลีโนเมียลคุณลักษณะของระบบวงปิดที่มีตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วยวิธี CDM แสดงได้ดังรูปที่ 4.32 นอกจากนี้ เมื่อ σ_f มีค่ามากขึ้น จะทำให้เส้นโค้งเบนไปทางขวา ซึ่งหมายถึงผลตอบสนองของระบบควบคุมมีช่วงเวลานั้น t_r น้อยลง



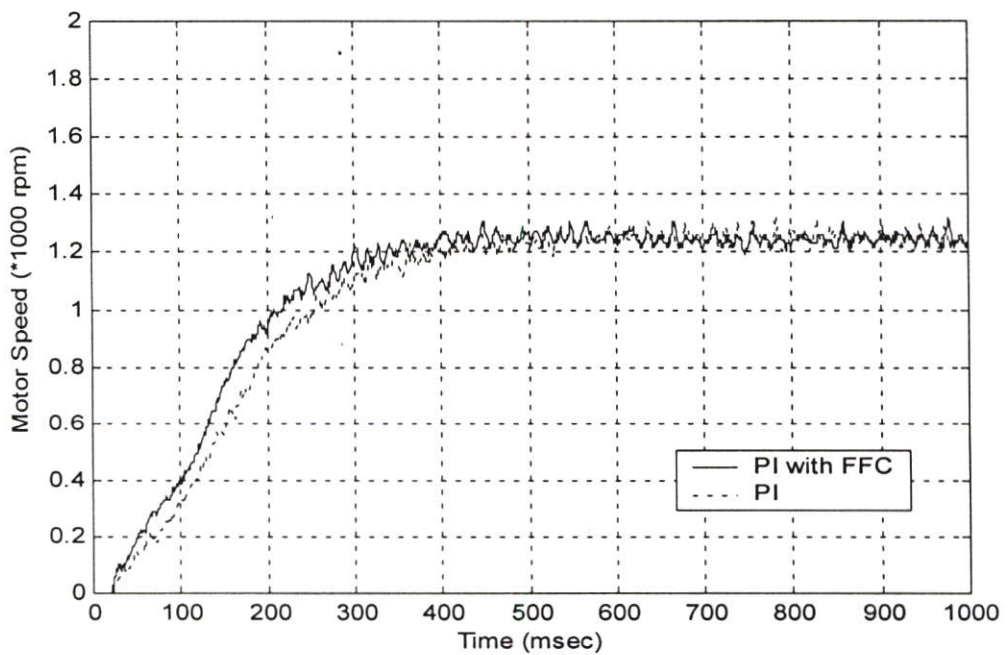
รูปที่ 4.32 การเปรียบเทียบค่า m_i ต่อค่าสัมประสิทธิ์ α_i ที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที

4.4.3 การควบคุมระบบจริง

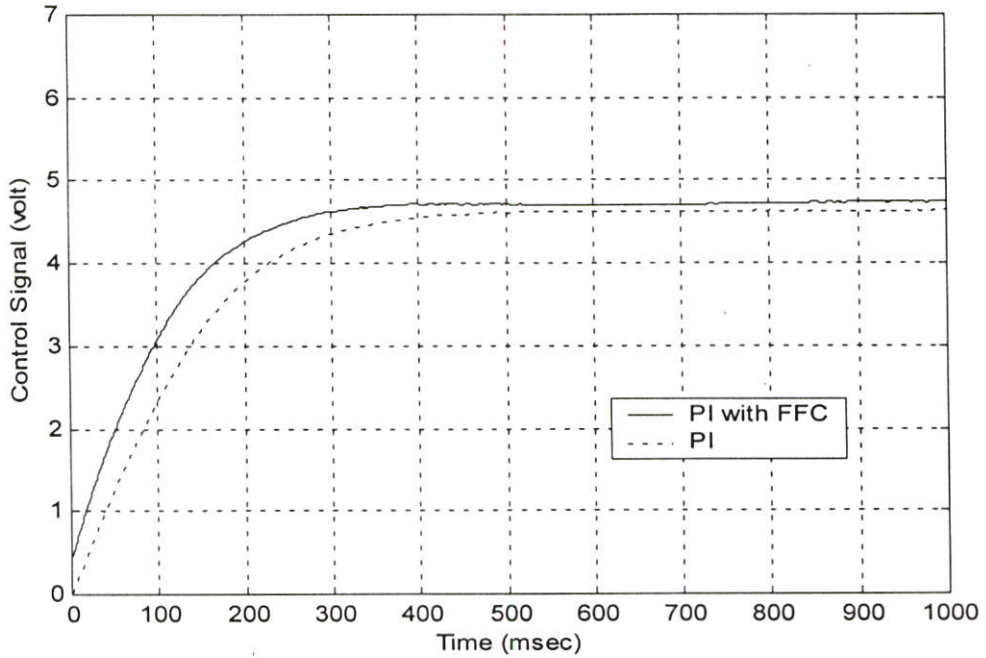
หลังจากได้จำลองระบบควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์ ลำดับต่อไปจะเป็นการทดลองควบคุมความเร็วของระบบ 2 มวลในห้องปฏิบัติการจริง ส่วนประกอบของระบบ 2 มวล (รายละเอียดของมอเตอร์และวงจรรอยู่ในภาคผนวก ก.9-10) แสดงได้ดังรูปที่ 4.33 ทดสอบประสิทธิภาพของระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เปรียบเทียบผลตอบสนองของระบบควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วย CDM ที่มีและไม่มี FFC ในระบบควบคุม และใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอเท่ากับการจำลองระบบควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์ โดยใช้คาบเวลาการสุ่ม 1 มิลลิวินาที สามารถแสดงผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงและสัญญาณควบคุมจริงแสดงได้ดังรูปที่ 4.34 และ 4.35 ตามลำดับ



รูปที่ 4.33 ส่วนประกอบของระบบ 2 มวล



รูปที่ 4.34 ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที



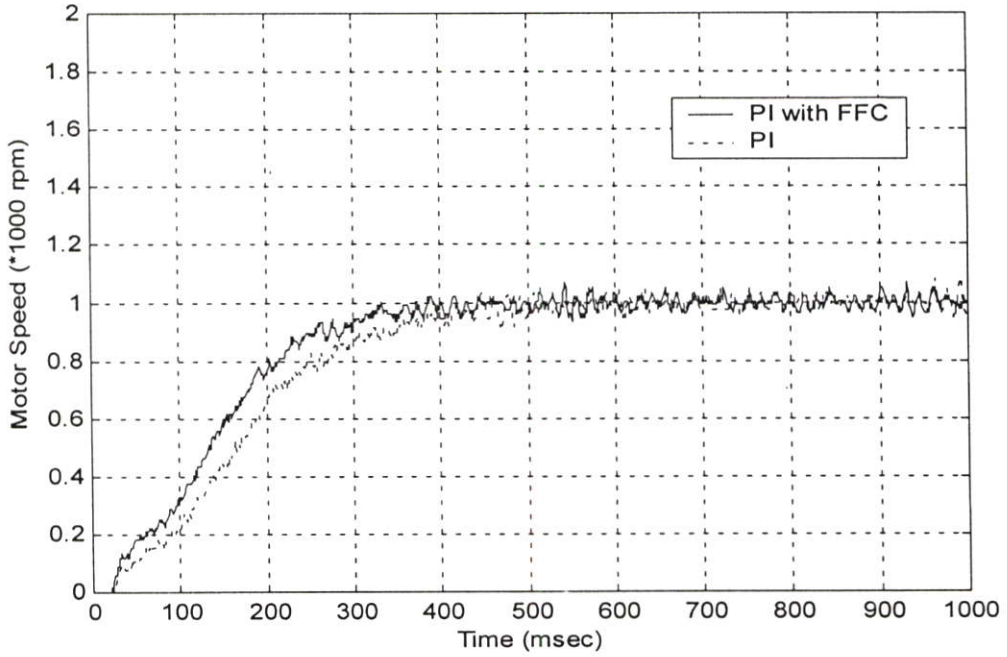
รูปที่ 4.35 สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที

ตารางที่ 4.13 สมรรถนะของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที

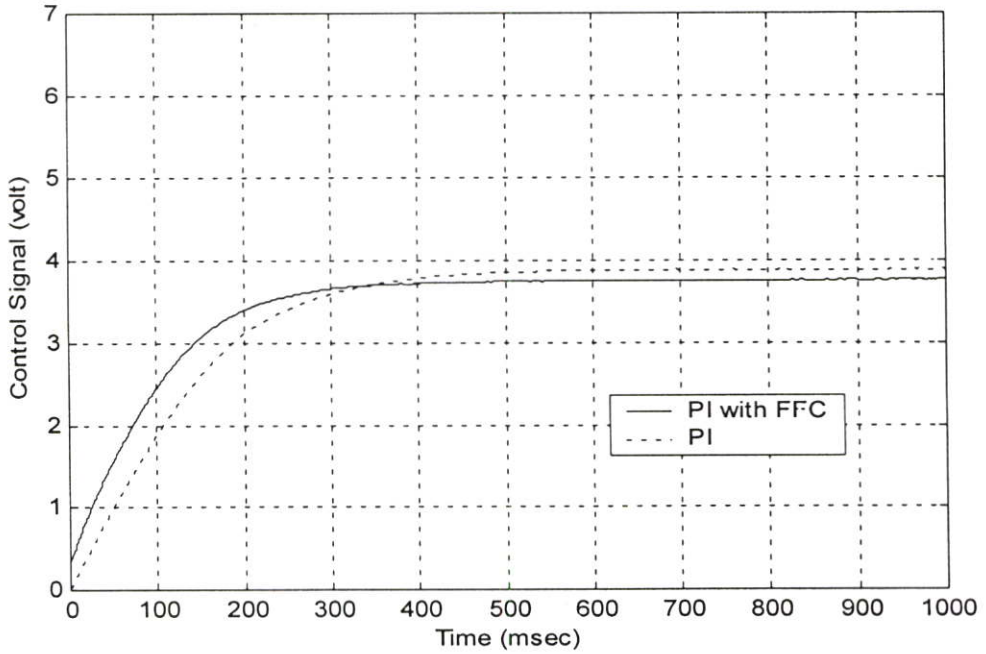
Controller	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)
PI with FFC	209.40	0.00	354.50
PI	256.70	0.00	365.50

จากรูปที่ 4.34 พบว่า การควบคุมจริงที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที มีผลตอบสนองที่มีช่วงเวลานั้น t_r น้อย ไม่มีค่าพุ่งเกิน P_o และเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้เร็ว เมื่อระบบควบคุมมีตัวควบคุมพีไอและ FFC แต่สัญญาณควบคุมในช่วงเริ่มต้นจะมีค่ามากกว่าระบบควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC

ทดสอบความสามารถของระบบควบคุมพีไอที่มีและไม่มี FFC เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอินพุตอ้างอิงเดิมที่ 1250 รอบต่อนาทีลง 250 รอบต่อนาทีเป็นความเร็ว 1000 รอบต่อนาที และให้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมมีค่าเท่าเดิม สามารถแสดงผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงและสัญญาณควบคุมจริงที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที ได้ดังรูปที่ 4.36 และ 4.37 ตามลำดับ



รูปที่ 4.36 ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที

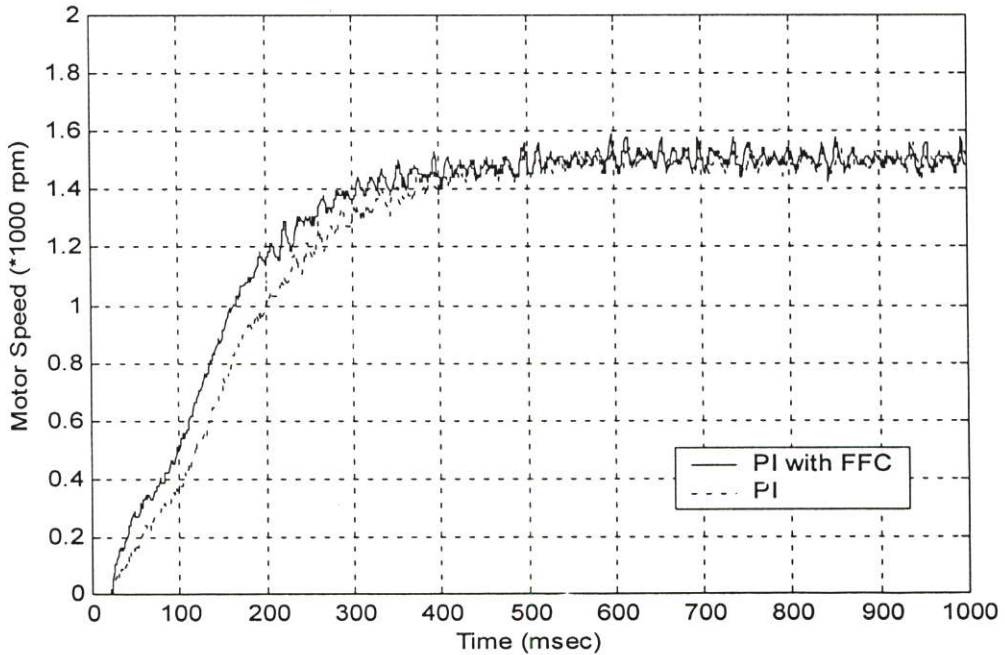


รูปที่ 4.37 สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที

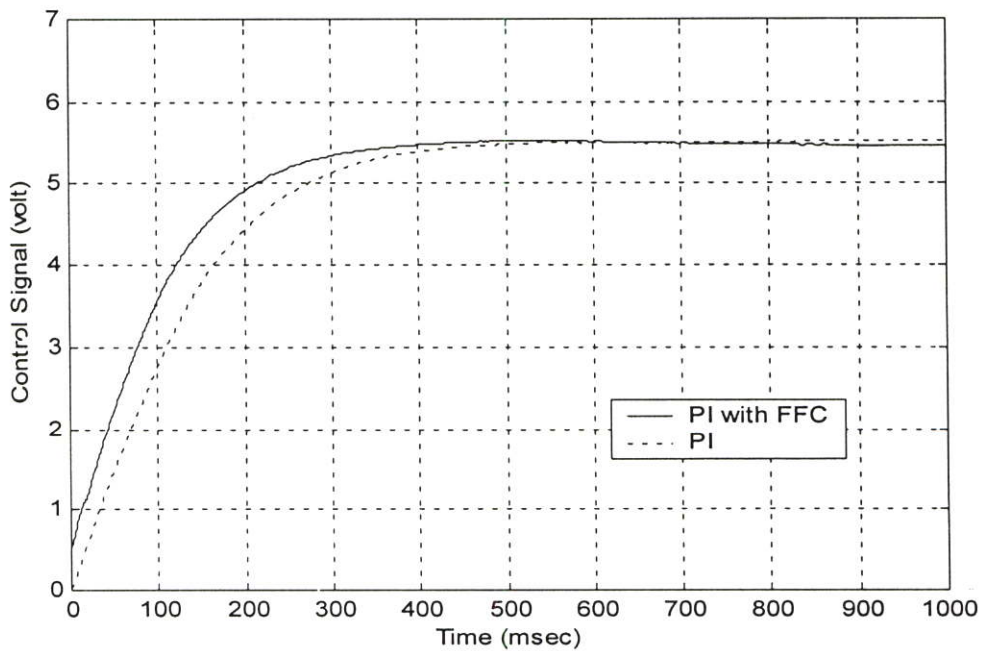
ตารางที่ 4.14 สมรรถนะของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที

Controller	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)
PI with FFC	216.50	0.00	328.20
PI	264.40	0.00	417.20

จากนั้นทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิง โดยเพิ่มความเร็วขึ้น 250 รอบต่อนาที จากสัญญาณอ้างอิงเดิมที่ 1250 รอบต่อนาที จะได้ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงและสัญญาณควบคุมจริงที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที แสดงได้ดังรูปที่ 4.38 และ 4.39 ตามลำดับ



รูปที่ 4.38 ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที



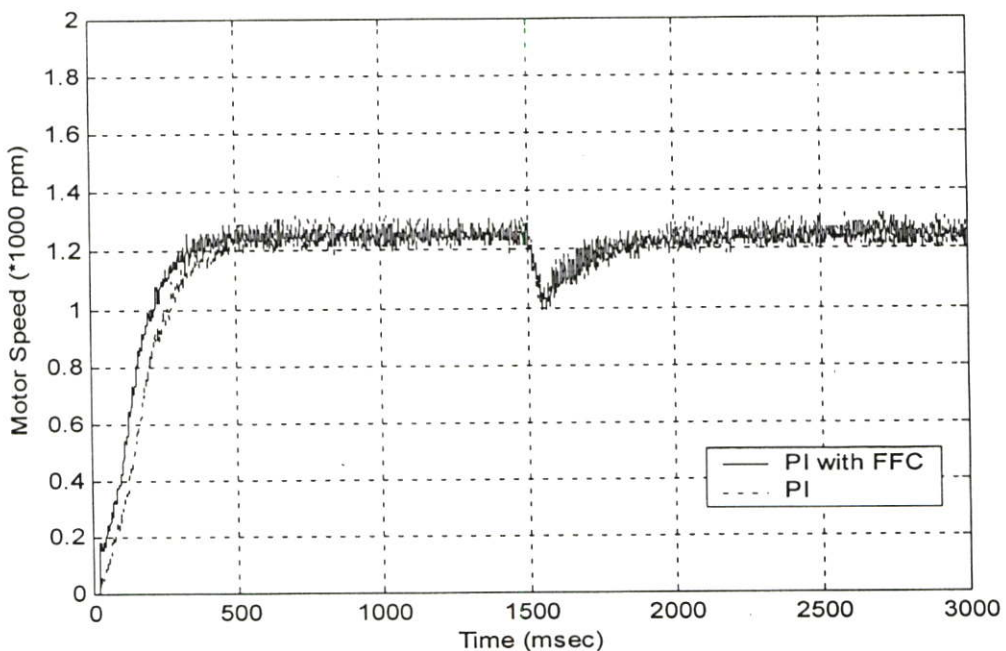
รูปที่ 4.39 สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที

ตารางที่ 4.15 สมรรถนะของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที

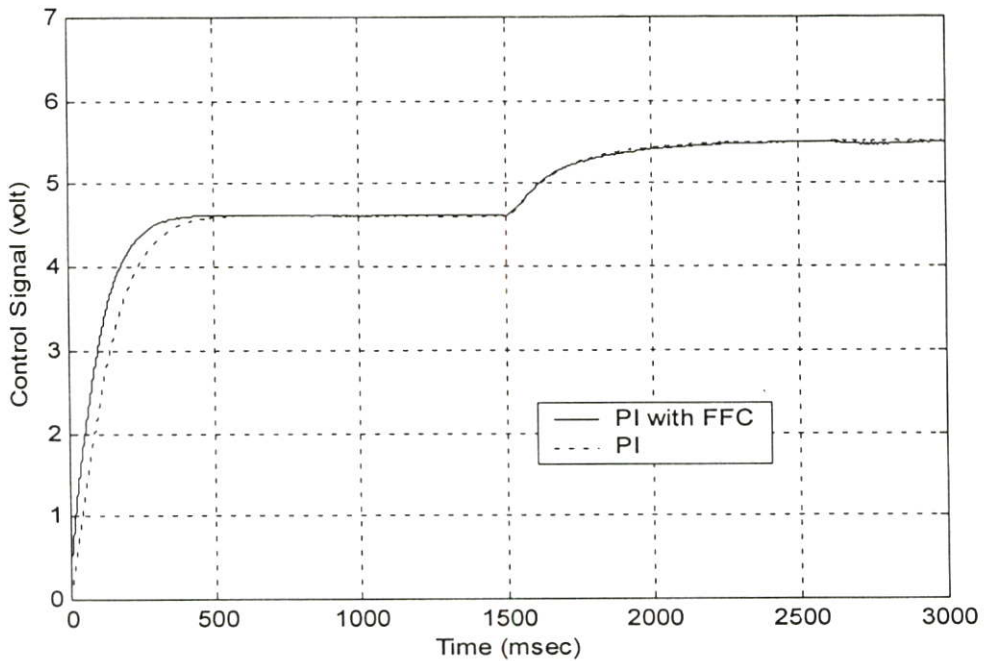
Controller	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)
PI with FFC	233.00	0.00	335.00
PI	284.50	0.00	391.00

จากการควบคุมจริงเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงเป็น 1000 และ 1500 รอบต่อนาที พบว่า ผลตอบสนองของระบบควบคุมพีไอที่มี FFC มีช่วงเวลาขึ้น t_r น้อย ไม่มีค่าพุ่งเกิน P_o และสามารถเข้าสู่สัญญาณอ้างอิงได้เร็ว เมื่อพิจารณาที่สถานะอยู่ตัว พบว่า ผลตอบสนองมีการแกว่งอยู่ในช่วง $\pm 5\%$ รอบๆ สัญญาณอ้างอิง นอกจากนี้ที่ความเร็ว 1500 รอบต่อนาที สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงของตัวควบคุมพีไอที่มี FFC ที่ช่วงเริ่มต้นจะมีค่ามากกว่าตัวควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC เช่นเดียวกับที่ความเร็ว 1250 และ 1000 รอบต่อนาที

การทดสอบประสิทธิภาพการกำจัดอิทธิพลของสัญญาณรบกวน เมื่อมีสัญญาณรบกวนคงที่เข้ามาที่เอาต์พุตของระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที โดยลดความเร็วลง 250 รอบต่อนาที ที่เวลา 1500 มิลลิวินาที สามารถแสดงผลตอบสนองและสัญญาณควบคุมจริงที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อมีสัญญาณรบกวนได้ดังรูปที่ 4.40 และ 4.41 ตามลำดับ



รูปที่ 4.40 ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที เมื่อมีสัญญาณรบกวน

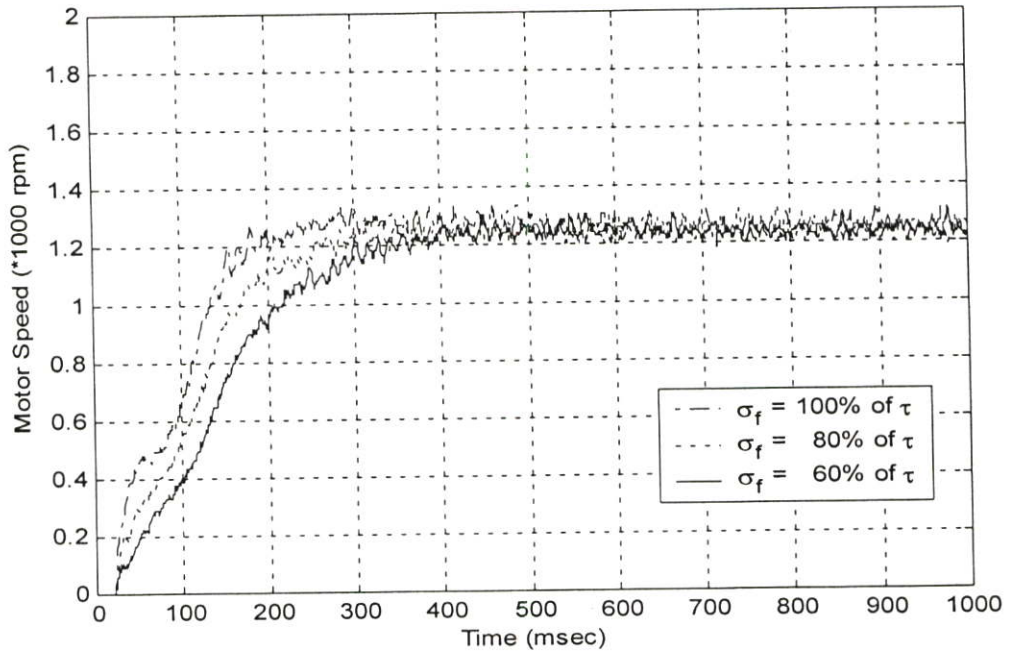


รูปที่ 4.41 สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที
เมื่อมีสัญญาณรบกวน

จากผลการควบคุมจริง พบว่า เมื่อมีการลดความเร็วลง ระบบควบคุมพีไอที่มี FFC จะมีประสิทธิภาพในการกำจัดอิทธิพลของสัญญาณรบกวนเหมือนกับตัวควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC ทั้งนี้ เนื่องจากการเพิ่ม FFC ลงในโครงสร้างของระบบควบคุมพีไอ จะไม่มีผลเพิ่มหรือลดต่อประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณรบกวนออกจากระบบควบคุม

4.4.4 ผลตอบสนองของการควบคุมจริงเมื่อเปลี่ยนค่า σ_f

เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f จาก 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ให้เพิ่มขึ้นเป็น 80% และ 100% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ผลตอบสนองและสมรรถนะของระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที แสดงได้ดังรูปที่ 4.42 และตารางที่ 4.16 ตามลำดับ



รูปที่ 4.42 ผลตอบสนองของระบบควบคุมจริงที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที
เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f

ตารางที่ 4.16 สมรรถนะของระบบควบคุมพีไอกับ FFC เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f

σ_f	α	β	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)
100% of τ	1.37	2.29	127.40	8.00	178.00
80% of τ	0.87	1.56	174.00	2.00	258.60
60% of τ	0.33	0.84	209.40	0.00	354.50

จากตารางที่ 4.16 จะเห็นว่าเมื่อเปลี่ยนค่า σ_f จาก 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ให้มีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 80% และ 100% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ พบว่า ระบบควบคุมที่ความเร็ว 1250 รอบต่อนาที จะมีผลตอบสนองเร็วขึ้น กล่าวคือ มีช่วงเวลายื่น t_r และช่วงเวลาย้ำที่ t_s น้อยลง แต่จะมีค่าพุงเกิน P_o เพิ่มขึ้น

4.5 สรุปผลการทดลอง

จากผลการจำลองระบบควบคุมด้วยโปรแกรม MATLAB และผลการทดลองควบคุมจริงในห้องปฏิบัติการ พบว่า การออกแบบค่าพารามิเตอร์ α และ β ของ FFC ที่ใช้ร่วมกับตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วยวิธี CDM สามารถควบคุมให้ระบบควบคุมพีไอ มีช่วงเวลาขึ้น t_r น้อยลง โดยมีค่าพุ่งเกิน P_o และเวลาเข้าที่ t_s น้อย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอ้างอิงไปจากเดิมพบว่า ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วยวิธี CDM และ FFC สามารถควบคุมระบบที่ค่าสัญญาณอ้างอิงเปลี่ยนแปลงได้

นอกจากนี้ ยังสามารถออกแบบ FFC ให้ระบบควบคุมมีผลตอบสนองเร็วขึ้นด้วยการปรับค่า σ_f ให้มีค่าเพิ่มขึ้น แต่ผลตอบสนองของระบบควบคุมจะมีค่าพุ่งเกิน P_o สูงขึ้น เมื่อมีสัญญาณรบกวนเข้าสู่ระบบควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วยวิธี CDM และ FFC พบว่าระบบควบคุมสามารถลดผลกระทบอันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนได้โดยที่การเพิ่ม FFC ลงในโครงสร้างของระบบควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วย CDM จะไม่มีผลต่อประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณรบกวน

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการออกแบบ FFC ให้กับระบบควบคุมพีไอที่ถูกออกแบบด้วยวิธี CDM เพื่อปรับปรุงผลตอบสนองชั่วคราวของระบบควบคุมพีไอให้เร็วขึ้น โครงสร้างของ FFC ชนิดเฟสนำหน้าประกอบด้วยค่าพารามิเตอร์ α และ β และเวลาอนุพันธ์ T_d กับโครงสร้างของ FFC ชนิดเฟสล้าหลังประกอบด้วยค่าพารามิเตอร์ α และ β และเวลาอินทิกรัล T_i ค่าพารามิเตอร์ α และ β โครงสร้างทั้งสองจะถูกออกแบบจาก 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ กับค่าครรชนีเสถียรภาพ γ ของวิธี CDM ส่วนเวลาอนุพันธ์ T_d และเวลาอินทิกรัล T_i หากจากเส้นโค้งปฏิบัติการของกระบวนการที่จะถูกควบคุมด้วยวิธีการของซีเกลอร์และนิโคลส์

การทดลองแบ่งออกเป็น 3 ส่วน คือ ส่วนแรกเป็นการทดสอบสมรรถนะของระบบควบคุมพีไอที่มีและไม่มี FFC ในระบบควบคุม ส่วนที่สองเป็นการทดสอบการเปลี่ยนค่าสัญญาณอ้างอิงของระบบควบคุม และในส่วนสุดท้ายเป็นการทดสอบประสิทธิภาพการกำจัดอิทธิพลของสัญญาณรบกวน เมื่อมีสัญญาณรบกวนเข้ามาที่เอาต์พุตของระบบควบคุม ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้ควบคุมอุณหภูมิของถังต้มน้ำและควบคุมความเร็วของระบบ 2 มวล

จากผลการจำลองระบบควบคุมด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และผลการทดลองควบคุมจริงในห้องปฏิบัติการ พบว่า การออกแบบพารามิเตอร์ α และ β ของ FFC ที่ใช้ร่วมกับระบบควบคุมพีไอที่ถูกออกแบบด้วยวิธี CDM สามารถควบคุมให้ระบบควบคุมพีไอ มีช่วงเวลานำขึ้น t_r น้อย โดยมีค่าพุงเกิน P_o และเวลาเข้าที่ t_s น้อย และเมื่อมีการเปลี่ยนค่าของสัญญาณอ้างอิงไปจากเดิม พบว่าตัวควบคุมพีไอที่ถูกออกแบบด้วย CDM ที่มี FFC สามารถควบคุมระบบที่ค่าสัญญาณอ้างอิงเปลี่ยนได้ รวมทั้งสามารถกำจัดอิทธิพลของสัญญาณรบกวนได้เช่นเดียวกับตัวควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC เนื่องจากการเพิ่ม FFC ลงในระบบควบคุมจะไม่มีผลต่อประสิทธิภาพของการกำจัดสัญญาณรบกวน นอกจากนี้ยังสามารถออกแบบ FFC ให้กับระบบควบคุมพีไอมีผลตอบสนองเร็วขึ้นด้วยการปรับค่า σ_f ให้มีค่าเพิ่มขึ้นได้ แต่ผลตอบสนองของระบบควบคุมจะมีค่าพุงเกิน P_o สูงขึ้น

5.2 ปัญหาที่พบในการวิจัยและแนวทางในการแก้ปัญหา

ปัญหาที่พบในการควบคุมอุณหภูมิของถังต้มน้ำ คือ น้ำที่ใช้ในการทดลองแต่ละครั้งมีอุณหภูมิเริ่มต้นไม่เท่ากัน ดังนั้นต้องปรับอุณหภูมิเริ่มต้นของน้ำให้เท่ากันก่อน จึงจะทดลองเปรียบเทียบกันได้

สำหรับปัญหาที่พบในการควบคุมความเร็วของระบบ 2 มวล คือ ค่าวัดของผลตอบสนองที่สถานะอยู่ตัวมีการแกว่งรอบๆ สัญญาณอ้างอิง อยู่ในช่วง $\pm 5\%$ ซึ่งเกิดจากสัญญาณรบกวนเนื่องจากการวัด(measurement noise) ทั้งนี้สามารถทำให้ค่าวัดของผลตอบสนองมีการแกว่งลดลงได้ด้วยการใส่วงจรรองสัญญาณรบกวนเข้าไป จะทำให้ค่าวัดของผลตอบสนองมีการแกว่งรอบๆ สัญญาณอ้างอิงลดลง

5.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

จากผลการทดลองที่ได้นำเสนอไปแล้วนั้น พบว่า การออกแบบ FFC ร่วมกับระบบควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วยวิธี CDM สามารถปรับปรุงผลตอบสนองชั่วคราวของระบบควบคุมพีไอให้เร็วขึ้นเป็นที่น่าพอใจ แต่ความเร็วของผลตอบสนองชั่วคราวของระบบควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วยวิธี CDM จะถูกกำหนดจากโครงสร้างของ FFC ซึ่งมีโครงสร้างเป็นเฟสนำหน้าและเฟสล่าหลัง ดังนั้น แนวทางในการพัฒนา FFC ให้ผลตอบสนองชั่วคราวของระบบควบคุมพีไอเร็วขึ้นได้ เช่น

1. ให้ FFC มีโครงสร้างเป็นแบบ พี แบบ ดี หรือ แบบ พีดี
2. ให้ FFC มีโครงสร้างเป็นเฟสล่าหลังเฟสนำหน้า(lag-lead structure) เป็นการนำโครงสร้างของเฟสล่าหลังและเฟสนำหน้ารวมเข้าด้วยกัน เพื่อนำข้อดีของโครงสร้างทั้งสองมาใช้ร่วมกัน โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$\frac{B_{ff}(s)}{A_{ff}(s)} = \left(\frac{\alpha_1 T_i s + \beta_1}{T_i s + 1} \right) \left(\frac{\alpha_2 T_d s + \beta_2}{T_d s + 1} \right) \quad (5.1)$$

นอกจากนี้ ยังสามารถนำโครงสร้างของ FFC ซึ่งนำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ไปใช้กับระบบควบคุมพีไอดีหรือไอพีดี เพื่อศึกษาผลตอบสนองชั่วคราวของระบบควบคุม

เอกสารอ้างอิง

- [1] D.W. Pessen, "A New Look at PID Controller Tuning," Trans. of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, vol. 116, September, 1994, pp. 553-557.
- [2] W. K. Ho, C. C. Hang and J. H. Zhou, "Performance and gain and phase margins of well-known PI tuning formulas," IEEE Trans. Contr. Syst. Technol., vol. 3, June, 1995, pp. 245-248.
- [3] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum Settings for Automatic Controller," ASME Trans., vol 64, 1942, pp. 759-768.
- [4] S. Manabe, "Coefficient Diagram Method," 14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, Seoul, August, 1998.
- [5] D. Kumpanya, P. Photong, T. Benjanarasuth, N. Komine and J. Ngamwiwit, "Industrial Controller Design by CDM," The Proceeding of ICMT'99, Pusan, Korea, October, 1999, pp. 140-144.
- [6] ดนุพล คำปัญญา ถาวร เบญจนาสุทธิ์ จงกล งามวิวิทย์ และ Noriyuki Komine. "การออกแบบตัวควบคุมป้อนไปหน้าร่วมกับตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วย CDM สำหรับกระบวนการระดับ" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. หน้า 563-568. 2544.
- [7] Katsuhiko Ogata. **Modern Control Engineering**. Second Edition. New Jersey. Prentice-Hall Inc., 1990.
- [8] วิพันธ์ ปรีชาพานิช. การวิเคราะห์ระบบควบคุมเวลาดีสครีต. ครั้งที่ 1 คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2537.
- [9] อรรถพล กัณหเวก. "การออกแบบตัวควบคุมทากางิ-ซูเกโนพีซซีพีไอ+ดี และพีดี+ไอ สำหรับระบบเชิงเส้นที่ไม่แน่นอน" วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2545.
- [10] ชัชชัย อุทัยวสิน. "การกำจัดรีโซแนนซ์การบิดในระบบ 2 มวล โดยใช้เทคนิคการกำหนดตำแหน่งโพล-ซีโร" วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2543.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

รายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

ในภาคผนวก ก. นี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง โดยแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนแรกเป็นรายละเอียดของอุปกรณ์ สำหรับการควบคุมอุณหภูมิของถังต้มน้ำ และส่วนที่สองเป็นรายละเอียดของอุปกรณ์ สำหรับการควบคุมความเร็วของระบบ 2 มวล

การควบคุมอุณหภูมิของถังต้มน้ำ ที่แสดงในรูปที่ 5.12 มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

ก.1 ถังน้ำ มีขนาด $30\text{cm} \times 35\text{cm} \times 30\text{cm}$. ทำจากสแตนเลส(stainless) ด้านบนของถังน้ำ ติดตั้งมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาดแรงดัน 100 โวลต์ เพื่อทำหน้าที่หมุนใบพัดกวนน้ำในถังให้เกิดการไหลวน ทำให้ความร้อนสามารถถ่ายเทภายในถังได้อย่างทั่วถึง

ก.2 ตัวรับรู้ RTD คือ อุปกรณ์เซ็นเซอร์(sensor) สำหรับวัดอุณหภูมิ มีลักษณะเป็นแท่งโลหะ มีส่วนประกอบของทองแดง(copper) นิกเกิล(nickel) และแพลทินัม(platinum) โดยแท่งโลหะนี้มีค่าความต้านทานที่สามารถเปลี่ยนค่าตามการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิเป็นไปตามสมการ

$$R_t = R_0(1 + \alpha T)$$

เมื่อค่า

R_t คือ ค่าความต้านทานที่อุณหภูมิ $t \text{ } ^\circ\text{C}$

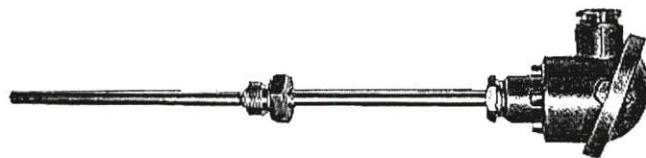
R_0 คือ ค่าความต้านทานที่อุณหภูมิอ้างอิง(reference temperature: t_0)

โดยปกติจะเป็นค่าอุณหภูมิห้อง

α คือ ค่าเฉลี่ยของสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานไฟฟ้าต่ออุณหภูมิของโลหะแต่ละชนิด

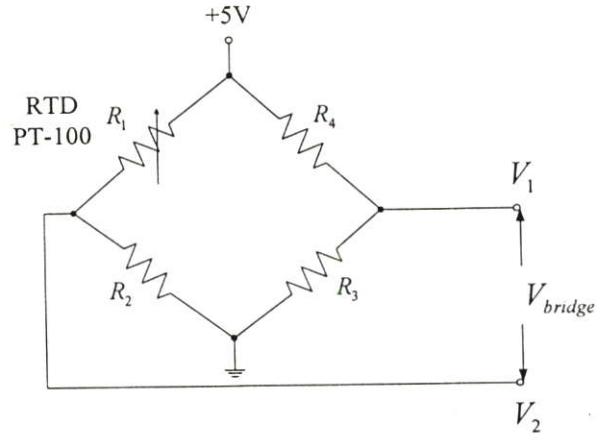
T คือ อุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไปจากอุณหภูมิอ้างอิงมีค่าเท่ากับ $t - t_0$

ในการทดลองนี้ใช้ RTD PT-100 แสดงได้ดังรูป ก.1 มีค่าความต้านทาน 100Ω ที่ $0 \text{ } ^\circ\text{C}$ และมีค่า $\alpha = 0.004$



รูปที่ ก.1 ตัวรับรู้ RTD PT-100 ที่ใช้ในการทดลอง

ก.3 วงจรบริดจ์ คือ วงจรที่แปลงค่าความต้านทานของ RTD ที่สัมพันธ์กับอุณหภูมิที่วัดได้ ให้เป็นสัญญาณศักย์ไฟฟ้า แสดงวงจรบริดจ์ได้ดังรูปที่ ก.2



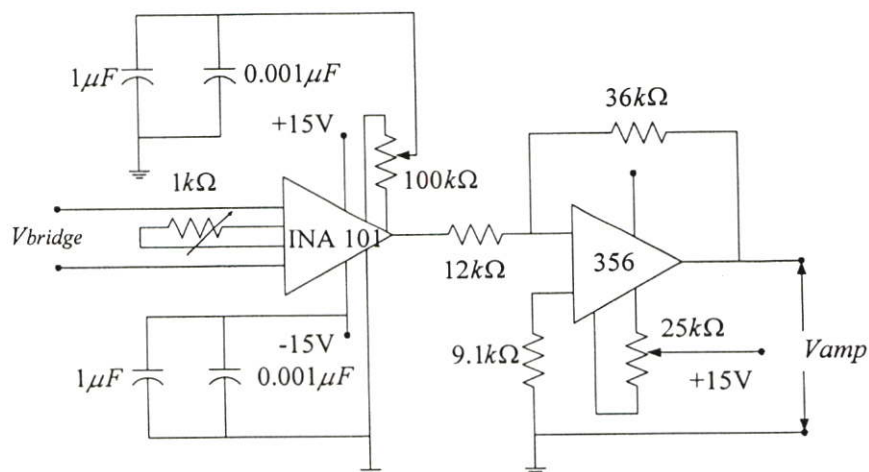
รูปที่ ก.2 วงจรบริดจ์

จากรูป V_{bridge} คือศักย์ไฟฟ้าที่ออกจากวงจรบริดจ์ R_1 คือ ค่าความต้านทานที่ได้จาก RTD PT-100 สัมพันธ์กับอุณหภูมิของน้ำ ในการทดลองนั้นเลือกค่า $R_2 = R_3 = 10k\Omega$ เพื่อให้มีกระแสไหลในวงจรบริดจ์มีค่าน้อย ทำให้พลังงานที่สูญเสียใน RTD มีค่าน้อยด้วย ค่าที่วัดได้จึงไม่เกิดความผิดพลาด และความต้านทานของ RTD ที่อุณหภูมิ 25°C มีค่าเป็น

$$\begin{aligned} R_1 &= R_0(1 + \alpha T) \\ &= 100[1 + 0.004(25 - 0)] \\ &= 110\Omega \end{aligned}$$

ถ้าต้องการให้วงจรบริดจ์มีความสมดุล เมื่อน้ำมีอุณหภูมิ 25°C เลือกใช้ $R_4 = R_1 = 110\Omega$ เพื่อให้วงจรบริดจ์จ่ายศักย์ไฟฟ้าที่มีค่าเท่ากับศูนย์ที่อุณหภูมินี้ และสัญญาณศักย์ไฟฟ้าที่ได้จากวงจรบริดจ์นั้นจะป้อนเข้าสู่วงจรขยายและปรับปรุงสัญญาณต่อไป

ก.4 วงจรขยายผลต่าง จะทำหน้าที่ขยายผลต่างของสัญญาณศักย์ไฟฟ้าที่ได้จากวงจรบริดจ์ แสดงได้ดังรูป ก.3



รูปที่ ก.3 วงจรขยายผลต่าง

โดยมีอัตราขยายเป็นไปตามสมการ

$$V_{amp} = KV_{bridge}$$

เมื่อ V_{amp} คือ สัญญาณศักย์ไฟฟ้าที่ผ่านการขยาย

K คือ อัตราขยาย(gain)

ดังนั้นที่อุณหภูมิของน้ำ $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ค่า V_{amp} มีค่าเท่ากับศูนย์ เพราะ V_{bridge} มีค่าเป็นศูนย์ที่อุณหภูมินี้ วงจรขยายผลต่างสัญญาณจะใช้ไอซีของ BURR-BROWN เป็นไอซีขยายผลต่างที่สัญญาณค่าน้อยๆ เนื่องจากมีคุณสมบัติที่ดีคือ

- มีการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณตามอุณหภูมิต่ำมาก คือ $0.25\ \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
- มีค่าออฟเซตของสัญญาณต่ำ(low offset voltage) คือ $0.25\ \mu\text{V}$
- มีคุณสมบัติเชิงเส้นหรือช่วงการทำงานสูง(high-linearity)
- มีค่าซีเอ็มอาร์สูง(high CMR) คือ 108 dB ที่ 60 Hz
- มีค่าความต้านทานที่ด้านรับสัญญาณสูง(high input impedance) คือ $10^{10}\ \Omega$

สำหรับอัตราขยายของไอซีเบอร์นี้มีค่าเท่ากับ $\left[1 + \frac{40 \times 10^3}{R_G}\right]$ และได้ต่อชุดยกระดับสัญญาณจาก

วงจรขยายผลต่างสัญญาณ เพื่อใช้งานในกรณีที่มีสัญญาณเริ่มต้นมีค่าน้อยกว่าศูนย์โวลต์ โดยชุดยกระดับสัญญาณนี้ใช้ไอซีเบอร์ 356 มีอัตราขยาย 3 เท่า เนื่องจากต้องการให้สัญญาณที่ออกจากวงจรขยายและยกระดับสัญญาณมีค่าอยู่ในช่วง $0-5\text{V}$ จึงต้องปรับปรุ้งสัญญาณดังนี้
หาค่าสัญญาณที่อุณหภูมิ $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ จะได้

$$V_1 = \frac{5(10k)}{10k + 110} = 4.9456\text{V} \quad \text{และ} \quad V_2 = \frac{5(10k)}{10k + 140} = 4.9310\text{V}$$

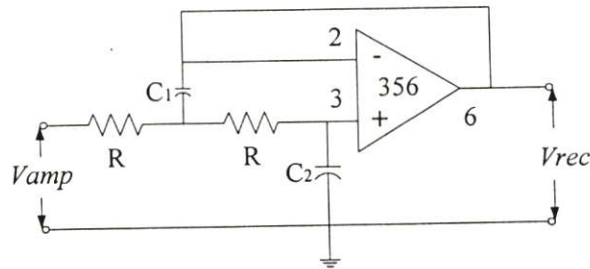
ผลต่างของสัญญาณศักย์ไฟฟ้าที่ $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ คือ $V_1 - V_2 = 1.46 \times 10^{-2}\text{V}$ แต่ที่อุณหภูมินี้ต้องการให้มีศักย์ไฟฟ้า 5V จึงต้องมีอัตราขยาย $K = 5/1.46 \times 10^{-2} = 342$ แต่ชุดยกระดับสัญญาณมีอัตราขยายเป็น 3 เท่าอยู่แล้ว ดังนั้นจะได้ค่าอัตราขยายของไอซี INA 101 เป็น $342/3 = 114$ จากนั้นแทนค่าลงในสมการอัตราขยายของไอซี INA 101 จะได้

$$R_G = \frac{40k}{(114 - 1)} = 354\ \Omega$$

เมื่อปรับค่าต่างๆ ตามที่ได้คำนวณแล้ว จะได้ค่าสัญญาณศักย์ไฟฟ้าที่อุณหภูมิ $25-100\text{ }^{\circ}\text{C}$ อยู่ในช่วง $0-5\text{V}$ ตามต้องการ

ก.5 วงจรกรองความถี่

สัญญาณศักย์ไฟฟ้าที่อยู่ในช่วง $0 - 5V$ จะผ่านวงจรกรองความถี่เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวน แสดงวงจรกรองความถี่ได้ดังรูป ก.4



รูปที่ ก.4 วงจรกรองความถี่

จากรูปสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนได้คือ

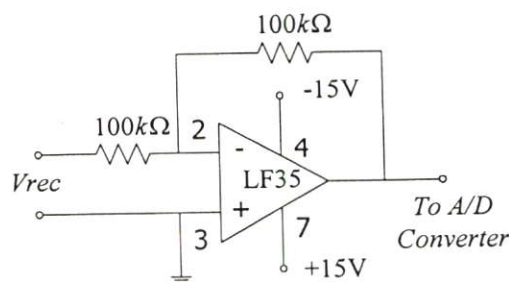
$$\frac{V_{rec}}{V_{amp}} = \frac{\left(\frac{1}{C_1 C_2 R^2}\right)}{s^2 + \left(\frac{2s}{C_1 R}\right) + \left(\frac{1}{C_1 C_2 R^2}\right)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

ดังนั้นจะได้ $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R^2}}$ และ $\xi = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$ ตามลำดับ

สำหรับในการทดลองนั้น ต้องการค่า $\omega_n = 6.3$ และ $\xi = 0.707$ ดังนั้นจึงเลือกค่า $R = 510 \text{ K}\Omega$ $C_1 = 0.44 \mu\text{F}$ และ $C_2 = 0.22 \mu\text{F}$ เมื่อนำฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้มาพล็อตผลตอบสนองเชิงความถี่ พบว่า เป็นวงจรกรองความถี่สูง คือ กำจัดสัญญาณรบกวนทิ้งไป ทำให้วงจรสามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง

ก.6 วงจรอินเวอร์ตติ้งแอมพลิไฟเออร์

สัญญาณศักย์ไฟฟ้าที่ออกจากวงจรกรองความถี่จะมีค่าเป็นลบ จึงต้องกลับเฟสของสัญญาณก่อนที่จะเข้าการ์ดแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to Digital Converter: ADC) สามารถแสดงวงจรได้ดังรูป ก.5



รูปที่ ก.5 วงจรอินเวอร์ตติ้งแอมพลิไฟเออร์

ก.7 การ์ดแปลงอนาล็อกเป็นดิจิตอลและแปลงดิจิตอลเป็นอนาล็อก

ในวิชานี้ใช้ PC DIO CARD เป็นการ์ดที่ใช้กับเครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล เพื่อทำหน้าที่เชื่อมต่อระหว่างสัญญาณดิจิตอลที่ใช้ในเครื่องคอมพิวเตอร์กับสัญญาณอนาล็อกที่ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ

ก.7.1 ส่วนแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล

ในส่วนนี้ใช้ไอซีเบอร์ ADC0804 ขนาด 8 บิต ทำหน้าที่รับสัญญาณอินพุตที่อยู่ในรูปของสัญญาณอนาล็อกแล้วเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณดิจิตอล เพื่อทำการประมวลผล ซึ่งใช้ในการเชื่อมต่อ (Interface) กับอุปกรณ์ภายนอกที่ให้สัญญาณเป็นอนาล็อก โดยรับสัญญาณอนาล็อกที่มีขนาดของสัญญาณอยู่ในช่วง $0 - 5V$

ก.7.2 ส่วนแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อก

ส่วนนี้ใช้ไอซีเบอร์ DAC0832 ขนาด 8 บิต ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณดิจิตอลให้เป็นสัญญาณอนาล็อก การควบคุมขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่เป็นอนาล็อกนั้น ทำได้โดยส่งค่าออกไปยังพอร์ตควบคุมของไอซี ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงอย่างเชิงเส้น มีลักษณะดังนี้

ถ้าส่งค่า FFH จะได้ค่าสัญญาณเอาต์พุตขนาดสูงสุด

ถ้าส่งค่า 7FH จะได้ค่าสัญญาณเอาต์พุตขนาดครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุด

ถ้าส่งค่า 00H จะได้ค่าสัญญาณเอาต์พุตขนาดต่ำสุด

เนื่องจากไอซีเบอร์ DAC0832 มีขนาด 8 บิต มีความละเอียด 256 ค่าจากย่านความกว้างของสัญญาณทั้งหมด ในที่นี้ต้องการส่งค่าสัญญาณอนาล็อกออกไปควบคุมให้อยู่ในช่วง $0 - 10V$ ดังนั้น จะได้ความละเอียดของสัญญาณแต่ละค่ามีขนาดเท่ากับ $10/256 = 0.039V$

ก.8 วงจรแอกทิวเอเตอร์

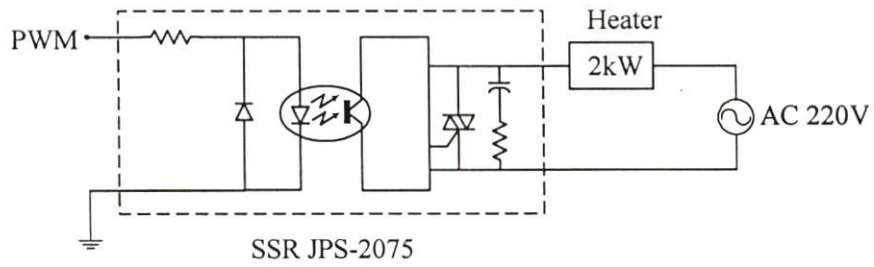
เป็นวงจรที่ควบคุมการทำงานของขดลวดความร้อน ให้สามารถจ่ายพลังงานเป็นเปอร์เซ็นต์มากหรือน้อยตามสัญญาณควบคุมที่ได้คำนวณมาแล้วด้วยตัวควบคุม โดยประกอบด้วย 2 ส่วน คือ

ก.8.1 วงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชัน

วงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (pulse width modulation: PWM) เป็นวงจรที่จ่ายสัญญาณพัลส์ โดยมีขนาดของพัลส์สัมพันธ์กับขนาดของสัญญาณควบคุม แสดงลักษณะวงจรดังรูปที่ ก.6

ก.8.2 โซลิตสเตทรีเลย์

ในวิทยานิพนธ์นี้ ใช้โซลิตสเตทรีเลย์(solid state relay) เบอร์ JPS - 2075 วงจรสมมุทธ์ แสดงได้ดังรูป ก.7 มีหลักการทำงาน คือ สัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชัน(PWM) จะกระตุ้นให้ออปโตทรานซิสเตอร์(opto-transistor) จ่ายพลังงานตามคาบ(periods) ของสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชันนั้น

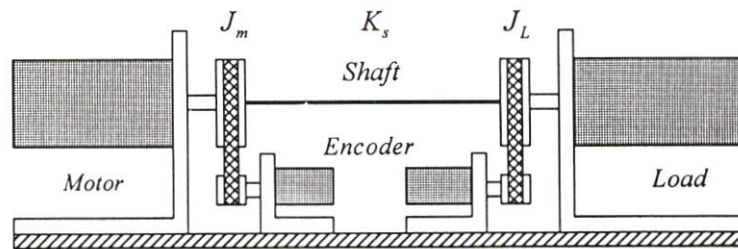


รูปที่ ก.7 วงจรสมมุทธ์ของโซลิตสเตทรีเลย์ เบอร์ JPS - 2075

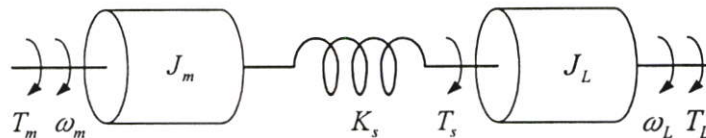
จากการควบคุมความเร็วของระบบ 2 มวล ที่แสดงในรูปที่ 5.33 สามารถวิเคราะห์หาแบบจำลองของระบบ 2 มวล ได้ดังต่อไปนี้

ก.9 การวิเคราะห์แบบจำลองของระบบ 2 มวล

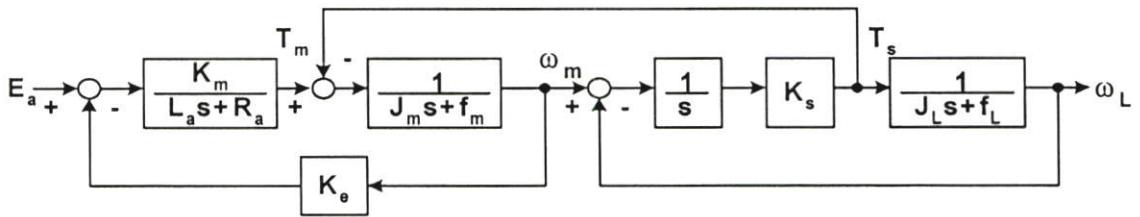
ในระบบ 2 มวล ซึ่งประกอบด้วยมอเตอร์ 2 ตัว ที่ต่อคู่ควบกันด้วยเพลาขาวที่มีความยืดหยุ่น เพลาที่นำมาใช้ในการทดลองนี้มีความยาว 14 นิ้ว เส้นผ่าศูนย์กลาง 1.6 มิลลิเมตร ทำหน้าที่เสมือนสปริง(spring) รูปที่ ก.8 เป็นแบบจำลองทางกายภาพซึ่งบอกถึงส่วนประกอบต่างๆ ของระบบ 2 มวล รูปที่ ก.9 เป็นแบบจำลองทางพลวัตซึ่งอธิบายทิศทางของแรงบิดและการหมุนในส่วนต่างๆ ของระบบ 2 มวล และสามารถแทนด้วยบล็อกไดอะแกรมของระบบ 2 มวล ดังแสดงในรูปที่ ก.10 ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้ดีซีมอเตอร์(dc motor) 2 ตัว (ตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นมอเตอร์และอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นโหลด) ขนาด 80 วัตต์ ของบริษัท ซาวามูระ เดนกิ โทเกียว(SAWAMURA DENKI KOGYO Co., Ltd.) รุ่น SS40E8 มีขนาดแรงดันไฟตรง 12 โวลต์ ใช้กระแสไฟฟ้า 10 แอมแปร์ มีรายละเอียดดังรูปที่ ก.11 ในการทดลองวัดความเร็วรอบด้วยเอ็นโค้ดเดอร์ชนิดโรตารี(rotary encoder) ยี่ห้อ OMRON รุ่น E6C2-CWZ6C มีขนาดแรงดันไฟตรง 5-24 โวลต์ ใช้กระแสไฟฟ้า 80 มิลลิแอมแปร์ มีรายละเอียดแสดงได้ดังรูปที่ ก.12



รูปที่ ก.8 แบบจำลองทางกายภาพของระบบ 2 มวล



รูปที่ ก.9 แบบจำลองทางพลวัตของระบบ 2 มวล



รูปที่ ก.10 บล็อกโคอะแกรมของระบบ 2 มวล

จากรูปที่ ก.10 ระบบมีค่าฟังก์ชันถ่ายโอนจากอินพุตของตัวขับเคลื่อนแบบจันบันได E_a ไปยังเอาต์พุตความเร็วของมอเตอร์ ω_m เป็น

$$\frac{\omega_m}{E_a} = \frac{K_m (J_L s^2 + f_L s + K_s)}{r_4 s^4 + r_3 s^3 + r_2 s^2 + r_1 s + r_0}$$

โดยที่

$$r_4 = (J_m J_L) L_a$$

$$r_3 = [(J_m f_L + J_L f_m) L_a + (K_s J_m J_L + J_m J_L) R_a]$$

$$r_2 = [(f_m f_L + K_s J_m + K_s J_L) L_a + (J_m f_L + J_L f_m + K_s J_m f_L + K_s J_L f_m) R_a + K_m K_e J_L]$$

$$r_1 = [(K_s f_m + K_s f_L) L_a + (f_m f_L + K_s f_m f_L + K_s J_m) R_a + K_m K_e f_L]$$

$$r_0 = (R_a f_m + K_m K_e) K_s$$

ค่าพารามิเตอร์ที่จำเป็นต่อการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์มีดังนี้

E_a : แรงดันอินพุต(input voltage applied to the armature)

R_a : ค่าความต้านทานของอาร์เมเจอร์(armature resistance)

L_a : ค่าความเหนี่ยวนำของอาร์เมเจอร์(armature inductance)

K_m : ค่าคงที่แรงบิด(motor torque constant)

K_e : ค่าคงที่แรงดันย้อนกลับ(electromotive force constant)

T_m : แรงบิดของมอเตอร์(motor torque)

T_s : แรงบิดของโหลด(load torque)

ω_m : ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์(motor speed)

K_s : ค่าความแข็งตึงของเพลลา(torsional stiffness of drive shaft)

J_m : โมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์(moment of motor inertia)

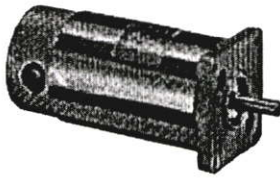
f_m : ความเสียดทานวิสกอสของมอเตอร์(viscous friction coefficient of motor)

J_L : โมเมนต์ความเฉื่อยของโหลด(moment of load inertia)

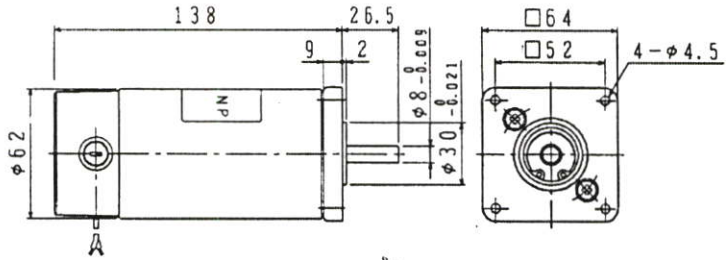
f_L : ความเสียดทานวิสกอสของโหลด(viscous friction coefficient of load)

ω_L : ความเร็วเชิงมุมของโหลด(load speed)

標準規格仕様 Standard Rated Voltage 12V/24V/100V **DC モーター DC MOTOR 80W** MODEL **SS40E8**



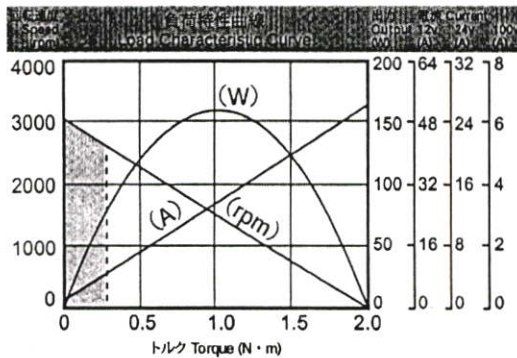
質量 Mass 1.6kg



GD²

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 (GD ²) R. Inertia	機械的時定数 (ms)	逆起電力定数 (V/krpm)	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·cm ² (kgf·cm ²)			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
- 絶縁種別: B種
- 絶縁抵抗: DC500Vメガにて、20MΩ以上
- 耐電圧: AC 1000V 1分間
- 外観: 生地(鉄ケース部めっき)

●取り扱い上の注意

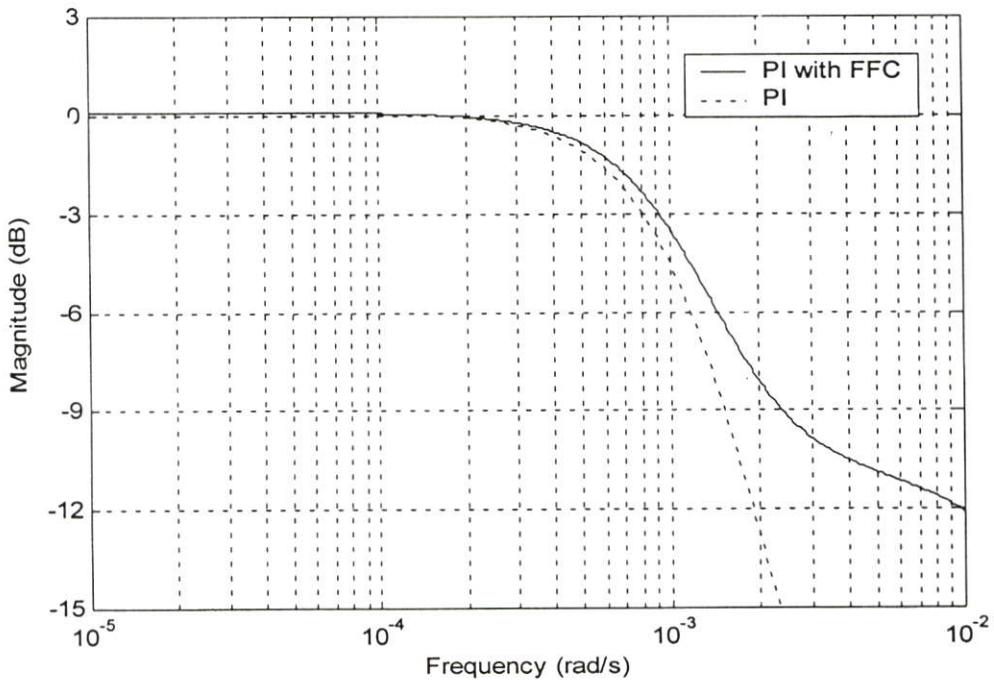
- モーターリード線の赤を(+), 青を(-)に接続するとモーター軸から見て時計方向に回転します。
- DC電源の極性を替えると、正逆相似の特性が得られます。モーターが回転中に極性を替えると、モーターや相手装置に悪影響を与えます。一旦停止後に逆方向に回転して下さい。
- 定格は平滑な直流電源での連続定格です。脈流電源を使用する場合は温度上昇が高くなりますのでモーターの温度上昇に注意して下さい。

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

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกโครงสร้างของ FFC ชนิดเฟสนำหน้าให้กับระบบควบคุมพีไอที่ถูกออกแบบด้วย CDM เพื่อควบคุมอุณหภูมิของถังต้มน้ำ และโครงสร้างของ FFC ชนิดเฟสล้าหลังให้กับระบบควบคุมพีไอที่ถูกออกแบบด้วย CDM เพื่อควบคุมความเร็วของระบบ 2 มวล พิจารณาได้จากผลตอบสนองความถี่ของระบบควบคุมเมื่อจัดใหม่ในบทที่ 2 ได้ดังนี้

ก.11 การควบคุมอุณหภูมิของถังต้มน้ำ

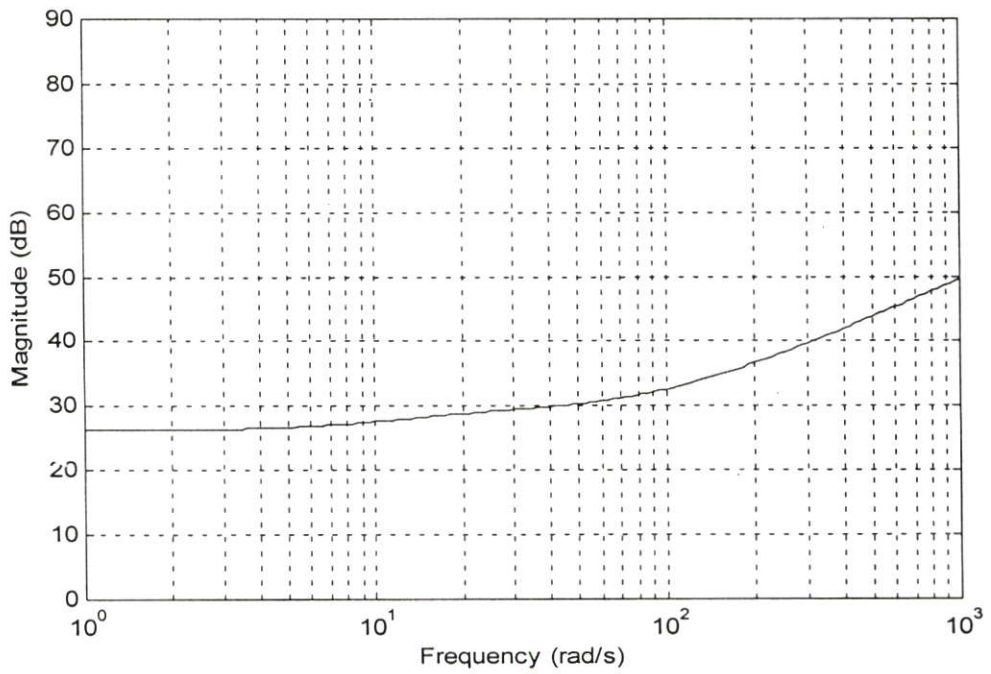
โครงสร้างของ FFC ที่ใช้ร่วมกับระบบควบคุมพีไอที่ถูกออกแบบด้วย CDM เพื่อควบคุมอุณหภูมิของถังต้มน้ำ จะเป็นโครงสร้างของเฟสนำหน้า พิจารณาได้จากผลตอบสนองความถี่ พบว่าระบบควบคุมพีไอที่มี FFC จะมีแบนด์วิดท์กว้างมากกว่าระบบควบคุมพีไอที่ไม่มี FFC ซึ่งจะทำให้ผลตอบสนองเร็วขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ ก.14



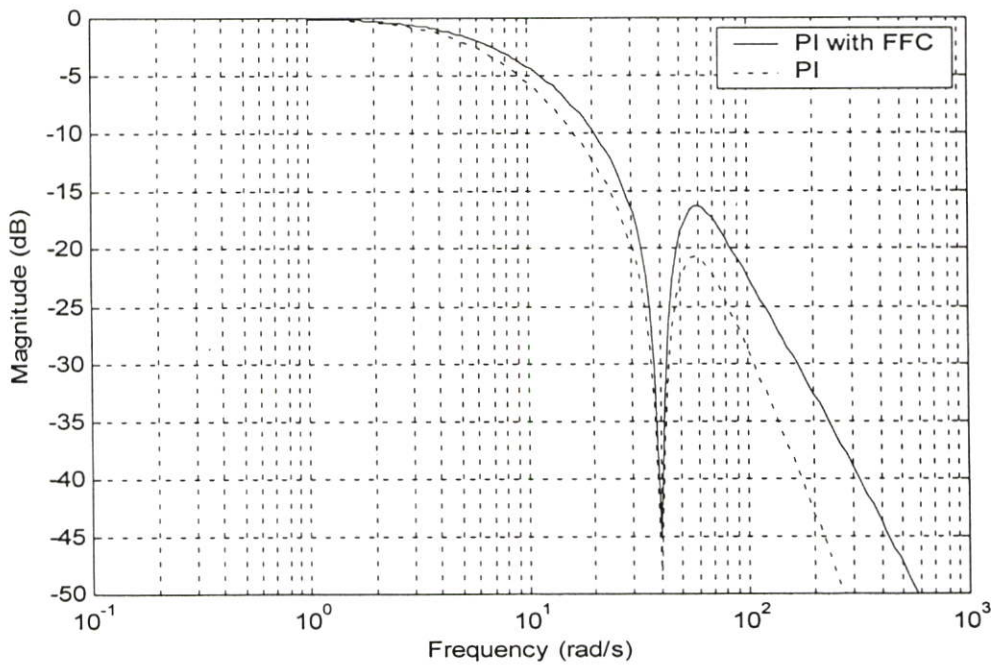
รูปที่ ก.14 ผลตอบสนองความถี่ของระบบควบคุม

ก.12 การควบคุมความเร็วของระบบ 2 มวล

สำหรับการควบคุมความเร็วของระบบ 2 มวล โครงสร้างของ FFC จะเป็นโครงสร้างของเฟสล้าหลัง ผลตอบสนองความถี่ของพรีฟิลเตอร์ $B_f(s)/A_f(s)$ แสดงได้ดังรูป ก.15 ที่เกิดจากการรวมโครงสร้างของ FFC ชนิดเฟสล้าหลังกับพรีฟิลเตอร์ $B_d(s)$ จะมีอัตราการขยายเชิงลอการิทึมก่อนข้างคงที่ในช่วงความถี่ต่ำและมีค่าเพิ่มขึ้นไม่มากนักในช่วงความถี่สูง ทำให้ผลตอบสนองความถี่ของระบบควบคุมที่จัดใหม่ ซึ่งมี FFC รวมอยู่ในระบบควบคุม ดังรูปที่ ก.16 มีเรโซแนนซ์ค่าขอดีน้อย จึงไม่เกิดเรโซแนนซ์การบิด



รูปที่ ก.15 ผลตอบสนองความถี่ของพีไอฟิลเตอร์



รูปที่ ก.16 ผลตอบสนองความถี่ของระบบควบคุม

ภาคผนวก ข.

โปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง

ข.1 โปรแกรมที่ใช้ควบคุมอุณหภูมิของถังต้มน้ำ

```
//Program FFC.c

#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <conio.h>
#include <dos.h>
#include <time.h>

#define DAC_PORT_1          0x308
#define DAC_PORT_2          0x309
#define ADC_PORT_1          0x30A
#define ADC_PORT_2          0x30B

#define SETPOINT            2.4736 //60 Degree Celcius

void create_file_dat1(void);
void create_file_dat2(void);

/***** DEFIND DATA PART*****/

int adc_in(int),v_out,digit_in,digit_out;
float e0=0,e1=0,e2=0,m0=0,m1=0,b0=0,c0=0,d0=0,d1=0;
float kc,ti,td,k1,k0,T_d,alfa,beta;
float f0,f1,f2,f,fd=0,set0,set1=0;

float u,tmp,temp_in;
FILE *Fp1,*Fp2;

void main(void)
{
    int i,ts,tn;
    int adc_in(int),v_out;
    float a=0,b=0,g=0,set=0;
    float n,n1,nn;

    create_file_dat1();
    create_file_dat2();

    //set reference input
    set= SETPOINT-1.27;

    // input K1
    printf("ENTER K1 :\n");
    scanf("%f",&k1);
    kc=k1;
    // input K0 ,get ti
    printf("ENTER K0 :\n");
```

```

scanf("%f",&k0);

printf("ENTER T_d :\n");
scanf("%f",&T_d);

printf("ENTER alfa :\n");
scanf("%f",&alfa);

printf("ENTER beta :\n");
scanf("%f",&beta);

ti=k1/k0;
//set Td=0
td=0;
printf("\nStart process.....");
getch();

do
{
    delay(1000);

    // set sampling time ts
    ts=1;
    digit_in=inportb(ADC_PORT_1);
    n=0.01953125*digit_in;
    fwrite(&n,sizeof(float),1,Fp1); //keep y
    temp_in=(21.672*n)+6.3902;
    if( n >= 10 )
    n=10;
    if( n<=0 )
    n=0;

    b0=(k0*ts)/(k1+(k0*ts));
    c0=k1/(k1+(k0*ts));
    d0=(b0*set)+(c0*d1); // pre-filter
    nn=d0;
    d1=d0;
    e0=nn-n+1.27;

    a=kc*(1+(ts/ti)+(td/ts)); // controller
    //printf("a :%10.2f\n",a);
    b=-kc*(1+(2*(td/ts)));
    g=kc*td/ts;
    m0=m1+(a*e0)+(b*e1)+(g*e2);

    f0=((alfa*T_d)+beta)/(T_d+1); // feedforward
    f1=(alfa*T_d)/(T_d+1);
    f2=(T_d)/(T_d+1);

    set0=set;

```

```

        f=(f0*set0)-(f1*set1)+(f2*fd);

        set1=set0;
        fd=f;

        u=m0+f;
        if(u<=0) u=0;
        else if(u>=10) u=10; else u=u;

        fwrite(&u,sizeof(float),1,Fp2);    //keep u
        tmp=(25.5*u);
        digit_out=tmp;
        outportb(DAC_PORT_1,digit_out);
        e2=e1;
        e1=e0;
        if(m0<-40) m0=0; else      m1=m0;
    }while (!kbhit());

    fclose(Fp1);
    fclose(Fp2);
}

void create_file_dat1(void)
{

    Fp1=fopen("FFCY60.dat","wb");

    if(Fp1==NULL)
    {
        clrscr();
        printf("\nCan't open file\n");
        getch();
        exit(0);
    }
}

void create_file_dat2(void)
{

    Fp2=fopen("FFCU60.dat","wb");

    if(Fp2==NULL)
    {
        clrscr();
        printf("\nCan't open file\n");
        getch();
        exit(0);
    }
}

```

ข.2 โปรแกรมที่ใช้ควบคุมความเร็วของระบบ 2 มวล

```

/*FFC.C*/

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

#define CH 0
#define DAADR 0x0300 /* DA ch.1 I/O adress */
#define da_deta 0.00244141 /* da_deta=10.0/4096.0 */
#defineADR1 0x280 /* Counter ch.1 address */
#defineADR2 0x281 /* Counter ch.2 address */

#define VCT 0x0b /* Interrupt vector IR3 */
#define IMR 0x21
#define MASK 0x08 /* Interrupt mask IR3 */

#define NN 8000 /* 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
x1[NN],x2[NN],u[NN],y[2],ee[2],volt,volt1,ref,ref0,ref1,sp,spm,Ts,y1o,y2o;
double cntnew1,cntold1,cnt1,cnt10,cntnew2,cntold2,cnt2,cnt20,CL;
double T,x,xd,uf,ufd,k1,k0,td,alpha,beta,r,rd,p;
FILE *fp_w;
int inter=0;

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

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

    Ts=1;

    /* 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 Interrrupt */
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; nn=NN;
y[0]=0.0; y[1]=0.0; ee[0]=0.0; ee[1]=0.0; volt=0.0; y1o=0.0; y2o=0.0;
ref0=1.0; ref1=1.5; x=0.0; xd=0.0; uf=0.0; ufd=0.0; r=0.0; rd=0.0; p=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(" Reference Input (maximum 2.5 (x1000rpm)) = "); gets(s); ref1=atof(s);

printf("\n k0 (?) = "); gets(s); k0=atof(s);
printf("\n k1 (?) = "); gets(s); k1=atof(s);
printf("\n td (?) = "); gets(s); td=atof(s);
printf("\n alpha (?) = "); gets(s); alpha=atof(s);
printf("\n beta (?) = "); gets(s); beta=atof(s);

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

T=0.001;

/***** MAIN ROUTINE *****/

while(n<nn)
{
    if(kbhit() !=0) break; /* Step time at 100th sampling */
    if(n<1000) ref=ref1;
    if(n>=1000) ref=ref0;
    if(n>=2000) ref=ref1;
    if(n>=3000) ref=ref0;
    if(n>=4000) ref=ref1;
    if(n>=5000) ref=ref0;

```

```

if(n>=6000) ref=ref1;
if(n>=7000) ref=ref0;
if(inter==1)
{
    r=ref;
    cntnew2=cnt_read(ADR1);
    cnt2=cntnew2-cntold2;
    cntold2=cntnew2;

    cntnew1=cnt_read(ADR2);
    cnt1=cntnew1-cntold1;
    cntold1=cntnew1;
    y[0]=-0.015*cnt1;          /* unit in x1000 rpm */
    y[1]=0.015*cnt2;         /* unit in x1000 rpm */

    x1[n]=y[0];
    x2[n]=y[1];

    x=(k0*T*r+k1*xd)/(k1+k0*T);    /* pre-filter */
    ee[1]=(x-y[0]);
    volt=(k1+k0*T)*ee[1]-k1*ee[0]+volt1;
    uf=((alpha*td+beta*T)*r-alpha*td*rd+td*ufd)/(td+T);    /* feedforward */
    p=volt+uf;
    if (p>10) p=10.0;
    if (p<0) p=0.0;
    u[n]=p;
    vx1=p/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[0]=ee[1];
    volt1=volt;
    ufd=uf;
    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);

/* WRITE DATA TO FILE */
fp_w=fopen("g.txt","w");
n=0;
while(n<rn){ fprintf(fp_w,"%f %f %f\n",x1[n],x2[n],u[n]);
n++; }
close(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);
}

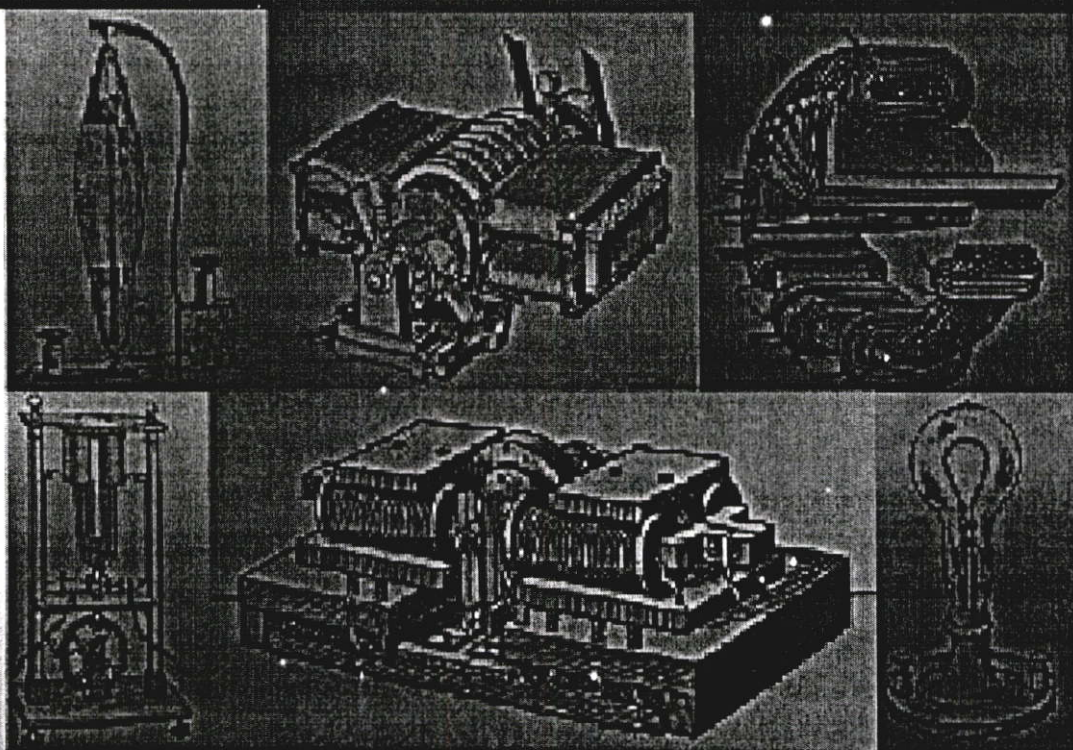
```

ภาคผนวก ค.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24

24th Electrical Engineering Conference (EECON-24)



22 - 23 พฤศจิกายน 2544

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

การออกแบบตัวควบคุมป้อนไปหน้าร่วมกับตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วย CDM สำหรับกระบวนการระดับ Feedforward Controller Design Incorporating PI Controller Designed by CDM for Level Processes

คุณพล คำปัญญา* ดาวร เบญจนาสุทธิ์* จงกล งามวิวิทย์* และ Noriyuki Komine**

*ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ถนนฉลองกรุง ลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร. (02) 326-9989 E-mail: knjongko@kmitl.ac.th

**Department of Applied Computer Engineering, School of Information Technology and Electronics, Tokai University

1117 Kitakaname, Hiratsuka-Shi, Kanagawa-Ken, 259-1292 Japan E-mail: komine@tokai.ac.jp

บทคัดย่อ

ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์จะควบคุมกระบวนการระดับที่มีผลตอบสนองชั่วคราวและผลตอบสนองสภาวะอยู่ตัวเป็นไปตามข้อกำหนด [1] แต่โดยทั่วไปพบว่า ความเร็วของผลตอบสนองชั่วคราวจะช้า [2] ในบทความนี้จึงเพิ่มตัวควบคุมป้อนไปหน้าชนิดเฟสนำหน้าซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์สองตัวที่จะถูกออกแบบให้เหมาะสมและเวลาอนุพันธ์ที่ได้จากเส้นโค้งปฏิกิริยาของกระบวนการเพื่อปรับปรุงผลตอบสนองชั่วคราวของระบบควบคุมพีไอ จากผลการจำลองระบบควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์ พบว่า ความเร็วของผลตอบสนองชั่วคราวเร็วขึ้นโดยมีค่าฟุ้งเกินน้อย และระบบควบคุมยังสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนได้

Abstract

The PI controller designed by the coefficient diagram method (CDM) for the second-order level process will satisfy both transient and steady state specifications [1]. However, the transient response generally still has long rise time [2]. In order to improve the speed of the system response, this paper adds a feedforward controller (FFC) into the PI control system. The structure of the FFC is a phase lead structure with two properly designed parameters and one derivative time obtained from reaction curve of the process. The simulation results show that the performance of the control system with proposed controllers has short rise time, less overshoot and good disturbance rejection properties.

Keywords: level process, CDM, feedforward controller.

1. บทนำ

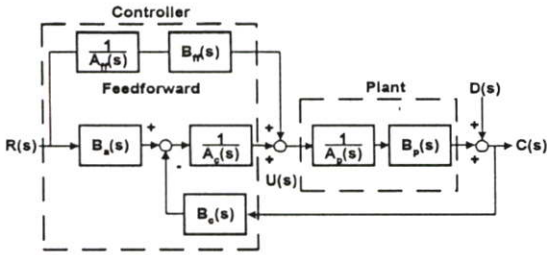
ระบบควบคุมในภาคอุตสาหกรรม จะมีกระบวนการ (process) ที่เป็นอันดับหนึ่ง (first order) อันดับสอง (second order) จนถึงอันดับสูง (higher order) รวมทั้งกระบวนการที่มีเวลาไร้ผลสนอง (dead time) [3]

และตัวควบคุมที่ใช้ในอุตสาหกรรมมีตัวควบคุมพี (proportional: P) พีไอ (proportional integral: PI) และพีไอดี (proportional integral derivative: PID) แต่ตัวควบคุมที่นิยมใช้ในภาคอุตสาหกรรมจะเป็นตัวควบคุมพีไอมากกว่า 90% โดยจะต้องปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอให้เหมาะสมกับกระบวนการนั้นๆ [4-5]

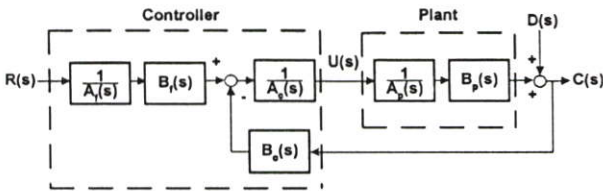
บทความนี้จะนำเสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมป้อนไปหน้า (feedforward controller: FFC) เพื่อควบคุมกระบวนการระดับให้มีผลตอบสนองเร็ว ตัวควบคุมพีไอจะถูกออกแบบโดยวิธีแผนผังค่าสัมประสิทธิ์ (coefficient diagram method: CDM) โครงสร้างของตัวควบคุมป้อนไปหน้านั้น จะเป็นโครงสร้างของเฟสนำหน้า (phase lead structure) ที่มีพารามิเตอร์ α และ β และเวลาอนุพันธ์ (derivative time) T_d ที่หาจากเส้นโค้งปฏิกิริยา (reaction curve) ของกระบวนการด้วยวิธีของซีเกลอร์และนิโคลส์ (Zeigler-Nichols) หลังจากที่ได้จัดรูปแบบของระบบควบคุมใหม่ให้อยู่ในรูปของสองระดับขั้นเสรี (2-degree of freedom) แล้ว ค่า α และ β ของ FFC จะถูกออกแบบโดยใช้ค่า 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล (equivalent time constant: τ) และค่าครชนิเสถียรภาพ (stability index: γ) ของ CDM จากผลการจำลองระบบควบคุมโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของกระบวนการที่ได้จากห้องปฏิบัติการจริงนำไปออกแบบระบบควบคุมพีไอกับ FFC จะให้ผลตอบสนองมีช่วงเวลานั้น (rise time: t_r) น้อยลง โดยมีค่าฟุ้งเกิน (overshoot: P_o) น้อยมาก ระบบมีเสถียรภาพและมีความคงทน (robustness) ต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของกระบวนการ รวมทั้งสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนได้

2. โครงสร้างของระบบควบคุม

โครงสร้างของระบบควบคุมที่นำเสนอจะประกอบด้วยโครงสร้าง CDM มาตรฐานและ FFC ดังรูปที่ 1 $A_p(s)$, $B_p(s)$ เป็นโพลีโนเมียลของกระบวนการ และ $A_c(s)$, $B_c(s)$ กับ $B_d(s)$ เป็นโพลีโนเมียลของตัวควบคุม สำหรับ $A_f(s)$, $B_f(s)$ เป็นโพลีโนเมียลของ FFC ในขณะที่ $D(s)$ เป็นสัญญาณรบกวนคงที่ที่เข้ามาที่เอาต์พุตของระบบควบคุม



รูปที่ 1 โครงสร้างของระบบควบคุม



รูปที่ 2 โครงสร้างของระบบควบคุมเมื่อจัดใหม่

จากรูปที่ 1 ฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) จาก $R(s)$ ถึง $C(s)$ ของระบบควบคุมแสดงได้ดังสมการที่ (1)

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{B_p(s)[B_a(s)A_{ff}(s) + B_{ff}(s)A_c(s)]}{A_{ff}(s)[A_c(s)A_p(s) + B_c(s)B_p(s)]} \quad (1)$$

และฟังก์ชันถ่ายโอนจาก $D(s)$ ถึง $C(s)$ ของระบบควบคุมจะแสดงได้ดังสมการที่ (2)

$$\frac{C(s)}{D(s)} = \frac{A_c(s)A_p(s)}{A_c(s)A_p(s) + B_c(s)B_p(s)} \quad (2)$$

จากสมการที่ (1) แสดงให้เห็นว่า FFC จะมีผลกระทบต่อผลตอบสนองชั่วคราว (transient response) ของระบบควบคุมที่ออกแบบด้วย CDM ในขณะที่สมการที่ (2) FFC จะไม่มีผลกระทบต่อผลตอบสนองของระบบควบคุมเมื่อจัดโครงสร้างของระบบควบคุมของรูปที่ 1 ใหม่จะได้ดังใน รูปที่ 2 ดังนั้น ฟังก์ชันถ่ายโอนจาก $R(s)$ ถึง $C(s)$ ของระบบควบคุมแสดงได้ดังสมการที่ (3)

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{B_f(s)B_p(s)}{A_f(s)[A_c(s)A_p(s) + B_c(s)B_p(s)]} \quad (3)$$

พหามิตอร์ของโครงสร้างของ $A_f(s)$ และ $B_f(s)$ ซึ่งเป็นพรีฟิลเตอร์ (pre-filter) ของระบบจะต้องถูกออกแบบให้เหมาะสมต่อไป

3. วิธีแผนผังสัมประสิทธิ์

การออกแบบตัวควบคุมด้วย CDM [2] เป็นการออกแบบตัวควบคุมจากโพลีโนเมียลคุณลักษณะ (characteristic polynomial) โดยพิจารณาค่าเวลาเข้าที่ (settling time: t_s) ซึ่งเป็นสมรรถนะของระบบที่กำหนดให้ โดยอันดับของตัวควบคุมต้องน้อยกว่ากระบวนการ

จากรูปที่ 1 ตัวควบคุมที่อยู่ในรูปโพลีโนเมียลแสดงได้ดังสมการที่ (4a), (4b) และ (4c)

$$A_c(s) = l_\lambda s^\lambda + l_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + l_0 \quad (4a)$$

$$B_c(s) = k_\lambda s^\lambda + k_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + k_0 \quad (4b)$$

$$B_a(s) = k_0 \quad (4c)$$

และกระบวนการที่อยู่ในรูปโพลีโนเมียลแสดงได้ดังสมการที่ (5) และ (6)

$$A_p(s) = p_k s^k + p_{k-1} s^{k-1} + \dots + p_0 \quad (5)$$

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

โดยที่ $\lambda < k$ และ $m < k$ ดังนั้น จะสามารถเขียนโพลีโนเมียลคุณลักษณะจากโครงสร้างของ CDM มาตรฐานโดยที่ไม่มี FFC ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} P(s) &= A_c(s)A_p(s) + B_c(s)B_p(s) \\ &= a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \\ &= \sum_{i=0}^n a_i s^i \end{aligned} \quad (7)$$

โดยที่ a_0, a_1, \dots, a_n เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของโพลีโนเมียลคุณลักษณะ และเป็นค่าที่นำมาใช้สำหรับออกแบบตัวควบคุมด้วย CDM

สำหรับการออกแบบตัวควบคุมโดยทั่วไปนั้น นอกจากจะให้ระบบควบคุมมีสมรรถนะที่ดีทั้งในด้านผลการตอบสนองชั่วคราวและผลตอบสนองสภาวะอยู่ตัวแล้ว ยังต้องคำนึงถึงเสถียรภาพของระบบและความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพหามิตอร์ของกระบวนการด้วย โดยความเร็วในการตอบสนองแสดงด้วยค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ดังสมการที่ (8)

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} \quad (8)$$

สำหรับเสถียรภาพของระบบและความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพหามิตอร์ของกระบวนการ จะแสดงได้ด้วยค่าครรชนเสถียรภาพ γ_i และค่าจำกัดเสถียรภาพ (stability limit: γ_i^*) ดังสมการที่ (9) และ (10)

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

$$\gamma_i^* = \frac{1}{\gamma_{i+1}} + \frac{1}{\gamma_{i-1}}, \quad \gamma_0, \gamma_n = \infty \quad (10)$$

โดยที่ $i = 1, 2, \dots, n-1$ การออกแบบตัวควบคุมด้วย CDM นั้น ค่าเวลาเข้าที่ t_s จะสัมพันธ์กับค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ดังสมการที่ (11)

$$t_s = 2.5-3\tau \quad (11)$$

สำหรับค่าครรชนเสถียรภาพมาตรฐานของ CDM [2] ที่ใช้ในการออกแบบคือ

$$\gamma_{n-1} = \dots = \gamma_3 = \gamma_2 = 2, \quad \gamma_1 = 2.5 \quad (12)$$

ในการนำค่ามาตรฐานนี้ไปใช้ออกแบบตัวควบคุมนั้นจะต้องตรวจสอบเงื่อนไข

$$p_k / p_{k-1} > \tau / (\gamma_{n-1}, \gamma_{n-2}, \dots, \gamma_1) \quad (13)$$

เมื่อ p_k และ p_{k-1} คือสัมประสิทธิ์อันดับที่ k และ $k-1$ ของกระบวนการตามลำดับ ถ้าเงื่อนไขเป็นจริงสามารถหาค่าครรชนเสถียรภาพมาตรฐาน

เพื่อออกแบบตัวควบคุมต่อไปได้ แต่ถ้าเงื่อนไขไม่เป็นจริงให้เพิ่มค่า γ_{n-1} ก่อน แล้วเพิ่ม γ_{n-2} และเพิ่มต่อไปจนกว่าจะสอดคล้องกับสมการที่ (13)

จากสมการที่ (8), (9) และ (10) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์ a_i ของโพลิโนเมียลคุณลักษณะกับค่าครรชนีเสถียรภาพ γ_i และค่าคงที่เวลาสมมูล τ ดังสมการที่ (14)

$$a_i = a_0 \tau^i \frac{1}{\gamma_{i-1} \dots \gamma_2 \gamma_1^{i-1}} = a_0 \tau^i \prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{(\gamma_{i-j})^j} \quad (14)$$

ดังนั้นสามารถเขียนโพลิโนเมียลคุณลักษณะให้อยู่ในเทอมของ a_0 , τ และ γ_i ได้ดังนี้

$$P(s) = a_0 \left[\sum_{i=2}^n \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_{i-j}^j} \right) (\tau s)^i \right] + \tau s + 1 \quad (15)$$

ซึ่งสมการที่ (15) นี้จะนำไปใช้ออกแบบตัวควบคุมพีโอด้วย CDM ต่อไป

4. การออกแบบตัวควบคุม

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมพีโอด้วย CDM และการออกแบบ FFC ตามลำดับ

4.1 การออกแบบตัวควบคุมพีโอด้วย CDM

ฟังก์ชันถ่ายโอนมาตรฐานของตัวควบคุมแบบพีโอ $G_c(s)$ ที่แสดงดังสมการที่ (16)

$$G_c(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (16)$$

นี้ สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$G_c(s) = \frac{B_c(s)}{A_c(s)} = \frac{k_1 s + k_0}{s} \quad (17)$$

โดยที่ $k_1 = K_c$, $k_0 = K_c / T_i$ และ K_c คือ พรอพอชันนัลเกน (proportional gain) T_i คือ เวลาอินทิกรัล (integral time) สำหรับค่า k_1 และ k_0 หาได้จากกรออกแบบตัวควบคุมพีโอด้วยวิธี CDM ตามขั้นตอนต่อไปนี้

1. หาค่าคงที่เวลาสมมูล τ
2. ค่าครรชนีเสถียรภาพที่ใช้คือ $\gamma_2 = 2$ และ $\gamma_1 = 2.5$
3. เปรียบเทียบโพลิโนเมียลคุณลักษณะในสมการที่ (7) กับโพลิโนเมียลคุณลักษณะที่ได้จากสมการที่ (15) ดังนั้นจะได้ค่าพารามิเตอร์ k_1 และ k_0 ของตัวควบคุมพีโอ
4. กำหนด $B_d(s) = k_0$ ที่หาได้จากขั้นตอนที่ 3.

4.2 การออกแบบ FFC

โครงสร้างของ FFC ที่แสดงในรูปที่ 1 นั้น เป็นเฟสหน้าโดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$\frac{B_{ff}(s)}{A_{ff}(s)} = \frac{\alpha T_d s + \beta}{T_d s + 1} \quad (18)$$

ค่า T_d จะถูกกำหนดจากเวลานูนพันธ์ ซึ่งเป็นคุณลักษณะของกระบวนการที่จะถูกควบคุม ส่วนค่าพารามิเตอร์ α และ β จะต้องถูกออกแบบให้เหมาะสม เมื่อจัดโครงสร้างของระบบควบคุมในรูปที่ 1 ใหม่ให้เป็นรูปที่ 2 พบว่า FFC มีผลให้ฟิลเตอร์ $B_d(s)$ ในโครงสร้างของระบบควบคุม CDM มาตรฐาน [2] เปลี่ยนไปเป็น

$$B_f(s) = B_d(s)A_{ff}(s) + A_c(s)B_{ff}(s) = m_2 s^2 + m_1 s + m_0 \quad (19)$$

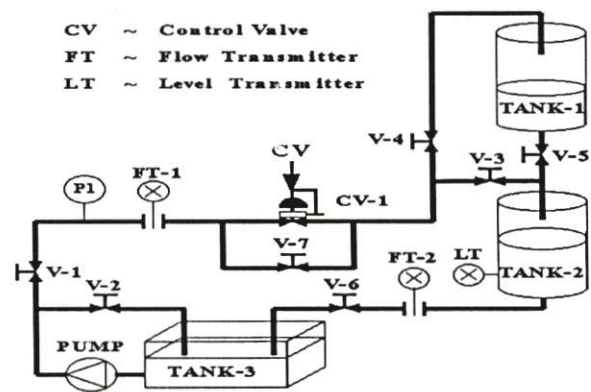
$$A_f(s) = A_{ff}(s) = T_d s + 1 \quad (20)$$

โดยที่ $m_2 = \alpha T_d$, $m_1 = (\beta + k_0 T_d)$ และ $m_0 = k_0$ พารามิเตอร์ α และ β ของ FFC จะถูกออกแบบจากสัมประสิทธิ์ m_0 , m_1 และ m_2 ของโพลิโนเมียล $B_f(s)$ และจะเป็นตัวที่กำหนดความเร็วของผลตอบสนองของระบบควบคุม มีขั้นตอนตอนการออกแบบดังต่อไปนี้

1. กำหนดให้ $m_1 / m_0 = \sigma_f = 60\%$ ของค่าคงที่เวลาสมมูล τ
2. หา m_1 จากกรารู้ค่าของ $m_0 = k_0$ และค่า σ_f
3. หา m_2 จาก $m_2 / m_1 = \sigma_f / \gamma_1$ โดยที่ $\gamma_1 = 2.5$
4. หาค่าพารามิเตอร์ α และ β จาก $m_1 = (\beta + k_0 T_d)$ และ $m_2 = \alpha T_d$

5. การทดลองและเปรียบเทียบผล

ในหัวข้อนี้จะแสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองของระบบควบคุมพีโอที่ออกแบบด้วย CDM ที่มีและไม่มี FFC ในระบบควบคุม โดยจำลองระบบควบคุมด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อควบคุมกระบวนการในห้องปฏิบัติการจริง [6] ซึ่งมีโครงสร้างดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 โครงสร้างของการควบคุมกระบวนการระดับ

กำหนดให้ผลตอบสนองของระบบวงรอบเปิดที่มีอินพุตอย่างอิงอยู่ที่ระดับ 35, 40 และ 45 เซนติเมตร เป็นผลตอบสนองของกระบวนการที่ขอบเขตต่ำสุด (minimum) กระบวนการที่ระบุ (nominal) และกระบวนการที่ขอบเขตสูงสุด (maximum) ตามลำดับ และมีผลการทดลองดังรูปที่ 4 สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนของผลตอบสนองระบบวงรอบเปิดเป็นดังนี้

ขอบเขตต่ำสุดของกระบวนการ

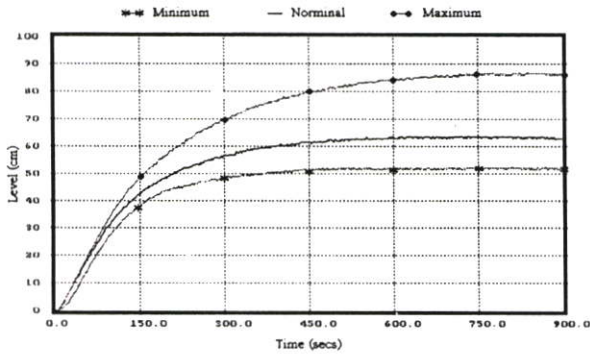
$$Gp_{\min}(s) = \frac{B_p(s)}{A_p(s)} = \frac{1.48}{1500s^2 + 115s + 1}$$

กระบวนการที่ระบุ

$$Gp_{nom}(s) = \frac{B_p(s)}{A_p(s)} = \frac{1.58}{3300s^2 + 140s + 1}$$

ขอบเขตสูงสุดของกระบวนการ

$$Gp_{\max}(s) = \frac{B_p(s)}{A_p(s)} = \frac{1.90}{3900s^2 + 160s + 1}$$



รูปที่ 4 ผลการตอบสนองของระบบวงรอบเปิดของกระบวนการระดับ

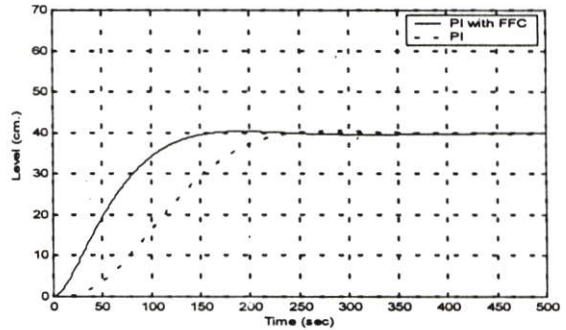
5.1 สมรรถนะของระบบควบคุม

ในหัวข้อนี้จะหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีโอสำหรับกระบวนการที่ระดับ 40 เซนติเมตร ด้วย CDM แต่เนื่องจากสัมประสิทธิ์ของโพลีโนเมียลคุณลักษณะซึ่งสัมพันธ์โดยตรงกับสัมประสิทธิ์ของตัวควบคุมพีโอไม่สามารถถูกกำหนดได้จากค่าเวลาเข้าที่ t_r ดังนั้น ค่าคงตัวเวลาสมมูล τ จะได้จากค่าครั้นเสถียรภาพ เมื่อให้ $\gamma_2 = 2$ และ $\gamma_1 = 2.5$ จะได้ค่าคงตัวเวลาสมมูล $\tau = 117.50$ วินาที สำหรับค่าพารามิเตอร์ k_1 และ k_0 ของตัวควบคุมพีโอซึ่งสัมพันธ์กับค่าพารามิเตอร์ K_c และ T_i ของตัวควบคุมพีโอในสมการที่ (16) หาได้จากการเปรียบเทียบโพลีโนเมียลคุณลักษณะของสมการที่ (7) กับรูปแบบมาตรฐานของโพลีโนเมียลคุณลักษณะในสมการที่ (15) เพราะฉะนั้นค่าพารามิเตอร์ $k_1 = 1.232$ และ $k_0 = 0.016$ ดังนั้น ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีโอที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธี CDM จะมีค่า $K_c = 1.232$ และ $T_i = 77.00$ วินาที

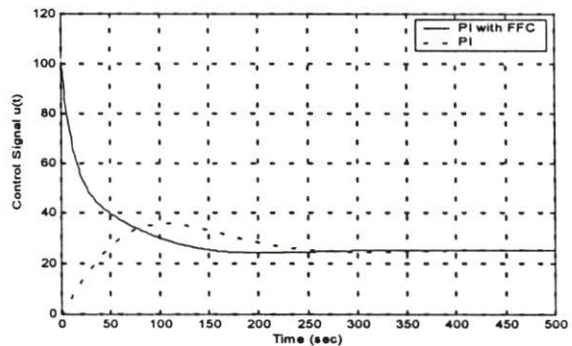
FFC ที่ถูกเพิ่มเข้าไปในระบบควบคุมที่ออกแบบด้วย CDM เพื่อที่จะเพิ่มความเร็วในการตอบสนอง จะมีค่าของเวลาอนุพันธ์ที่ระดับ 40 เซนติเมตร $T_d = 12.50$ วินาที และมีค่าสัมประสิทธิ์ของโพลีโนเมียล $B_f(s)$ ในสมการที่ (19) ที่ได้จากขั้นตอนการออกแบบ FFC ดังนี้ $m_1 = 1.128$ และ $m_2 = 31.80$ ดังนั้น เมื่อรู้ค่า T_d, m_0, m_1 และ m_2 แล้ว จะได้ค่าพารามิเตอร์ $\alpha = 2.544$ และ $\beta = 0.928$

ผลตอบสนองของระบบควบคุม สัญญาณควบคุม (control signal) และผลตอบสนองความถี่ (frequency responses) ของระบบควบคุมที่ใช้

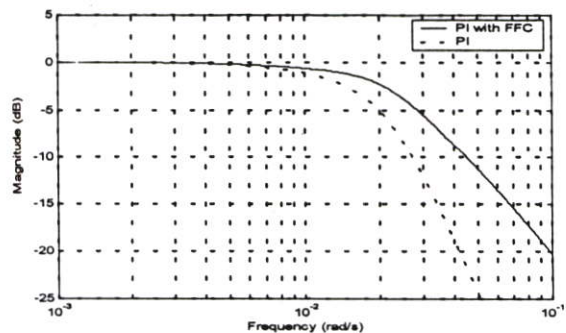
ตัวควบคุมพีโอกับ FFC จะแสดงได้ดังรูปที่ 5, 6 และ 7 ตามลำดับ จากผลการทดลองการควบคุมกระบวนการระดับที่แสดงในรูปที่ 5 จะเห็นว่าผลตอบสนองของควบคุมพีโอที่ออกแบบด้วย CDM ที่มี FFC มีช่วงเวลานั้น t_r น้อย และมีค่าพุ่งเกิน P_o น้อย โดยไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว (steady-state error: E_{ss}) ในขณะที่สัญญาณควบคุมของระบบควบคุมพีโอที่มี FFC จะมีสภาวะชั่วครู่สูงกว่าระบบควบคุมพีโอที่ไม่มี FFC ดังในรูปที่ 6 นอกจากนี้ผลตอบสนองความถี่วงรอบปิดของระบบควบคุมพีโอที่มี FFC ในรูปที่ 7 จะมีแบนด์วิดท์ (bandwidth) กว้างกว่าระบบควบคุมพีโอที่ไม่มี FFC



รูปที่ 5 ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ระดับ 40 เซนติเมตร



รูปที่ 6 สัญญาณควบคุม



รูปที่ 7 ผลตอบสนองความถี่

ในตารางที่ 1 จะเป็นการแสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบควบคุมด้วยการนำตัวควบคุมพีโอที่ออกแบบจากกระบวนการที่ระดับ 40 เซนติเมตร ไปควบคุมกระบวนการที่ระดับ 35 และ 45 เซนติเมตร

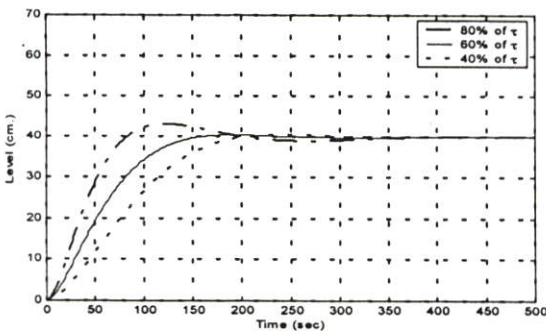
ตารางที่ 1 สมรรถนะของระบบควบคุมพีโอที่มีและไม่มี FFC

กระบวนการ	ตัวควบคุม	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)	E_{ss} (%)
$\frac{1.48}{1500s^2 + 115s + 1}$	PI กับ FFC	134.00	0.00	246.03	0.00
	PI	166.00	0.00	293.03	0.00
$\frac{1.58}{3300s^2 + 140s + 1}$	PI กับ FFC	160.47	1.06	143.52	0.00
	PI	242.00	1.42	225.52	0.00
$\frac{1.90}{3900s^2 + 160s + 1}$	PI กับ FFC	128.97	4.32	227.03	0.00
	PI	214.00	3.53	313.03	0.00

จากผลการทดลองในตารางที่ 1 แสดงให้เห็นว่า ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ใช้ตัวควบคุมพีโอที่มี FFC มีช่วงเวลาดำเนิน t_r น้อย มีค่าฟังก์ชัน P_o ไม่มากนัก ไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว E_{ss} และเมื่อพารามิเตอร์ของระบบเปลี่ยนไป ตัวควบคุมที่ถูกออกแบบจากกระบวนการที่ระดับ 40 เซนติเมตร ยังสามารถควบคุมกระบวนการที่ระดับ 35 และ 45 เซนติเมตรได้ดี

5.2 ผลตอบสนองของระบบควบคุมเมื่อเปลี่ยนค่า σ_f

เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f จาก 60% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ให้เป็น 80% และ 40% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ผลตอบสนองและสมรรถนะของระบบควบคุมที่ระดับ 40 เซนติเมตร จะแสดงได้ดังรูปที่ 8 และตารางที่ 2



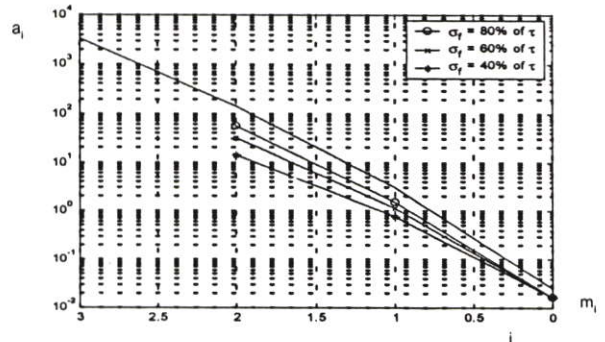
รูปที่ 8 ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ระดับ 40 เซนติเมตร เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f

ตามลำดับ จากตารางที่ 2 จะเห็นว่าที่ 40% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ระบบควบคุมจะมีช่วงเวลาดำเนิน t_r มาก และมีค่าฟังก์ชัน P_o น้อย ในขณะที่ 80% ของค่าคงตัวเวลาสมมูล τ ระบบควบคุมจะมีผลตอบสนองเร็วขึ้น แต่มีค่าฟังก์ชัน P_o เพิ่มขึ้น โดยไม่มีค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว E_{ss}

ตารางที่ 2 สมรรถนะระบบควบคุมพีโอกับ FFC เมื่อเปลี่ยนค่า σ_f

σ_f	α	β	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)	E_{ss} (%)
80% of τ	4.524	1.304	84.16	7.85	314.16	0.00
60% of τ	2.544	0.928	160.16	1.06	143.16	0.00
40% of τ	1.131	0.552	206.16	1.17	187.16	0.00

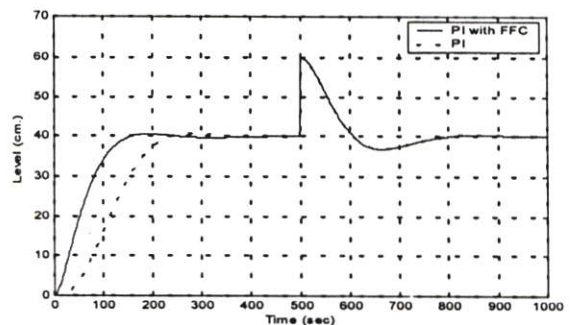
เมื่อนำค่าสัมประสิทธิ์ m_i ที่ได้จากการเปลี่ยนค่า σ_f ไปสร้างแผนผังซีม-ลือก เพื่อเปรียบเทียบกับค่าสัมประสิทธิ์ a_i ดังรูปที่ 9 พบว่า ค่าสัมประสิทธิ์ m_i จะมีค่าน้อยกว่าค่าสัมประสิทธิ์ a_i ของโพลีโนเมียลคุณลักษณะที่ได้จากกระบวนการที่ระดับ 40 เซนติเมตร และตัวควบคุมพีโอที่ออกแบบด้วย CDM เมื่อค่าของ σ_f มีค่ามากขึ้น จะทำให้เส้นโค้งเบนไปทางขวา ซึ่งจะหมายถึงผลตอบสนองของระบบควบคุมมีช่วงเวลาดำเนิน t_r น้อยลง



รูปที่ 9 การเปรียบเทียบค่า m_i ต่อค่าสัมประสิทธิ์ a_i

5.3 ผลตอบสนองของระบบควบคุมเมื่อมีสัญญาณรบกวน

เมื่อมีสัญญาณรบกวนขึ้นบนโคจขนาด 20 เซนติเมตร ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนคงที่เข้ามาที่เอาต์พุตของระบบควบคุมที่ระดับ 40 เซนติเมตร ที่เวลา 500 วินาที จะเห็นได้ว่าความสามารถการกำจัดสัญญาณรบกวนเหมือนกันกับระบบควบคุมพีโอที่ไม่มี FFC ดังรูปที่ 10 ทั้งนี้ เนื่องจากการเพิ่ม FFC จะไม่มีผลต่อสัญญาณรบกวน



รูปที่ 10 ผลตอบสนองของระบบควบคุมเมื่อมีสัญญาณรบกวน

6. บทสรุป

จากผลการทดลอง พบว่า การออกแบบพารามิเตอร์ α และ β ของ FFC ที่นำเสนอในที่นี้ สามารถควบคุมให้ระบบควบคุมที่โอทีถูกออกแบบด้วย CDM มีช่วงเวลานิ่ง t_r น้อยลง โดยมีค่าพุงเกิน P_o และเวลาเข้าที่ t_s น้อย และสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนได้ดี เมื่อพารามิเตอร์ของกระบวนการที่ระบุเปลี่ยนไป ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่มีตัวควบคุมที่ออกแบบไว้อยู่ที่ระดับ 40 เซนติเมตร ก็ไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก นอกจากนี้ ยังสามารถออกแบบ FFC ให้ระบบควบคุมมีผลตอบสนองเร็วขึ้นด้วยการปรับค่า σ_f ให้มีค่าเพิ่มขึ้นได้ แต่ผลตอบสนองของระบบควบคุมจะมีเวลาเข้าที่ t_s มาก และมีค่าพุงเกิน P_o สูงขึ้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] D. Kumpanya, P. Photong, T. Benjanarasuth, N. Komine and J. Ngamwiiwit "Industrial Controller Design by CDM" *The Proceeding of ICMT'99*, Pusan, Korea, October, 1999, pp. 140-144.
- [2] S. Manabe "Coefficient Diagram Method" *14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace*, Seoul, August, 1998.
- [3] D.W. Pessen "A New Look at PID Controller Tuning" *Trans. of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 116, September, 1994, pp. 553-557.
- [4] W. K. Ho, C. C. Hang, and J. H. Zhou "Performance and gain and phase margins of well-known PI tuning formulas" *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, vol. 3, June, 1995, pp. 245-248.
- [5] J. G. Ziegler and N. B. Nichols "Optimum Settings for Automatic Controller" *ASME Trans.*, vol 64, 1942, pp. 759-768.
- [6] สุเมธ เชาวนไวย "การออกแบบตัวควบคุมโรบัสต์ H_∞ " ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2540



ดร. ดานุพล คำปัญญา ปรียญนาตรี อิเล็กทรอนิกส์ จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล นักศึกษาปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง (สจล.)



ดร. เบนจอนราสุทธิ์ ปรียญนาโท ระบบควบคุม จากมหาวิทยาลัยมิชิแกน ประเทศสหรัฐอเมริกา อาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล. งานวิจัย การควบคุมแบบออฟติมัล การควบคุมแบบโรบัสต์ และการออกแบบระบบควบคุมทางอุตสาหกรรม



ดร. จงกล จงมวิทชัย ปรียญนาเอก อิเล็กทรอนิกส์ จากมหาวิทยาลัยโตเกียว ประเทศญี่ปุ่น รองศาสตราจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล. งานวิจัย การควบคุมแบบออฟติมัล การควบคุมแบบโรบัสต์ และการควบคุมแบบฟัซซี่



Noriyuki Komine received master degree in electronic engineering from Tokai University, Japan. He has been with the Department of Applied Computer Engineering, Tokai University, where he is currently an associate professor. His research interests is control design method for system with a vibration mechanism, for example, a crane system, a robotic manipulator etc.

International Conference
on Control, Automation and Systems

ICCAS 2001

October, 17~21, 2001

Cheju National University, Jeju Island, Korea



<http://www.iccas.org>

FFC Design for PI Flow Control System Designed by CDM

D. Kumpanya*, T. Benjanarasuth*, J. Ngamwiwit* and N. Komine**

*Department of Control Engineering, Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok, 10520 Thailand
(Tel: 66-2-326-9989; Fax: 66-2-326-9989; E-mail: knjongko@kmitl.ac.th)

**Department of Applied Computer Engineering, School of Information Technology and Electronics, Tokai University
1117 Kitakaname, Hiratsuka-Shi, Kanagawa-Ken, 259-1292 Japan
(Tel: 81-463-58-1211; Fax: 81-463-50-2240; E-mail: komine@tokai.ac.jp)

Abstract: A design of PI controller to be used to control the first-order lag plus dead time process, such as a flow process, by the coefficient diagram method (CDM) is investigated. The factor of the dead time of the process is first approximated to be the first-order by the Pade approximation. The responses of the flow control system designed by CDM satisfy both transient and steady state specifications. However, the transient response generally still has long rise time. In order to improve the speed of the system response, a feedforward controller (FFC) is added into the PI control system. The structure of the FFC is a phase lead structure with two designed parameters and one derivative time obtained from the reaction curve of the flow process. The simulation result shows that the performance of the PI control system with properly assigned FFC has short rise time, no overshoot and good disturbance rejection properties.

Keywords: Flow process, CDM, Feedforward controller

1. Introduction

In the industry, most of the plants or processes are type 0 with three to five first-order lags or one first-order lag plus dead time. Type 1 plants with one or two first-order lags are also found in the industry [1]. The control systems with those plants are designed and to be controlled for obtaining the desired performances by using the industrial controller. One well-known classical industrial controller with well-tuned parameters is proportional-integral (PI) controller. This is not surprising because over 90% of the industrial controllers are of the PI type [2-3].

This paper presents a flow control system using a PI controller designed by CDM [4] and a FFC in order to improve the overall system response. In CDM the parameters of the controller are designed based on the stability and the speed of the control system. Stability and speed are designed from the standard stability index γ_i and the equivalent time constant τ respectively. When the settling time t_s of the control system has been selected, the equivalent time constant τ is obtained. Due to the structure of PI controller and flow process where the dead time is approximated to be the first-order by Pade approximation, the parameters of PI controller designed by CDM, however, can only be obtained by specifying the stability index γ_i because the equivalent time constant τ has been defined implicitly. The stability index γ_i and the equivalent time constant τ specify the coefficients of the characteristic polynomial. These coefficients are related to the controller parameters algebraically in an explicit form. Hence, the transient and the steady state performances of the flow control system is obtained. Since the speed of the transient response of the PI flow control system designed by CDM is slow, a phase lead structure of a FFC with derivative time T_d assigned by Zeigler-Nichols method and two properly designed parameters, α and β , is added. The two parameters of the FFC are then designed from the 60% of the equivalent time constant τ and the standard stability index γ_i .

The simulation result using the actual flow process parameters in the laboratory shows that the PI flow control system with a FFC will have short rise time and have zero percent overshoot P_o . The effect of the constant output disturbance is unchanged by the proposed FFC.

2. Control System Structure

The structure of the proposed PI flow control system that consists of the CDM standard block diagram for the single-input single-output (SISO) system and the proposed FFC is illustrated in Fig. 1. $A_p(s)$ and $B_p(s)$ are the polynomials of the plant, $A_c(s)$, $B_c(s)$ and $B_f(s)$ are the polynomials of the standard CDM controller, and $A_{ff}(s)$ and $B_{ff}(s)$ are the polynomial form of the proposed FFC, respectively. $D(s)$ is the output constant disturbance entering to the control system.

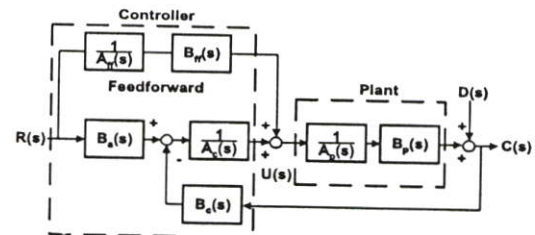


Fig. 1. Structure of flow control system with FFC.

From the block diagram of Fig. 1 it follows:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{B_p(s)[B_c(s)A_{ff}(s) + B_{ff}(s)A_c(s)]}{A_{ff}(s)[A_c(s)A_p(s) + B_c(s)B_p(s)]} \quad (1)$$

and

$$\frac{C(s)}{D(s)} = \frac{A_c(s)A_p(s)}{A_c(s)A_p(s) + B_c(s)B_p(s)} \quad (2)$$

Note that the transfer function from $R(s)$ to $C(s)$ is affected by the proposed FFC that can be used to improve the speed of the transient response of the flow control system designed by CDM, while the transfer function from $D(s)$ to $C(s)$ is not affected.

The transfer function from $R(s)$ to $C(s)$ of Fig. 2 is then given as

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{B_f(s)B_p(s)}{A_f(s)[A_c(s)A_p(s) + B_c(s)B_p(s)]} \quad (3)$$

where $A_f(s)$ and $B_f(s)$ are the polynomial form of the pre-filter.

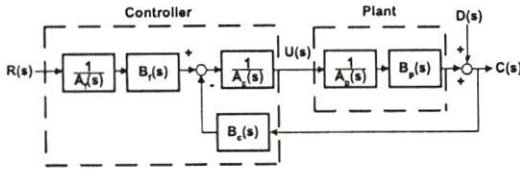


Fig. 2. Rearranged structure of the proposed system.

3. Concept of the CDM

In this section, the concept of CDM is used to design the parameters of a controller so that the step response of the control system satisfies stability, fast response and robustness requirements [4]. Generally, the order of the controller designed by CDM is less than the order of the plant.

From Fig. 1, the transfer function of the plant in the polynomial form in each block is

$$A_p(s) = p_k s^k + p_{k-1} s^{k-1} + \dots + p_0 \quad (4a)$$

$$B_p(s) = q_m s^m + q_{m-1} s^{m-1} + \dots + q_0 \quad (4b)$$

and the controller polynomials are

$$A_c(s) = l_\lambda s^\lambda + l_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + l_0 \quad (5a)$$

$$B_c(s) = k_\lambda s^\lambda + k_{\lambda-1} s^{\lambda-1} + \dots + k_0 \quad (5b)$$

$$B_d(s) = k_0 \quad (5c)$$

where $\lambda < k$ and $m < k$. $B_d(s)$ is called as a pre-filter and has to be set to k_0 so that the step response with zero steady-state error is obtained. The characteristic polynomial of the closed-loop system without FFC structure as shown in Fig. 1 is given in the following forms

$$\begin{aligned} P(s) &= A_c(s)A_p(s) + B_c(s)B_p(s) \\ &= a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \\ &= \sum_{i=0}^n a_i s^i \end{aligned} \quad (6)$$

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

$$\gamma_i = \frac{a_i^2}{a_{i+1}a_{i-1}} \quad (7)$$

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} \quad (8)$$

$$\gamma_i^* = \frac{1}{\gamma_{i+1}} + \frac{1}{\gamma_{i-1}}; \quad \gamma_0, \gamma_n = \infty \quad (9)$$

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

$$t_s = 2.5 \sim 3\tau \quad (10)$$

$$\gamma_i > 1.5\gamma_i^* \quad (11)$$

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

$$\gamma_{n-1} = \dots = \gamma_3 = \gamma_2 = 2, \gamma_1 = 2.5. \quad (12)$$

The standard values stated in (12) can be used to design the controller if the following condition is satisfied

$$p_k/p_{k-1} > \tau/(\gamma_{n-1}\gamma_{n-2}\dots\gamma_1) \quad (13)$$

where p_k and p_{k-1} are the coefficients of the the plant at k th and $(k-1)$ th. If the above condition is not satisfied, we can first

increase γ_{n-1} then γ_{n-2} and so on, until (13) is satisfied. From (7)-(9), the coefficient a_i can be written by

$$a_i = a_0 \tau^i \frac{1}{\gamma_{i-1} \dots \gamma_2 \gamma_1^{i-1}} = a_0 \tau^i \prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{(\gamma_{i-j})^j} \quad (14)$$

Then the characteristic polynomial to be used to design the parameters of a controller is expressed as

$$P(s) = a_0 \left[\sum_{i=2}^n \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_{i-j}^j} \right) (\tau s)^i \right] + \tau s + 1. \quad (15)$$

By equating the characteristic polynomial (6) with a controller to the characteristic polynomial (15) resulting from the known equivalent time constant τ and stability index γ_i , then the parameters of a controller are obtained.

4. Controller Design

The proper parameters of PI controller used to control the flow process designed by CDM and the parameters of the FFC are designed, respectively.

4.1. PI Controller Design

The standard transfer function of the well known conventional PI controller

$$G_c(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (16)$$

can be rewritten in the polynomial form as

$$G_c(s) = \frac{B_c(s)}{A_c(s)} = \frac{k_1 s + k_0}{s} \quad (17)$$

where $k_1 = K_c$, $k_0 = K_c T_i$, and where K_c is the proportional gain, T_i is the integral time. By using the CDM described in previous section, the values of k_1 and k_0 can be designed by the following procedures:

- 1) Find the equivalent time constant τ .
- 2) The stability index $\gamma_2 = 2$, $\gamma_1 = 2.5$ are used.
- 3) From (6), derive the characteristic polynomial with the PI controller stated in (17) and equates to the characteristic polynomial obtained from (15). Then the parameters k_1 and k_0 of the PI controller are obtained.
- 4) Set the pre-filter $B_d(s) = k_0$.

4.2. FFC Design

The structure of the proposed FFC as shown in Fig. 1 is a phase lead structure with the following transfer function

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

The value of α and β must be properly selected and T_d is the derivative time obtained from reaction curve of the flow process. By rearranging the structure of the control system as shown in Fig. 1 into the control system as shown in Fig. 2, the polynomial forms of the pre-filter are

$$B_f(s) = B_d(s)A_f(s) + A_c(s)B_p(s) = m_2 s^2 + m_1 s + m_0 \quad (19)$$

and

$$A_f(s) = A_p(s) = T_d s + 1 \quad (20)$$

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

- 1) Let $m_1/m_0 = \sigma_f$ be 60% of the equivalent time constant τ
- 2) Find m_1 from the known values of m_0 and σ_f

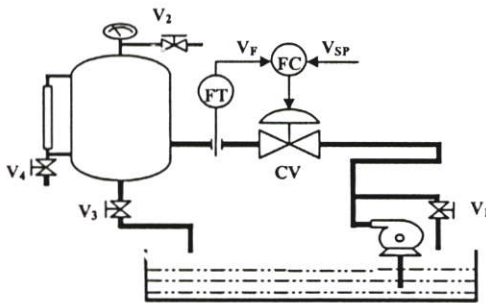
- 3) Find m_2 from $m_2 / m_1 = \sigma_f / \gamma_1$ where $\gamma_1 = 2.5$
- 4) Find α and β from $m_2 = \alpha T_d$ and $m_1 = (\beta + k_0 T_d)$

5. Simulation Results

In this section, the responses of the MATLAB simulation of the proposed control system with and without the FFC are shown. The process to be controlled is a flow control system in laboratory as illustrated in Fig. 3. The transfer functions of the flow process must be known first. Applying the reference flow rate of 36.3 % of the maximum flow rate, the transfer functions of the flow process is given by [5]

$$G_p(s) = \frac{B_p(s)}{A_p(s)} = \frac{K_p}{Ts + 1} e^{-sL} = \frac{1.3774}{1.3333s + 1} e^{-s} \quad (21)$$

where T , L and K_p are time constant, dead time and gain of the process respectively. According to the design methodology of the CDM, the factor of the dead time of the process is first approximated to be a first-order by the Pade approximation.



CV: Control valve V₁: Load disturbance valve
 FT: Flow transmitter FC: PI control

Fig. 3 Flow process structure

When $L = 1$ second, the first-order Pade Approximation is

$$G_p(s) = \frac{B_p(s)}{A_p(s)} = \frac{1.3774}{1.3333s + 1} \frac{2 - s}{2 + s} \quad (22)$$

and the first-order lag plus dead time process, such as a flow process can be approximated as a second-order process as shown below

$$G_p(s) = \frac{B_p(s)}{A_p(s)} = \frac{2.7548 - 1.3774s}{1.3333s^2 + 3.6666s + 2} \quad (23)$$

The simulation results of the proposed control system will be shown in three aspects. First is the system performance of the flow process, second is the step response due to the variation of the value σ_f and third is the step response with constant output disturbance.

5.1. System Performance of the Flow Process

The parameters of PI controller are first designed for the flow process at the step input at 50% of the maximum flow rate according to design procedure stated previously. Since the coefficients of the characteristic polynomial directly related to the coefficients of the PI controller cannot be achieved by specifying the settling time t_s , the equivalent time constant τ is first obtained by specifying the values of the stability index $\gamma_2 = 2, \gamma_1 = 2.5$. Hence the equivalent time constant $\tau = 2.78763$ seconds. The parameters k_1 and k_0 which are related to the parameters K_c and T_i of the PI controller (17) are obtained by equating the characteristic polynomial (6) to the standard form of the characteristic polynomial (15). Therefore, $k_1 = 0.4776$, $k_0 = 0.3661$ and the pre-filter $B_d(s) = 0.3661$. Thus, the parameters

of the PI controller obtained from CDM design method are $K_c = 0.4776$ and $T_i = 1.3045$ seconds. This PI controller is used to control the flow process. When the FFC is added to the PI control system designed by CDM, the value of T_d assigned from the reaction curve for the flow process is 0.50 seconds. Then the values of $m_1 = 0.6123$ and $m_2 = 0.4096$ can be found from the FFC design procedure stated previously. Hence, the parameter $\alpha = 0.8192$ and $\beta = 0.42925$ can be obtained from the known values of T_d, m_0, m_1 and m_2 . The time responses and the responses of control signal are shown in Fig. 4 and Fig. 5 respectively. It is seen from Fig. 4 that the PI control system with FFC will have faster response with zero overshoot. The control signal during the transient state is larger than the PI control system without FFC as shown in Fig. 5.

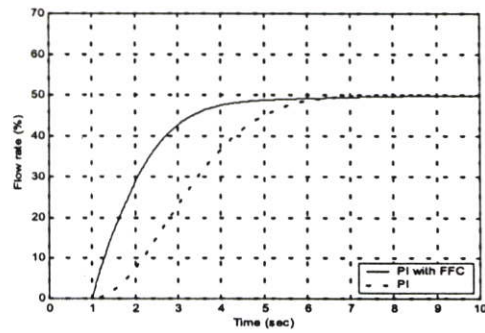


Fig. 4. System responses.

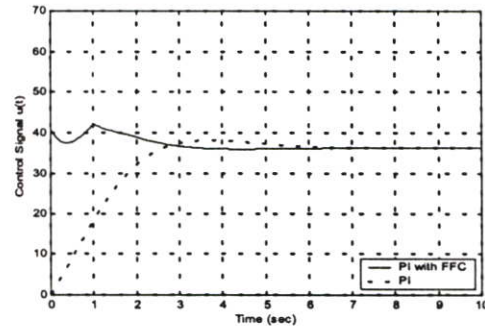


Fig. 5. Control signals.

The system performances of the PI flow control system with and without the FFC are summarized in Table 1.

Table 1. System performance comparison.

Controller	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)	E_{ss} (%)
PI with FFC	2.20	0.00	5.35	0.00
PI	3.20	0.00	6.19	0.00

It is found from the Table 1 that the speed of the system response for each flow process of the control system using the PI controller designed by CDM with FFC included in the system is faster than the system without FFC. However, it can also be observed from the Table 1 that both PI control systems have no steady-state error E_{ss} while the settling time t_s of the PI control system with FFC is shorter than the system without FFC.

5.2. Step Response with the Variation of σ_f

The performance of the step responses due to the variation of σ_f can also be summarized in Table 2. When the percentage of

the equivalent time constant τ greater than 60% and closed to 100% is used for designing FFC, faster rise time but higher overshoot will be resulted from the flow process.

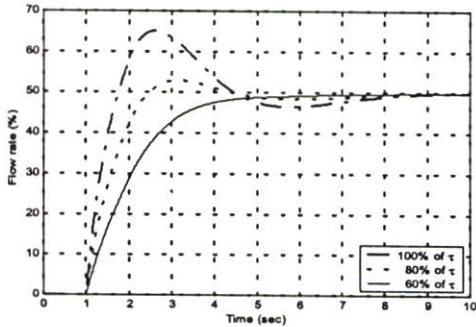


Fig. 6. Step responses due to the variation of σ_f .

Table 2. Step responses due to the variation of σ_f .

σ_f	α	β	t_r (sec)	P_o (%)	t_s (sec)	E_{ss} (%)
100% of τ	2.27	0.83	0.59	30.1	8.01	0.00
80% of τ	1.45	0.63	1.06	5.96	7.25	0.00
60% of τ	0.81	0.42	2.20	0.00	5.35	0.00

Figure 6 shows the variation of the coefficient m_i of $B_f(s)$ due to the variation of σ_f . It is seen that all of the values of coefficient m_i are smaller than the coefficient a_i of the characteristic polynomial $P(s)$ obtained from the flow process and the PI controller designed by CDM. The inclination at the left end of the curve m_i corresponds to the values of σ_f , which is the measure of speed response of the proposed flow control system. When the values of σ_f is larger, the fast response of the system is obtained (see Table 2).

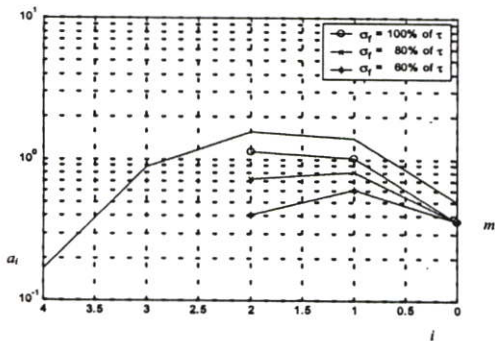


Fig. 7. Comparison of m_i with coefficient a_i .

5.3. Step Response with Constant Output Disturbance

In this sub-section, the responses of the control system when the constant output disturbance entering to the output of the system at 15 seconds are shown in Fig. 8. The magnitude of the constant output disturbance is -20% of the maximum flow rate. In order to compare the control system using the PI controller designed by CDM technique and the control system using the PI controller designed by CDM technique with FFC, the flow process at step input at 50% of the maximum flow rate is considered. Since the transfer function from $D(s)$ to $C(s)$ is not affected by the FFC, it is clearly shown in Fig. 8 that the rejection speed of the effect caused by constant disturbance is

same as the system that does not include the FFC. However, the speed of the two control systems at the transient state is the same as shown in Fig. 4.

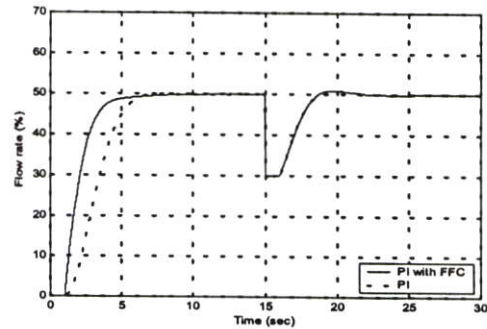


Fig. 8. Constant output disturbances.

6. Conclusions

The control system using the PI controller designed by CDM technique with the proposed FFC for controlling the flow process has been proposed in this paper. It has been shown that the proportional gain K_c and integral time T_i of the PI controller can be properly designed, and the faster response of the control system with zero overshoot P_o can be obtained by the FFC. The rejection speed of the effect caused by constant output disturbance entering to the output of the system still does not change.

References

- [1] D.W. Pessen, "A New Look at PID Controller Tuning" *Trans. of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 116, pp. 553-557, September 1996
- [2] J. G. Ziegler and N.B.Nichols, "Optimum Settings for Automatic Controller" *ASME Trans.*, vol 64, pp.759-768, 1942.
- [3] W. K. Ho, C. C. Hang, and J. H. Zhou, "Performance and gain and phase margins of well-known PI tuning formulas" *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, vol. 3, pp. 245-248, June 1995
- [4] S. Manabe, "Coefficient Diagram Method" *14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace*, Seoul, August 1998
- [5] S. Wanchana, T. Benjanarasuth, N. Komine and J. Ngamwiwit, "PLL in cooperated with PI controller for flow control systems" *Proceeding of 1999 IEEE International Conference on System, Man, and Cybernetics*, pp. V-27-V-32, October 1999

ประวัติผู้เขียน

นายคุณพล คำปัญญา เกิดเมื่อวันอาทิตย์ที่ 4 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2516 ที่จังหวัดสุพรรณบุรี สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.) สาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ จากวิทยาลัยเทคนิคสุพรรณบุรี ในปี พ.ศ. 2534 และระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.) สาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตเทคนิคกรุงเทพ ในปี พ.ศ. 2536 และระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ.) สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า-อิเล็กทรอนิกส์ จากศูนย์กลางสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล ในปี พ.ศ. 2538 จากนั้นเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2542 มีผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ทั้งในและนอกประเทศหลายฉบับ ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำแผนกอิเล็กทรอนิกส์ คณะไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตพระนครเหนือ