

การควบคุมความดันของระบบไหลคืบแมติก
โดยตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป

PRESSURE CONTROL OF PNEUMATIC-LOAD SYSTEM
USING GENERALIZED PREDICTIVE CONTROLLER

พิพัฒน์ ช่างเวียง
PIPAT CHAEWANG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EM-M-0610-093

การควบคุมความดันของระบบไหลดนิวแมติก
โดยตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป

PRESSURE CONTROL OF PNEUMATIC-LOAD SYSTEM
USING GENERALIZED PREDICTIVE CONTROLLER



T105123

พิพัฒน์ ชาวเวียง

PIPAT CHAEWIEANG

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....105123
วัน,เดือน,ปี..... 1 6 พ.ย. 2552

.b.....
.i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL 2009-EN-M-06 0-093

**PRESSURE CONTROL OF PNEUMATIC-LOAD SYSTEM
USING GENERALIZED PREDICTIVE CONTROLLER**

PIPAT CHAEWIEANG

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN INSTRUMENTATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2009

KMITL 2009-EN-M-06 0-093


COPYRIGHT 2009

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การควบคุมความดันของระบบไหลคณิวแมติกโดยตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป
Thesis Title Pressure Control of Pneumatic-Load System Using Generalized Predictive Controller
นักศึกษา นายพิพัฒน์ ชาวเวียง
รหัสประจำตัว 47060610
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมการวัดคุม
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.เกษตร์ ศิริสันติสัมฤทธิ์
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2009-EN-M-06 0-093

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ประสิทธิ์	จุลเสวีวงศ์	
รศ.สุพรรณ	กุลพานิชย์	
ดร.มงคล	กลิ่นกระจ่าย	
รศ.วิริยะ	กองรัตน์	
รศ.เกษตร์	ศิริสันติสัมฤทธิ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 25 พฤษภาคม พ.ศ. 2552 เวลา 10.00 – 12.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 25 พฤษภาคม พ.ศ. 2552

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมความดันของระบบโหลดนิวแมติกโดยตัวควบคุม ภาคการณืทั่วไป
นักศึกษา	นายพิพัฒน์ ชาวเวียง
รหัสนักศึกษา	47060610
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมการวัดคุม
พ.ศ.	2552
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. เกษตร ศิริสันติสัมฤทธิ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการควบคุมความดันโดยตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป สำหรับระบบโหลดความดันนิวแมติก โดยที่วาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้าถูกนำมาใช้งานเป็นตัวขับเคลื่อนเนื่องจากคุณลักษณะของวาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้าไม่เป็นเชิงเส้น และแปรผันตามเวลา ดังนั้นแบบจำลองคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มเอันดับสาม ซึ่งมีความเหมาะสมสำหรับตัวขับเคลื่อนนิวแมติก จึงถูกนำมาใช้เพื่อสร้างแบบจำลองคณิตศาสตร์ระบบกระบวนการ โดยใช้วิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ พร้อมกับแฟกเตอร์ฟอร์เกทติง เพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองดังกล่าว สำหรับวิธีการควบคุมที่นำเสนอ มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ของระบบเท่านั้น โดยที่พารามิเตอร์ของสเตทจะไม่มี การประมาณค่า ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองวงรอบเปิดจะเกิด โอเวอร์ชูต และออสซิลเลต ส่วนผลตอบสนองวงรอบปิดสามารถกำจัด โอเวอร์ชูต และออสซิลเลต พร้อมทั้งค่าความดันในสภาวะคงตัวมีความแม่นยำเพียงพอ

Thesis Title	Pressure Control of Pneumatic-Load System Using Generalized Predictive Controller
Student	Mr. Pipat Chaewieang
Student ID.	47060610
Degree	Master of Engineering
Program	Instrumentation Engineering
Year	2009
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Kaset Sirisantisamrid

ABSTRACT

This thesis presents the pressure control using generalized predictive controller (GPC) for the pneumatic-pressure-load system in which electro-pneumatic proportional pressure valve is employed as an actuator. Since the characteristic of electro-pneumatic proportional pressure valve is time-varying and nonlinear, a three-order controlled auto-regressive moving average (CARMA) model suitable for pneumatic actuator is then used to modeling process system. In order to estimate the model parameter, we use recursive least-squares method with forgetting factor. In the proposed method, the system parameters estimation is required only, but not requires the state parameters estimation. Experimental results show that the overshoot and oscillation happen for open loop response but the overshoot and oscillation are eliminated for the closed loop response. Moreover, steady-state pressure is accurate enough.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีตามวัตถุประสงค์นั้น เพราะได้รับคำปรึกษาและความกรุณาจาก รศ. เกษตร์ ศิริสันติสัมฤทธิ์ อาจารย์ที่ปรึกษาและผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่ให้ความอนุเคราะห์ ให้คำชี้แนะในการทำงานวิจัยนี้ตลอดจนกระตุ้นเตือนและสอบถามถึงความคืบหน้าของงานวิจัยนี้อย่างต่อเนื่องสม่ำเสมอ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งและขอกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์เป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ รศ. ประสิทธิ์ จุลเสวีวงศ์ และ รศ. สุพรรณ กุลพานิชย์ กรรมการสอบหัวข้อและ โครงร่างวิทยานิพนธ์ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำตลอดจนข้อชี้แนะเพื่อแก้ไขข้อผิดพลาด จนในที่สุดทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้

ขอขอบพระคุณ รศ. สักกริยา ชิตวงศ์ ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำและคำปรึกษาปัญหาต่างๆที่เกิดขึ้นทั้งทางภาคทฤษฎีและภาคปฏิบัติ รวมทั้งความคิดริเริ่มในการทำวิจัย

ขอขอบพระคุณ รศ. วิสรุต ศรีรัตนะ ที่ได้กรุณาให้ความช่วยเหลือชี้แนะแนวทางในการทำวิจัยและเป็นกำลังใจให้แก่ผู้เขียนเสมอมา

สุดท้ายต้องขอขอบคุณ คุณสุจิตรา และ เด็กชาย พิธิวัฒน์ ชาวเวียง ภรรยาและบุตรของข้าพเจ้า ที่ให้การสนับสนุนเป็นเสมือนคู่คิดและเป็นกำลังใจที่ดีตลอดมา

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดามารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

พิพัฒน์ ชาวเวียง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
คำย่อและสัญลักษณ์.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.4 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน.....	4
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.6 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์และขั้นตอนการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป.....	6
2.1 คำนำ.....	6
2.2 วิธีการควบคุมชนิดปรับตัวได้.....	7
2.2.1 ตัวควบคุมชนิดปรับตัวได้ที่มีการป้อนไปทางด้านหน้า.....	7
2.2.2 ตัวควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิดป้อนกลับ.....	9
2.2.2.1 ตัวควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิด Dual.....	10
2.2.2.2 ตัวควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิด Non Dual.....	11
1 ตัวควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิดอ้างอิงแบบจำลอง MRAC.....	11
2 ตัวควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิดมีการแสดง	
เอกลักษณ์ของแบบจำลอง MIAC	13
2.3 หลักการของระบบและการควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง	17
2.3.1 กล่าวนำ.....	17
2.3.2 หลักการของระบบควบคุมแบบคิติดอล.....	18

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.3 การสุ่มสัญญาณ.....	19
2.3.4 การเข้ารหัสสัญญาณ.....	20
2.4 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของฟังก์ชันถ่ายโอน.....	25
2.4.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์พื้นฐานแบบต่างๆ.....	25
2.4.1.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบเออาร์(AR).....	25
2.4.1.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบไอเออาร์(IAR).	26
2.4.1.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบเออาร์เอ็มเอ (ARMA)	27
2.4.1.4 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบเออาร์ไอเอ็มเอ (ARIMA)	28
2.4.1.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์ไอเอ็มเอ (CARMA).....	28
2.4.1.6 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์ไอเอ็มเอ(CARIMA).....	29
2.4.2 โครงสร้างแบบจำลองและการเตรียมประมวลผล ของข้อมูลบนกระบวนการ.....	30
2.4.3 การประมาณค่าและกระบวนการสัญญาณรบกวน.....	31
2.5 ตัวควบคุมแบบที่คาดการณ์ทั่วไปแบบ GPC.....	32
2.5.1 แนวคิดของตัวควบคุมแบบ GPC.....	32
2.5.2 การสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบ GPC.....	33
2.5.2.1 การสร้างสมการคาดการณ์.....	33
2.5.2.2 การกำหนดคอสฟังก์ชัน.....	37
2.5.2.3 การคำนวณหาสัญญาณควบคุม.....	41
2.6 การประมาณค่าพารามิเตอร์.....	43
2.6.1 หลักการของวิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุด.....	45
2.6.2 หลักการของวิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ.....	47
2.6.3 หลักการของวิธีการฟอร์เกทติ้งแฟกเตอร์.....	51
2.6.3.1 ฟอร์เกทติ้งแฟกเตอร์แบบค่าคงที่ชนิดมีการถ่วงน้ำหนัก ด้วยเลขชี้กำลัง.....	51
2.6.3.2 ฟอร์เกทติ้งแฟกเตอร์แบบแปรค่าได้ชนิดมีการถ่วงน้ำหนัก ด้วยเลขชี้กำลัง.....	53

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 ตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป.....	57
3.1 คำนำ.....	57
3.2 หลักการของตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป.....	58
3.3 โครงสร้างการควบคุมระบบ.....	60
3.3.1 สมการความต่อเนื่องของดั่งเก็บอากาศ	62
3.3.2 สมการการไหลของช่องอากาศผ่าน(Orifice) ของวาล์ว	63
3.3.3 สมการสมดุลของแรงของก้านปรับวาล์ว.....	64
3.4 โครงสร้างแบบจำลอง.....	66
3.4.1 แบบจำลองคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มเอ.....	66
3.4.2 วิธีการหาค่าการยกกำลังสองน้อยที่สุดแบบย้อนกลับ และฟอร์เกทติงแฟคเตอร์	67
3.5 การออกแบบตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป.....	68
3.5.1 การคำนวณหาเวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุต ของกระบวนการที่คาดการณื.....	69
3.5.2 การกำหนดคอสต์ฟังก์ชันของ ตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป.....	69
3.5.3 กฎการควบคุม.....	69
3.6 ตัวอย่างการคำนวณขั้นตอนการออกแบบ ตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป.....	71
3.7 การใช้โปรแกรม MATLAB	79
3.7. 1 การใช้โปรแกรม MATLAB ของการควบคุมระบบแบบวงรอบเปิด	79
3.7. 2 การใช้โปรแกรม MATLAB ในการควบคุม ระบบแบบวงรอบปิดด้วยตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป	80
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง.....	83
4.1 คำนำ.....	83
4.2 โครงสร้างของระบบควบคุม.....	84

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3 ผลตอบสนองวงรอบเปิดของระบบ.....	88
4.3.1 ผลตอบสนองวงรอบเปิด กรณีไม่มีโหลดอัตราการใช้.....	89
4.3.2 ผลตอบสนองวงรอบเปิด กรณีมีโหลดอัตราการใช้.....	92
4.4 ผลตอบสนองวงรอบปิดของระบบ.....	93
4.4.1 ผลตอบสนองวงรอบปิด กรณีไม่มีโหลดอัตราการใช้.....	93
4.4.2 ผลตอบสนองวงรอบปิด กรณีมีโหลดอัตราการใช้.....	95
4.5 สรุปผลการทดลอง.....	100
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	102
5.1 บทสรุป.....	102
5.2 ปัญหาที่พบในการวิจัยและแนวทางแก้ปัญหา.....	104
5.3 แนวทางการพัฒนา.....	104
บรรณานุกรม.....	105
ภาคผนวก.....	106
ภาคผนวก ก. รายละเอียดของระบบและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง.....	107
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	116
ประวัติผู้เขียน.....	122

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การพิจารณาเลือกค่าพอร์เกทตั้งเฟกเตอร์ λ	42

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	แผนผังแสดงตัวควบคุมแบบปรับตัวได้ประเภทหลัก.....7
2.2	แสดง โครงสร้างพื้นฐานของระบบควบคุมแบบปรับตัว ชนิดป้อนไปทางข้างหน้าที่เป็นแบบวงรอบเปิด.....8
2.3	แสดง โครงสร้างพื้นฐานของระบบควบคุมแบบปรับตัว ชนิดมีการป้อนกลับ (แบบมีการปรับตัวได้ในวงรอบปิด).....9
2.4	โครงสร้างพื้นฐานตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดอ้างอิงด้วยแบบจำลอง (MRAC).....12
2.5	โครงสร้างพื้นฐานตัวควบคุมแบบปรับตัว ชนิดมีการแสดงเอกลักษณ์ด้วยแบบจำลอง (MIAC).....14
2.6	แผนผังการจำแนกประเภทย่อยของ ตัวควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิด Non dual15
2.7	โครงสร้างตัวควบคุมแบบปรับตัว ชนิดมีการปรับค่าด้วยพารามิเตอร์.....16
2.8	แผนภาพระบบควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์18
2.9	แผนภาพอุปกรณ์ส่งสัญญาณและการส่งสัญญาณ18
2.10	การแสดงลักษณะของสัญญาณแบบเวลาต่อเนื่องและ ลักษณะของสัญญาณแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง19
2.11	แผนภาพโครงสร้างพื้นฐานของระบบควบคุมแบบเวลาต่อเนื่อง20
2.12	แผนภาพของระบบควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่องหรือแบบดิจิทัล21
2.13	แผนภาพแสดงการใช้ดิจิทัลคอมพิวเตอร์ในการควบคุมระบบพลศาสตร์.....22
3.1	หลักการพื้นฐานของตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป58
3.2	โครงสร้างของการควบคุมระบบที่ใช้ในการวิจัย.....61
3.3	โครงสร้างภายในว่าความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้าที่ใช้ในการวิจัย.....66
3.4	แผนภาพฟังก์ชันบล็อกของการควบคุมระบบแบบวงรอบเปิด ที่สร้างไว้ในโปรแกรม MATLAB/Simulink.....79
3.5	แผนภาพบล็อกของตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป แบบวงรอบเปิดที่สร้างไว้ในโปรแกรม MATLAB/Simulink..... 80

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 ชุดอุปกรณ์จริงที่ใช้ในการทดลองของ ระบบโหลดความดันนิวแมติกเชิงไฟฟ้า	84
4.2 โครงสร้างของการควบคุมระบบ โหลดความดันนิวแมติกเชิงไฟฟ้า.....	85
4.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าอินพุตต่อความดัน อากาศเอาต์พุตของวาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้า.....	88
4.4 ผลตอบสนองแบบวงรอบเปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 4 บาร์ กรณีไม่มีโหลดอัตราการไหล	89
4.5 ผลตอบสนองแบบวงรอบเปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 2 บาร์ กรณีไม่มีโหลดอัตราการไหล	91
4.6 ผลตอบสนองแบบวงรอบเปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 4 บาร์ กรณีมีโหลดอัตราการไหล ขนาด 0 ถึง 20 ลิตรต่อนาที.....	92
4.7 ผลตอบสนองแบบวงรอบปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 4 บาร์ กรณีไม่มีโหลดอัตราการไหล	93
4.8 ผลตอบสนองแบบวงรอบปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 2 บาร์ กรณีไม่มีโหลดอัตราการไหล	95
4.9 ผลตอบสนองแบบวงรอบปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 4 บาร์ กรณีมีโหลดอัตราการไหล ขนาด 0 ถึง 80 ลิตรต่อนาที.....	96
4.10 ผลตอบสนองแบบวงรอบปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 4 บาร์ กรณีมีโหลดอัตราการไหล ขนาด 0 ถึง 20 ลิตรต่อนาที.....	97
4.11 ผลตอบสนองแบบวงรอบปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 2 บาร์ กรณีมีโหลดอัตราการไหล ขนาด 0 ถึง 53 ลิตรต่อนาที.....	98
4.12 ผลตอบสนองแบบวงรอบปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 2 บาร์ กรณีมีโหลดอัตราการไหล ขนาด 0 ถึง 20 ลิตรต่อนาที.....	100

ระบบไม่เป็นเชิงเส้นและแปรผันตามเวลา ด้วยเหตุผลดังกล่าว ระบบควบคุมที่ดีจะต้องสร้างแบบจำลองของระบบและใช้วิธีการประมาณค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลอง ในการประยุกต์ใช้งานระบบควบคุมอัตโนมัติในอุตสาหกรรมโดยอาศัยการขับเคลื่อนด้วยระบบนิวแมติกเชิงไฟฟ้านั้นได้ขยายตัวเพิ่มมากขึ้น ดังนั้นวิธีการควบคุมอุปกรณ์นิวแมติกเชิงไฟฟ้าให้ได้ประสิทธิภาพและสมรรถนะตามต้องการ จึงเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่ง และโดยเหตุผลที่การใช้งานของตัวควบคุมแบบที่มีการคาดคะเนหรือคาดการณ์ที่ใช้วิธีการควบคุมแบบเกาส์เซียนกำลังสองเชิงเส้น (Linear Quadratic Gaussian : LQG) ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้สำหรับควบคุมความดันของระบบไหลคณินิวแมติก ซึ่งวิธีการดังกล่าวจะต้องใช้แบบจำลองคณิตศาสตร์ของระบบเพื่อทำการประมาณค่าทั้งค่าของพารามิเตอร์และค่าของสเตตด้วย ซึ่งเป็นวิธีที่ไม่ค่อยสะดวกและเหมาะสมที่จะนำไปใช้ให้สัมฤทธิ์ผลกับตัวขับเคลื่อนนิวแมติกแบบอื่นๆ เนื่องจากโครงสร้างภายในที่มีความแตกต่างกัน การควบคุมแบบปรับตัวได้จึงมีความเหมาะสมที่จะนำไปใช้กับระบบไม่เป็นเชิงเส้นและแปรผันตามเวลา ดังนั้นวิธีการควบคุมตำแหน่งในการขับเคลื่อนอุปกรณ์นิวแมติกเชิงไฟฟ้า โดยใช้ตัวควบคุมชนิดปรับตัวได้แบบ GPC จึงถูกนำมาประยุกต์ใช้ ซึ่งตัวขับเคลื่อน(Actuator) สำหรับการควบคุมความดันและตำแหน่งนั้นมีความคล้ายคลึงกันมาก นั่นก็คือวาล์วนิวแมติกเชิงไฟฟ้าสำหรับควบคุมตำแหน่ง เลือกใช้วาล์วควบคุมอัตราการไหลแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้า (electro-pneumatic proportional flow valve) และในการควบคุมความดันเลือกใช้วาล์วควบคุมความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้า (electro-pneumatic proportional pressure valve) วิธีการใช้ตัวควบคุม GPC ที่นำเสนอ นั้น ไม่มีการประมาณพารามิเตอร์ของสเตต แต่ส่วนประกอบในการควบคุมนั้น ใช้แบบจำลองคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มเออันดับสาม (a three-order Controlled Auto-Regressive Moving Average Model : a three-order CARMA Model) โดยใช้วิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ (recursive least-squares method) พร้อมกับฟอร์เกตติงแฟกเตอร์ (forgetting factor) เพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองคณิตศาสตร์สำหรับการควบคุมความดันระบบไหลคณินิวแมติกโดยตัวควบคุมแบบคาดการณ์ทั่วไป ดังนั้นวิธีการที่นำเสนอโดยใช้ตัวควบคุมแบบดังกล่าว จึงมีความเหมาะสมที่จะนำไปใช้ให้สัมฤทธิ์ผลกับตัวขับเคลื่อนนิวแมติกแบบอื่นๆ ได้ด้วย

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวิธีการควบคุมโดยใช้หลักการของตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป (GPC) และใช้แบบจำลองคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มเออันดับสาม (a three-order CARMA) จากนั้นใช้วิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ พร้อมกับฟอร์เกตติงแฟกเตอร์เพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เท่านั้น แต่ไม่ต้องมีการประมาณค่าพารามิเตอร์ของสเตต ซึ่งผลการทดลอง ผลตอบสนองวงรอบปิดสามารถควบคุมกำจัดการพุ่งเกิน และออสซิลเลต ลดช่วงไว้

ผลตอบสนอง พร้อมทั้งความผันผวนในสภาวะคงตัวมีความแม่นยำเพียงพอและมีเสถียรภาพที่ดี ทั้งในขณะที่มีและไม่มีโหลดที่จ่ายออกไปเป็นอัตราการใช้ของโหลดของระบบ

1.2.1 วัตถุประสงค์ในการทำวิจัยเพื่อการศึกษา

โดยวัตถุประสงค์ในการทำวิจัยเพื่อศึกษามีดังนี้

1. เพื่อศึกษาถึงโครงสร้างและคุณลักษณะของกระบวนการกับระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นและแปรผันตามเวลา โดยวิธีการควบคุมอุปกรณินิวแมติกเชิงไฟฟ้าให้ได้ประสิทธิภาพและสมรรถนะตามต้องการ
2. เพื่อศึกษาถึงโครงสร้างของระบบควบคุมแบบปรับตัวได้ และแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบต่าง ๆ ที่เหมาะสมและใช้ได้กับตัวควบคุมแบบดังกล่าว
3. เพื่อศึกษาถึงวิธีการออกแบบตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป ที่ใช้กับกระบวนการที่มีอินพุตเดียว-เอาต์พุตเดียว (Single-input Single-output : SISO)

1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

จากแนวคิดในการที่จะประยุกต์ใช้ตัวควบคุมแบบปรับตัวได้กับระบบกระบวนการที่มีคุณลักษณะของระบบไม่เป็นเชิงเส้นและแปรผันตามเวลา วิธีการดังกล่าวก็คือการคัดแปลงตัวควบคุมที่มีอยู่แล้ว โดยใช้ตัวควบคุมแบบคาดการณ์ทั่วไป มาทำการคัดแปลงเพื่อให้ สามารถใช้ควบคุมกับกระบวนการดังกล่าวได้ และเปรียบเทียบกับหลักการวิธีการเกาส์เซียนกำลังสองเชิงเส้น (LQG) ซึ่งวิธีการดังกล่าวจะต้องทำการประมาณค่าพารามิเตอร์ของสเตตด้วย แต่วิธีการที่นำเสนอโดยใช้ตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป จะไม่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ของสเตต หลักการของตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป ก็เป็นเช่นเดียวกับตัวควบคุมแบบที่ใช้การคาดการณ์ชนิดอื่นๆ คือคำนวณหาสัญญาณควบคุม ที่ทำให้ค่าคอสต์ฟังก์ชัน (Cost Function) ในช่วงที่กำหนดมีค่าน้อยที่สุดในแต่ละครั้งของการสุ่มค่าของสัญญาณควบคุม ซึ่งช่วงที่กำหนดนั้นเป็นช่วงของเวลาในอนาคต แนวคิดของตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป ที่ต่างไปจากตัวควบคุมแบบที่ใช้การคาดการณ์ชนิดอื่นๆ คือการกำหนดแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการกำหนดคอสต์ฟังก์ชัน โดยใช้วิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ พร้อมกับฟอร์เกทติงแฟกเตอร์ เพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์ หลักการของตัวควบคุมแบบ GPC ดังกล่าวคือในการควบคุมแบบคาดการณ์ทั่วไปนั้นจะนำสัญญาณควบคุมค่าแรกที่คำนวณได้ไปใช้งานและทำการคำนวณหาสัญญาณควบคุมใหม่ทุกครั้งของการสุ่ม เพื่อให้ระบบควบคุมสามารถปรับตัวได้ดีกับสภาวะที่อาจมีการเปลี่ยนแปลงได้ทุกขณะของกระบวนการและความเหมาะสม จึงต้องมีการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของระบบตลอดเวลา ด้วยเหตุผลดังกล่าว ระบบควบคุมที่ดีจะต้องสร้างแบบจำลองของระบบและใช้วิธีการประมาณค่าพารามิเตอร์ของ

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ชนิดปรับตัวได้ที่เหมาะสม และสอดคล้องกับคุณลักษณะของระบบที่ ถูกควบคุม

1.4 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

วิธีการเกาส์เซียนกำลังสองเชิงเส้น ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้สำหรับควบคุมความดันของ ระบบไหลคnivแมติก ซึ่งวิธีการดังกล่าวจะต้องทำการประมาณค่าพารามิเตอร์ของสเตทด้วย แต่ วิธีการที่นำเสนอโดยตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป และใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์ เอ็มเออันดับสาม จากนั้นใช้วิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ พร้อมกับฟอร์เกทติ้ง แฟกเตอร์ เพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลอง แต่ไม่ต้องมีการประมาณค่าพารามิเตอร์ของสเตท ซึ่งช่วย ทำให้ลดขั้นตอนวิธีการดำเนินการและเวลา

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

ทำการวิจัยโดยการศึกษา ออกแบบ จัดสร้าง และทดสอบการทำงานของกระบวนการ ระบบควบคุมความดันของระบบไหลคnivแมติกโดยตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป และเลือกใช้ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มเออันดับสาม เพื่อจำลองกระบวนการทำงานของตัว ควบคุม ด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยทดสอบกับกระบวนการและแบบจำลองที่เตรียมไว้สำหรับงานวิจัยนี้ การทดสอบหา ผลตอบสนองแบ่งได้เป็นสองกรณีหลักๆมีดังนี้

1.5.1 การทดสอบความสามารถในการควบคุมและหาผลตอบสนองแบบวงรอบเปิดของ การทำงานของกระบวนการระบบควบคุมความดันของระบบไหลคnivแมติก โดยตัวควบคุม คาดการณ์ทั่วไป ทั้งในกรณีที่ไม่มีไหลคnivออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศและกรณี ที่มีไหลคnivออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศ

1.5.2 การทดสอบความสามารถในการควบคุมและหาผลตอบสนองแบบวงรอบปิดของการ ทำงานของกระบวนการระบบควบคุมความดันของระบบไหลคnivแมติก โดยตัวควบคุม คาดการณ์ทั่วไป ทั้งในกรณีที่ไม่มีไหลคnivออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศและกรณี ที่มีไหลคnivออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศ

1.6 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์และขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการวิจัยและพัฒนาต่อเนื่องสำหรับการออกแบบตัวควบคุมชนิดปรับตัว ได้แบบใช้การคาดการณ์ทั่วไป เพื่อความสามารถในการควบคุมกระบวนการให้มีประสิทธิภาพ และสมรรถนะที่สูงสุดเป็นไปตามข้อกำหนด โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อออกแบบตัวควบคุมชนิด ปรับตัวได้แบบดังกล่าว เพื่อนำไปใช้ควบคุมระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นและแปรผันตามเวลากับอุปกรณ์

นิวแมติกเชิงไฟฟ้า แทนการควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิด LQG ที่ต้องมีการประมาณทั้งค่าพารามิเตอร์และสเตทของระบบ

วิทยานิพนธ์นี้ประกอบด้วยเนื้อหาทั้งหมด 5 บท โดยมีรายละเอียดของแต่ละบทดังนี้
 บทที่ 1 กล่าวถึงแนวความคิด วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์และขอบเขตของวิทยานิพนธ์
 บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐาน ของตัวควบคุมแบบปรับตัวได้ ชนิดต่างๆ และ โครงสร้างพื้นฐานทั่วไป หลักการพื้นฐานของระบบและการควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง แบบจำลองทางคณิตศาสตร์พื้นฐานแบบต่างๆของระบบ แนวคิดเบื้องต้นในการประยุกต์ใช้งานตัวควบคุมแบบใช้การคาดการณ์ทั่วไป หลักการในการสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบคาดการณ์ทั่วไป หลักการสร้างสรรค์การคาดการณ์ การกำหนดคอสต์ฟังก์ชัน การคำนวณหาค่าสัญญาณควบคุม และการประมาณค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุม

บทที่ 3 อธิบายถึงโครงสร้างทั่วไปและหลักการพื้นฐานของตัวควบคุมแบบใช้การคาดการณ์ทั่วไป โครงสร้างแบบจำลองที่เหมาะสม และการกำหนดแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบ ซีเออาร์เอ็มเอันดับสาม ที่ใช้กับระบบกระบวนการจริง การประมาณหาค่าพารามิเตอร์ของระบบจริงโดยใช้วิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ พร้อมกับฟอร์เกทติงแฟกเตอร์ รวมทั้งการออกแบบตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป การคำนวณหาเวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุต ของกระบวนการที่คาดการณ์ล่วงหน้า การกำหนดคอสต์ฟังก์ชันและตัวอย่างการคำนวณหาค่าสัญญาณควบคุม ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไปและการใช้โปรแกรม MATLAB พร้อมทั้งสรุป

บทที่ 4 อธิบายถึงโครงสร้างของระบบควบคุมจริง เป็นการจำลองการทำงานของตัวควบคุมแบบคาดการณ์ทั่วไป โดยใช้คอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB ทำการทดลองในการหาผลตอบสนองเปรียบเทียบกับระหว่างวิธีการควบคุมแบบวงรอบเปิดและแบบวงรอบปิด โดยแต่ละวิธีแบ่งการทดลองเป็นสองกรณีหลัก คือในกรณีที่ไม่มีโหลดจ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศและกรณีที่มีโหลดจ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศ โดยในการทดลองหาผลตอบสนองทั้งสองกรณีดังกล่าว แบ่งขั้นตอนย่อยของการทดลองที่เป็นการเปลี่ยนค่าสัญญาณจุดปรับตั้งค่าความดันอากาศหลายๆขนาด และสำหรับในกรณีที่มิมีโหลดจ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศนั้น ยังได้ทำการทดลองปรับอัตราการไหลของความดันอากาศอีกหลายๆขนาด เพื่อหาผลตอบสนองของแต่ละขั้นตอน ทำการเปรียบเทียบสมรรถนะในการควบคุมว่าให้ผลที่แตกต่างกันอย่างไร พร้อมทั้งเปรียบเทียบสรุปผลการทดลอง

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยรวมทั้งข้อเสนอแนะและวิจารณ์ในส่วนของปัญหาและแนวทางแก้ไข แนวทางการปรับปรุง เพื่อให้การควบคุมมีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น

และในส่วนสุดท้ายของวิทยานิพนธ์นี้เป็นภาคผนวกที่แสดงถึงรายละเอียดของอุปกรณ์ที่ได้ทำขึ้นเพื่อใช้ในการทดลอง ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์และประวัติผู้เขียน

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานของตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป

2.1 บทนำ

ระบบควบคุมแบบอัตโนมัติ ได้ถูกนำมาใช้กับกระบวนการผลิตทางอุตสาหกรรมสมัยใหม่กันอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะการนำไปใช้ควบคุมกับอุปกรณ์ควบคุมชนิดนิวแมติกเชิงไฟฟ้าหรืออุปกรณ์อื่น ที่ใช้ในการควบคุมการเคลื่อนที่ของเครื่องจักรอุปกรณ์ให้ทำงานได้ถูกต้องและแม่นยำตามต้องการ โดยวิธีการควบคุมอัตราการใช้หรือความดันของตัวขับ (Actuator) ในระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นและแปรผันตามเวลานั้น ตัวควบคุมแบบปรับตัวเองได้มีความเหมาะสมและมีสมรรถนะในการควบคุมที่ดีที่ควรนำมาประยุกต์ใช้กับระบบดังกล่าว การออกแบบและการวิจัยพัฒนาได้ทำกันอย่างต่อเนื่อง ซึ่งเป็นการออกแบบและปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป (Generalized Predictive Controller : GPC) ให้ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพและสมรรถนะสูงสุด อีกทั้งยังสามารถทำนายพฤติกรรมในการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมได้อย่างแม่นยำ โดยอาศัยรูปแบบของการตอบสนองทางพลวัตของระบบควบคุมเป็นหลัก

ในการควบคุมกระบวนการทางอุตสาหกรรมนั้นตัวควบคุมแบบ PID เป็นตัวควบคุมที่มีการใช้งานอย่างแพร่หลาย ทั้งนี้เพราะตัวควบคุมแบบ PID ไม่ต้องอาศัยข้อมูลของกระบวนการมากนักในการตั้งค่าพารามิเตอร์และการทำงานที่ไม่ซับซ้อน แต่การที่ตัวควบคุมแบบ PID อาศัยเพียงข้อมูลส่วนน้อยของกระบวนการและการคำนวณที่ไม่ซับซ้อน จึงทำให้มีขีดจำกัดในการควบคุมหลายประการ ตัวอย่างเช่น สมรรถนะในการควบคุมจะลดลงถ้ากระบวนการเป็นชนิดที่มีเวลาประวิงยาว (long-time delay processes) หรือเป็นกระบวนการที่มีความหน่วงต่ำ (lightly damped processes) ซึ่งจากปัญหานี้ทำให้มีการคิดค้นและพัฒนาวิธีการควบคุมแบบต่างๆขึ้นมาเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว วิธีการควบคุมแบบที่ใช้การคาดการณืทั่วไป (Generalized Predictive Control Method) ก็เป็นวิธีหนึ่งในหลายๆวิธีที่ถูกพัฒนาขึ้น และได้รับความนิยมอย่างกว้างขวาง ทั้งนี้เพราะว่าตัวควบคุมแบบดังกล่าว ได้รวมเอาลักษณะเด่นๆของตัวควบคุมแบบที่มีการคาดการณืล่วงหน้าไว้ในตัวเดียวกัน

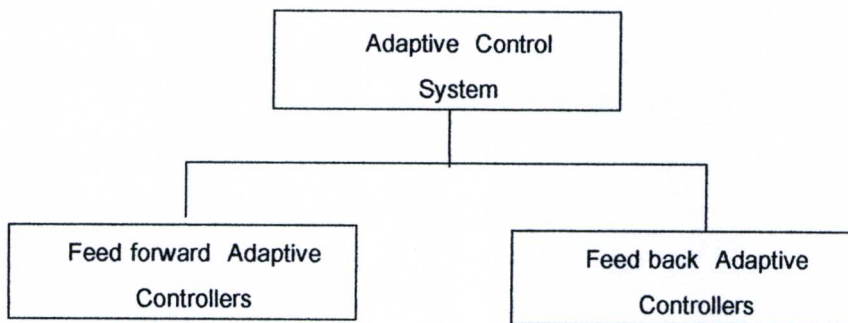
วิธีการควบคุมแบบที่มีการคาดการณืล่วงหน้าได้มีการริเริ่มใน ค.ศ.1978 [1] หลังจากนั้นได้มีการเสนอตัวควบคุมในแนวทางดังกล่าวตามมาเช่น DMC (Dynamic Matrix Control), EPSAC (Extended Predictive Self-Adaptive Control) และ GPC (Generalize Predictive Control) เป็นต้น วิธีการควบคุมแบบที่ใช้การคาดการณืทั่วไป GPC นั้นสามารถใช้ควบคุมกระบวนการที่มีเวลา

ประวิงยาวหรือกระบวนการที่มีความหวังต่ำได้เป็นอย่างดี จึงเริ่มเข้ามามีบทบาทในงานควบคุมกระบวนการมากขึ้น ทำให้มีการศึกษาค้นคว้าและพัฒนาไปในแนวทางต่างๆอย่างกว้างขวาง

2.2 วิธีการควบคุมแบบปรับตัว

ตัวควบคุมแบบปรับตัว (Adaptive Control) มีคุณลักษณะเฉพาะ โดยที่มีการเก็บรวบรวมข้อมูลสัญญาณเกี่ยวกับตัวแปรที่ไม่ทราบค่าของกระบวนการ ในช่วงระหว่างการทำงานของวงรอบปิด และ โดยทำการปรับเปลี่ยนกฎในการควบคุมของกระบวนการเหล่านั้น ซึ่งก็มีหลายแนวทางที่ทำให้เป็นจริงได้ด้วยระบบควบคุมแบบปรับตัวได้ ครอบคลุมกระทั่งบัดนี้ยังไม่มีการนิยามเพื่อกำหนดให้เป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไป ของการแสดงที่ใช้เพื่ออธิบายในการปรับตัว (Adaptive) หรือการปรับแต่งด้วยตัวเอง (Self - Tuning) ซึ่งเป็นที่ทราบกันโดยทั่วไปในรายละเอียดขั้นตอนวิธีการของระบบควบคุมแบบปรับตัวได้นั้นมีการปรับตั้งค่าพหุติกรรมต่างๆของกระบวนการ ก็เพื่อให้มีการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติในการควบคุมกระบวนการ และระบบควบคุมแบบปรับตัวสามารถแบ่งเป็นประเภทหลักๆได้ 2 ประเภทดังแสดงเป็นแผนผังให้เห็นในรูปที่ 2.1 ดังนี้คือ

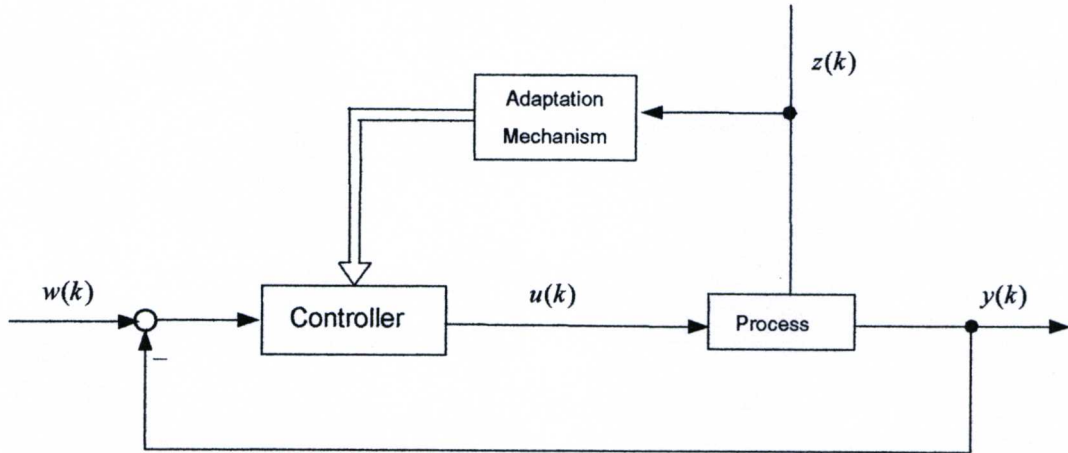
- ตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดที่มีการป้อนไปทางข้างหน้า (Feed forward adaptive controllers)
- ตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดมีการป้อนกลับ (Feed Back Adaptive controllers)



รูปที่ 2.1 แผนผังแสดงตัวควบคุมแบบปรับตัวได้ประเภทหลัก

2.2.1 ตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดที่มีการป้อนไปทางข้างหน้า

ระบบควบคุมแบบปรับตัวได้ที่มีการป้อนไปทางข้านั้น มีหลักการพื้นฐานที่ขึ้นกับเหตุการณ์จริงที่มีการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของกระบวนการ ที่สามารถรู้ได้โดยการวัดค่าสัญญาณจริงที่กระทำกับกระบวนการ ถ้ามีการทราบค่าแล้วตัวควบคุมจะต้องมีการปรับเปลี่ยนค่า ซึ่งก็มีผลขึ้นอยู่กับค่าของสัญญาณที่วัดได้เหล่านั้นว่าเป็นอย่างไร ส่วนของกลไกที่มีการปรับตัวได้แบบป้อนไปทางข้านั้น สามารถแสดงให้เห็นเป็นแผนภาพได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของระบบควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิดป้อนไปทางข้างหน้าที่เป็นแบบวงรอบเปิด

- โดยที่
- $w(k)$ เป็น สัญญาณอ้างอิงหรือปรับตั้งของกระบวนการ
 - $y(k)$ เป็น สัญญาณเอาต์พุตหรือเอาต์พุตของกระบวนการ
 - $u(k)$ เป็น สัญญาณควบคุมหรือสัญญาณอินพุตของกระบวนการ
 - $z(k)$ เป็น สัญญาณรบกวนหรือการรบกวน (Noise or disturbance)

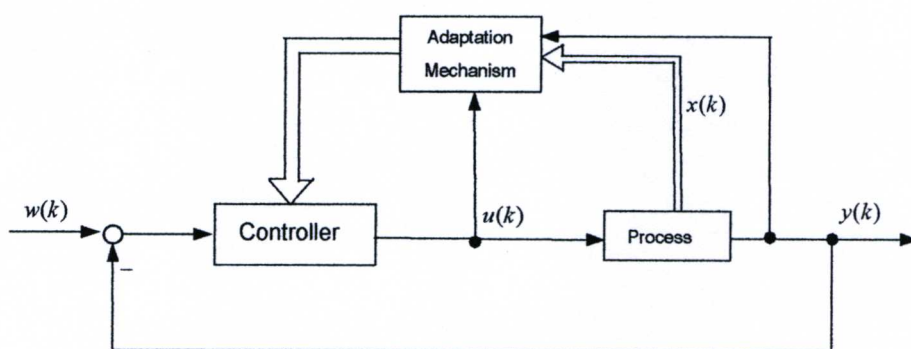
รูปร่างลักษณะพิเศษที่เด่นชัดของตัวควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิดป้อนไปทางข้างหน้านั้น ในการปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม จะไม่มีการป้อนกลับของสัญญาณวงรอบปิดชั้นใน เพื่อ เพราะเหตุผลที่ต้องการจะให้ เป็นเอกลักษณ์ที่แท้จริง ของวิธีการใช้อัลกอริธึมของการปรับตัวได้แบบวงรอบเปิด โดยอิทธิพลที่เกิดขึ้นกับค่าสัญญาณที่วัดได้อันเนื่องมาจากพฤติกรรมของกระบวนการและพฤติกรรมของวงรอบในการควบคุมนั้นจะต้องสามารถทราบค่าได้ รูปแบบของการควบคุมแบบปรับตัวชนิดป้อนไปทางข้างหน้า นั้น เรียกได้อีกอย่างหนึ่งว่า “การกำหนดลำดับการทำงานแบบมีอัตราขยาย (Gain Scheduling)” ซึ่งมีการเริ่มนำมาใช้งานครั้งแรกเมื่อช่วงต้นทศวรรษที่ 1950 ในการควบคุมการบิน สำหรับการควบคุมแบบปรับตัวชนิดที่มีการกำหนดลำดับการทำงานแบบมีอัตราขยาย ซึ่งอัตราขยายของตัวควบคุมนั้น โดยปกติแล้วสามารถออกแบบให้มีความได้เปรียบที่เกี่ยวกับรายละเอียดของสัญญาณจากการวัด ของสภาวะการทำงาน กับสมมติฐานที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆของสัญญาณภายนอกในการเปรียบเทียบกับกระบวนการทางพลวัต ซึ่งในขั้นตอนนี้วิธีดำเนินการที่เหมือนกันนี้สามารถนำไปใช้กับพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบอื่นๆได้ ซึ่งยังเรียกชื่อได้อีกอย่างหนึ่งว่า “ การกำหนดลำดับการทำงานด้วยพารามิเตอร์” ค่าพารามิเตอร์ที่คำนวณได้จะถูกเก็บข้อมูลไว้ในตารางเส้นโค้งที่เป็นคุณลักษณะ

และใช้สำหรับควบคุม เมื่อมีสภาวะการทำงานที่เมทซ์หรือเข้ากันได้กับชุดข้อมูลค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้ถูกออกแบบไว้

ข้อดีอีกประการหนึ่งของการควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิดป้อนไปทางข้างหน้านี้นี้ก็คือ มีปฏิกิริยาตอบสนองอย่างรวดเร็วกับการเปลี่ยนแปลงของกระบวนการ เพราะว่ามีารรับรู้ล่วงหน้าของพฤติกรรมกระบวนการ และไม่ต้องการเฉพาะการวัดสัญญาณทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของกระบวนการ ส่วนข้อดีอีกก็คือการละเลยหรือไม่สนใจต่อผลที่เกิดขึ้นทั้งหมดที่เกี่ยวข้องกับพฤติกรรมกระบวนการที่เป็นสัญญาณบางอย่างที่ไม่ได้วัดค่าจริงหรือสัญญาณรบกวนกับการเปลี่ยนแปลงที่ไม่มีการคาดการณ์พฤติกรรมกระบวนการและค่าของพารามิเตอร์ที่ถูกบันทึกค่าไว้

2.2. ตัวควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิดมีการป้อนกลับ

ถ้าพฤติกรรมบนกระบวนการมีการเปลี่ยนแปลงที่ไม่สามารถพิจารณาที่กำหนดค่าได้โดยตรงจากการวัดค่าของสัญญาณกระบวนการภายนอก จะต้องใช้ตัวควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิดมีการป้อนกลับ โดยโครงสร้างของตัวควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิดนี้แสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.3 ซึ่งมีคุณลักษณะตามความเป็นจริงดังต่อไปนี้คือ ลำดับแรกการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของกระบวนการหรือสัญญาณดังกล่าวนั้นสามารถสังเกตได้ โดยการวัดค่าสัญญาณผลต่างของวงรอบการควบคุมชั้นใน ส่วนลำดับที่สองคือในการเพิ่มส่วนพื้นฐานการป้อนกลับของวงรอบในการควบคุม ซึ่งกลไกในการปรับตัว เป็นผลที่ได้มาจากในส่วนของระดับการป้อนกลับที่มีการเพิ่มขึ้น และลำดับสุดท้ายก็คือเส้นทางของการไหลของสัญญาณในวงรอบปิดให้เป็นระดับการป้อนกลับชั้นที่สองที่ไม่เป็นเชิงเส้น



รูปที่ 2.3 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของระบบควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิดมีการป้อนกลับ (แบบมีการปรับตัวได้ในวงรอบปิด)

จากรูปที่ 2.3 โครงสร้างพื้นฐานของระบบควบคุมแบบปรับตัวไดซ์ชนิดมีการป้อนกลับ มีการกำหนดค่าสัญญาณตัวแปรต่างๆที่เกี่ยวข้องกับกระบวนการดังนี้

โดยให้

- $w(k)$ เป็น สัญญาณอ้างอิงหรือปรับตั้งของกระบวนการ
- $y(k)$ เป็น สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ
- $u(k)$ เป็น สัญญาณควบคุมหรือสัญญาณอินพุตของกระบวนการ
- $x(k)$ เป็น สัญญาณรบกวนหรือการรบกวนที่เกิดขึ้นในกระบวนการ

ระบบควบคุมแบบปรับตัวชนิดป้อนกลับที่เป็นประเภทหลักต่างๆไป มีรูปแบบตรงกันข้ามกับระบบควบคุมแบบปรับตัวไดซ์ชนิดวงรอบเปิด และตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดป้อนกลับ ยังแบ่งออกได้อีก 2 ประเภทดังนี้ คือ

- ตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิด Dual
- ตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิด Non dual

ในส่วนสุดท้ายของหัวข้อนี้จะอธิบายถึงรายละเอียดและคุณลักษณะรูปแบบหลักที่มีความแตกต่างกันของระบบควบคุมทั้งสองแบบดังกล่าว

2.2.2.1 ตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิด Dual

หลักการการทำงานของตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิด Dual (Dual Adaptive controllers) นั่นก็คือ การหาค่าที่เหมาะสมที่สุดของเกณฑ์สมรรถนะ โดยการเก็บรวบรวมข้อมูลการทำงานของกระบวนการให้มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้สำหรับการประมาณค่าพารามิเตอร์ และสร้างพฤติกรรมกรรมการควบคุมที่เหมาะสมที่สุด เพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดดังกล่าว จากหลักการในการออกแบบตัวควบคุมชนิดนี้เป็นผลให้เกิดการศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับตัวควบคุมชนิด Dual ที่เหมาะสมที่สุด (The Optimal dual controller)

ในการออกแบบตัวควบคุมชนิด Dual ที่เหมาะสมที่สุดนั้น ค่อนข้างมีความซับซ้อนยุ่งยาก และมีความสามารถเพียงแค่การกระทำกับข้อมูลที่เป็นประเภทตัวเลขเท่านั้น จากหลักการในการออกแบบตัวควบคุมชนิดนี้ บ่งชี้ได้ว่าคุณภาพของสัญญาณข้อมูลข่าวสารในอนาคตจำเป็นที่จะต้องมีการนำเข้าจัดเก็บบันทึก และคุณสมบัติในการเฟ้นสุ่ม (Stochastic properties) ข้อมูลของกระบวนการต้องสามารถทราบลำดับความสำคัญได้ จากเหตุผลดังกล่าวข้างต้นจึงทำให้ตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิด Dual นี้ มีความไม่เหมาะสมสำหรับการนำไปส่งเสริมปรับปรุงในทางปฏิบัติเพื่อการใช้งาน

ในส่วนปลีกย่อยของตัวควบคุมสองวิธีที่เหมาะสมที่สุดนั้นมีความพยายามที่จะปรับปรุงข้อด้อยที่มีความซับซ้อนยุ่งยากดังกล่าวข้างต้น เพียงแค่ทำให้เกณฑ์สมรรถนะของตัวควบคุมมีความเหมาะสมที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ และอาจแก้ปัญหาความไม่แน่นอนในการประมาณค่าให้ลดลงได้ โดยการเพิ่มการกระตุ้นสัญญาณเข้าไปในรูปแบบของสัญญาณทดสอบให้กับทางค่านินพุดของกระบวนการ และจากความพยายามดังกล่าวเป็นผลให้เกิดการกระตุ้นในการศึกษาค้นคว้าอีกครั้งเกี่ยวกับตัวควบคุมชนิดนี้ แต่ความสนใจในเรื่องดังกล่าวก็หยุดลงในช่วงเวลาสั้นๆ เนื่องจากข้อจำกัดในเรื่องสมรรถนะของการควบคุม

2.2.2.2 ตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิด Non Dual

ตัวควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิด Non dual (Non dual Adaptive controllers) นั้นใช้หลักการในการออกแบบที่เกี่ยวข้องกับความสามารถในการทำงานของตัวควบคุม ด้วยการลดขั้นตอนการทำงานให้น้อยที่สุด โดยมีหลักการทำงานเพียงแค่การพิจารณาค่าสัญญาณข้อมูลที่เวลาปัจจุบันกับค่าสัญญาณข้อมูลที่เวลาผ่านไปแล้วในอดีตของวงรอบในการควบคุม และสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่เวลาปัจจุบันของกระบวนการที่เกี่ยวข้องสถานะและการประมาณค่าสัญญาณ แต่ไม่มีการแจ้งสัญญาณข้อมูลในการประมาณค่าสัญญาณที่จะเกิดขึ้นในอนาคต

กลยุทธ์ในการออกแบบตัวควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิด Non dual นั้นมีองค์ประกอบที่ใกล้เคียงกันกับหลักการในการแยกกันและหลักการสมมูลย์ความแน่นอน บนพื้นฐานของหลักการดังกล่าวนี้ ได้ทำการออกแบบตัวควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิด Non dual และสามารถแบ่งประเภทของตัวควบคุมชนิดนี้ออกได้อีกเป็น 2 ประเภท ดังนี้คือ

- ตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดอ้างอิงด้วยแบบจำลอง (Model Reference Adaptive Controllers : MRAC)
- ตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดมีการแสดงเอกลักษณ์ด้วยแบบจำลอง (Model Identification Adaptive Controllers : MIAC)

1 ตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดอ้างอิงด้วยแบบจำลอง (MRAC)

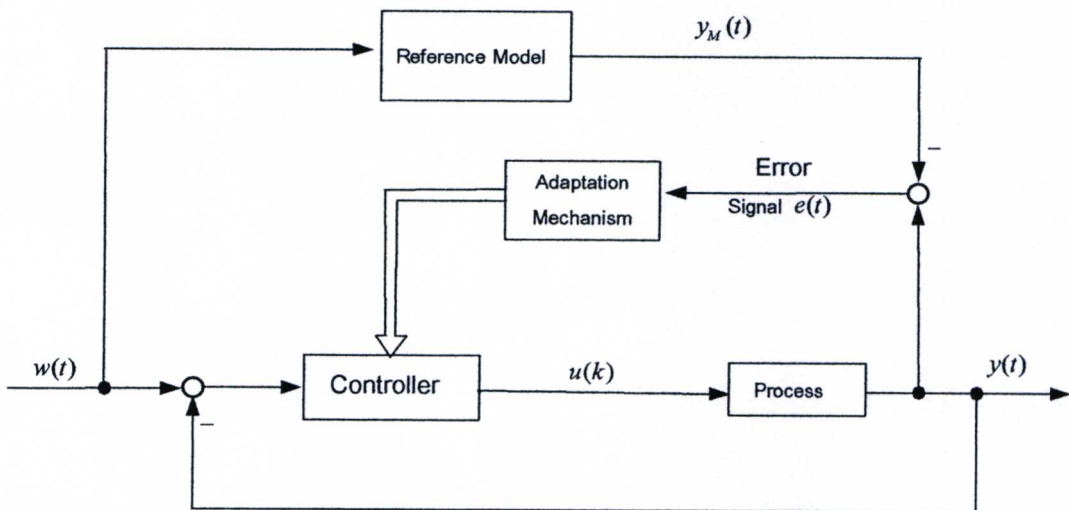
ระบบควบคุมแบบปรับตัวชนิดอ้างอิงด้วยแบบจำลองนั้น (รูปที่ 2.4) เป็นการออกแบบให้บรรลุผลสำเร็จกับสมรรถนะการตอบสนองวงรอบปิด ให้มีความใกล้เคียงกับแบบจำลองอ้างอิงที่กำหนดให้ของพฤติกรรมวงรอบปิดที่มีตามต้องการ

จุดเด่นของระบบควบคุมแบบปรับตัวชนิดอ้างอิงด้วยแบบจำลอง MRAC นั้นต้องการสัญญาณอินพุตที่มีการวัดมาจากภายนอก $w(t)$ ให้แบบจำลองอ้างอิง ตัวอย่างเช่น สัญญาณอ้างอิงของระบบเซอร์โวนั้น อยู่บนพื้นฐานของพฤติกรรมวงรอบปิดที่ต้องการ พารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่า

ของตัวควบคุมสามารถปรับเปลี่ยนให้ไปอยู่ในรูปแบบของสัญญาณความผิดพลาด $e(t)$ ให้มีค่าต่ำที่สุด เพื่อที่จะกำจัดค่าสัญญาณผิดพลาดนั้นให้หมดลงไป เกณฑ์สมรรถนะของระบบอาจกำหนดให้ สามารถทำการวิเคราะห์ได้ดีและเหมาะสมที่สุด ด้วยการทำให้สัญญาณความผิดพลาด มีค่าน้อยที่สุดควบคู่กันกับการพิจารณาเงื่อนไขบังคับที่เป็นไปได้ และการเพิ่มในการร้องขอกับระบบให้มีการปรับตัว ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องใช้อัลกอริธึมด้วยการใช้วิธีการปรับตัว และต่อมาได้ก่อให้เกิดระบบในการปรับตัว ซึ่งเป็นทั้งชนิดไม่เป็นเชิงเส้นและแปรผันตามเวลา

จากรูปที่ 2.4 โครงสร้างพื้นฐานของระบบควบคุมแบบปรับตัวชนิด MRAC โดยกำหนดให้ มีค่าสัญญาณตัวแปรต่างๆที่เกี่ยวข้องกับกระบวนการดังนี้

- โดยที่
- $w(t)$ เป็น สัญญาณอ้างอิงหรือปรับตั้งของกระบวนการ
 - $u(k)$ เป็น สัญญาณควบคุมหรือสัญญาณอินพุตของกระบวนการ
 - $y(t)$ เป็น สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ
 - $y_M(t)$ เป็น สัญญาณเอาต์พุตของแบบจำลองอ้างอิง (Reference Model)
 - $e(t)$ เป็น สัญญาณความผิดพลาดที่ทำการเปรียบเทียบระหว่าง สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการกับ สัญญาณเอาต์พุตของแบบจำลองอ้างอิงแล้วป้อนให้กับ บล็อกที่เป็นส่วนของกลไกที่มีการปรับตัวได้



รูปที่ 2.4 โครงสร้างพื้นฐานตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดอ้างอิงด้วยแบบจำลอง (MRAC)

สำหรับในการนำมาประยุกต์ใช้ในทางปฏิบัติ การปรับตัวสามารถแบ่งแยกออกได้ 3 ขั้นตอนดังนี้

1. การเปรียบเทียบของพฤติกรรมวงรอบปี
2. การคำนวณค่าของพารามิเตอร์ของตัวควบคุม โดยจะขึ้นกับกฎการปรับเปลี่ยนตัว
3. การปรับแต่งของตัวควบคุม

ความแตกต่างระหว่างตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดอ้างอิงด้วยแบบจำลอง MRAC ที่หลากหลายนั้น อันเนื่องมาจากขั้นตอนวิธีดำเนินการในการออกแบบของกฎในการปรับตัวได้ ซึ่งสามารถศึกษารายละเอียดได้ใน [6]

วิธีการควบคุมแบบปรับตัวชนิดอ้างอิงด้วยแบบจำลอง ทั้งหมด ที่เป็นประเภทธรรมดาทั่วไปนั้นมีการปรับเปลี่ยนตัวเองที่รวดเร็ว เพื่อที่จะกำหนดให้สัญญาณอินพุตและรักษาการป้อนไปทางข้างหน้าให้มีความเที่ยงตรงและมีเสถียรภาพ ด้วยการใช้หลักการทฤษฎีเสถียรภาพแบบไม่เป็นเชิงเส้น อย่างไรก็ตามเมื่อมีการใช้แบบจำลองอ้างอิง (Reference Model) ที่กำหนดไว้แล้ว ระบบควบคุมแบบปรับตัวชนิด MRAC ก็จะมีการปรับตัวที่มีลักษณะใกล้เคียงกับแบบจำลองอ้างอิงที่กำหนดมาให้ แต่ไม่มีความจำเป็นที่จะต้องมีความเหมาะสมที่สุด และเงื่อนไขเพิ่มเติมอีกประการหนึ่งก็คือ วงรอบของการควบคุมจะมีการปรับตัวเอง หากมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอินพุตของแบบจำลองอ้างอิงเท่านั้น และการเกิดสัญญาณรบกวนที่เป็นผลมาจากสัญญาณที่วัดได้ของระบบ อาจจะเป็นสาเหตุให้เกิดปัญหาสำหรับการปรับตัว

2 ตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดมีการแสดงเอกลักษณ์ด้วยแบบจำลอง (MIAC)

บางครั้งอาจจะเรียกว่า “ตัวควบคุมแบบที่ทำให้มีความเหมาะสมที่สุดด้วยตัวเอง” (Self-Optimizing Controllers) หรือ “ตัวควบคุมแบบชนิดปรับด้วยตัวเอง” (Self-tuning Controllers) ซึ่งตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดดังกล่าวนี้จะกระทำการตามลำดับขั้นตอนสั่งงานพื้นฐาน 3 ประการ ดังนี้ คือ

1. เก็บรวบรวมสัญญาณข้อมูลของพฤติกรรมกระบวนการที่เวลาปัจจุบัน
2. การทำให้มีความเหมาะสมที่สุดของเกณฑ์สมรรถนะในการควบคุม
3. การปรับแต่งให้กับตัวควบคุม

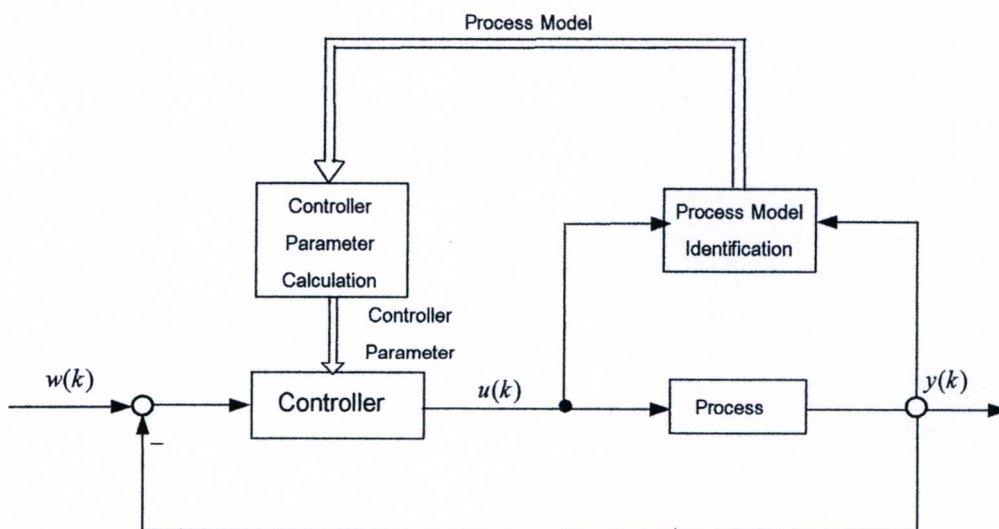
ในการเก็บรวบรวมสัญญาณข้อมูลของกระบวนการ มีความหมายกับการพิจารณาที่ต่อเนื่องของสถานะที่แท้จริงของกระบวนการ ที่ถูกควบคุมโดยอยู่บนฐานของสัญญาณที่วัดได้ที่เป็นสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของกระบวนการ หรือ สถานะของสัญญาณ ในทางที่เหมาะสมนั้นเป็นการแสดงเอกลักษณ์และการประมาณค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองกระบวนการ รวมทั้งการประมาณค่าของสัญญาณบางอย่างในกระบวนการที่ไม่ได้ถูกวัดเข้ามาจริง ยกตัวอย่างเช่น สัญญาณรบกวนที่

กำหนดให้กับระบบเป็นชนิดกระบวนการแบบสุ่ม(Random process) หรือใช้หลักการในกรณีของการเป็นสุ่ม (Stochastic case) และชนิดของตัวควบคุมแบบ MIAC ยังสามารถแบ่งแยกย่อยออกได้อีกหลายชนิด โดยขึ้นกับการเก็บรวบรวมสัญญาณข้อมูลและวิธีการของการประมาณค่าดังจะได้กล่าวต่อไป

เกณฑ์สมรรถนะที่จะทำให้มีความเหมาะสมที่สุดในการควบคุมนั้นมีความหมายกับการคำนวณของสมรรถนะของวงรอบในการควบคุมและการตัดสินใจของตัวควบคุมว่าจะมีการปรับแต่งหรือปรับตัวเองอย่างไร

การปรับแต่งค่าของตัวควบคุมนั้นมีผลโดยตรงในการคำนวณกับชุดพารามิเตอร์ใหม่ของตัวควบคุมและการนำไปแทนที่ค่าพารามิเตอร์เก่าก่อนหน้าในวงรอบการควบคุม จุดมุ่งหมายหลักของตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดนี้ก็คือการทำให้บรรลุผลสำเร็จ โดยการกำหนดแบบจำลองกระบวนการที่เหมาะสมที่สุดและพฤติกรรมการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดของระบบวงรอบปิดสำหรับสัญญาณอินพุตและสถานะของกระบวนการทั้งหมด

การจัดรูปแบบที่เป็นองค์ประกอบสำหรับตัวควบคุมแบบ MIAC ดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.5 กลไกในการปรับตัวประกอบไปด้วยขั้นตอนที่เป็นวิธีดำเนินการในการแสดงเอกลักษณ์ สำหรับการพิจารณาค่าของแบบจำลองกระบวนการและขั้นตอนวิธีดำเนินการในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์เพื่อใช้ในการควบคุม โดยขั้นตอนในการแสดงเอกลักษณ์นั้นกระทำบนหลักเกณฑ์ของการวัดสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของกระบวนการที่ถูกควบคุม และส่งผ่านต่อไปยังบล็อกที่เป็นส่วนของการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์เพื่อใช้ในการควบคุม ซึ่งพารามิเตอร์ของตัวควบคุมนั้นคำนวณได้จากการประมาณค่าของแบบจำลองกระบวนการ ดังนั้นอัลกอริทึมที่ใช้สำหรับการแสดงเอกลักษณ์ และคำนวณค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุม จะถูกกระทำในวงรอบปิดขึ้นใน ด้วยการเชื่อมต่อแบบโดยตรง (Online) ขณะมีการทำงาน และทำงานบนเวลาจริง (Real time)

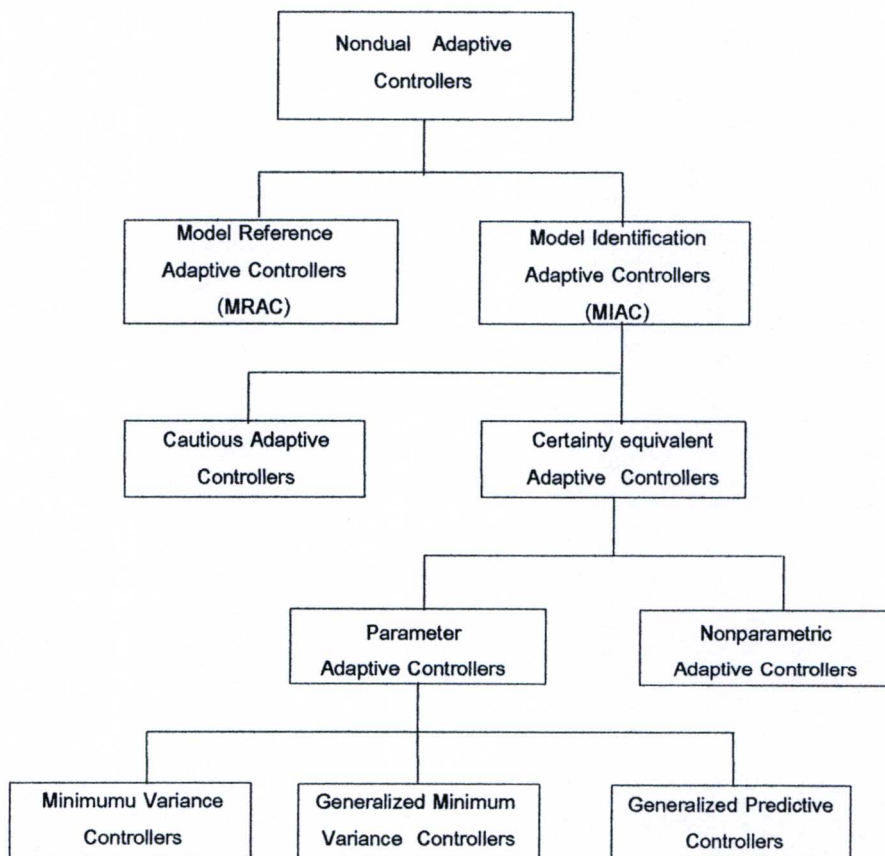


รูปที่ 2.5 โครงสร้างพื้นฐานตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดมีการแสดงเอกลักษณ์ด้วยแบบจำลอง (MIAC)

จากรูปที่ 2.5 โครงสร้างพื้นฐานของระบบควบคุมแบบปรับตัวชนิด MIAC โดยกำหนดให้มีค่าสัญญาณตัวแปรต่างๆที่เกี่ยวข้องกับกระบวนการที่แสดงในแผนภาพดังนี้

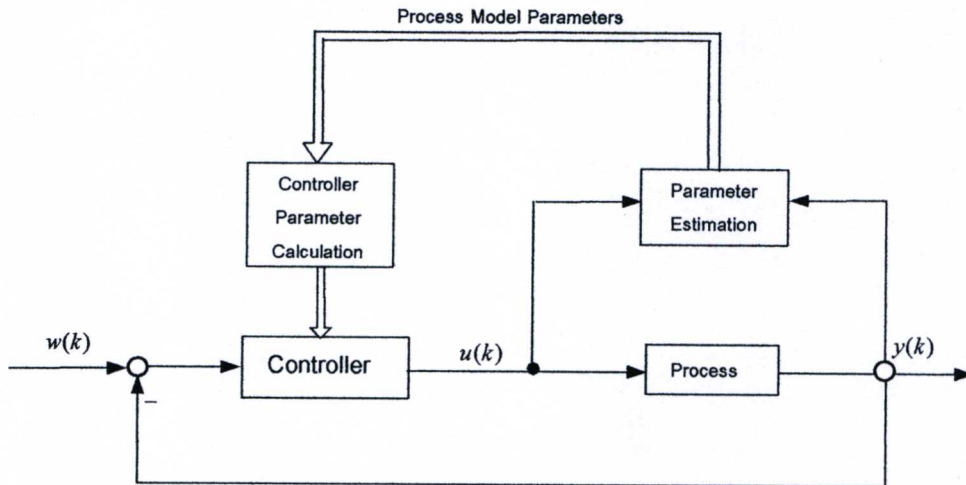
โดยที่ $w(k)$ เป็น สัญญาณอ้างอิงหรือปรับตั้งของกระบวนการ
 $u(k)$ เป็น สัญญาณควบคุมหรือสัญญาณอินพุตของกระบวนการ
 $y(k)$ เป็น สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ

ตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดมีการแสดงเอกลักษณ์ด้วยแบบจำลอง MIAC ต่อมาภายหลังได้มีการแบ่งแยกออกไปเป็นอีก 2 ประเภทย่อยๆ ได้แก่ ตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดมีการเตือนระวัง (Cautious Adaptive Controller) [Bar-Shalom] 1974 [6] และตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดสมมูลย์ความแน่นอน (Certainty Equivalent Adaptive Controller) [Wittenmark] ในปี 1975 [6] ปรากฏออกมาใช้งาน และสำหรับตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดสมมูลย์ความแน่นอน ยังมีการแบ่งแยกย่อยลงไปได้อีก 2 ประเภท ซึ่งก็ได้แก่ ตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดมีการปรับค่าด้วยพารามิเตอร์ (Parameter Adaptive Controller) หรือเรียกอีกชื่อว่าตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดที่มีการตอบสนองเชิงเวลา (Time-response Adaptive Controller) และตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดที่ไม่มีการปรับค่าด้วยพารามิเตอร์ (Non parametric Adaptive Controller) ดังแสดงเป็นแผนผังให้เห็นในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แผนผังการจำแนกประเภทย่อยของตัวควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิด Non dual

หลักการการทำงานของตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดมีการปรับค่าด้วยพารามิเตอร์ (Parameter Adaptive Controller) ดังแผนภาพในรูปที่ 2.7 นั้น การจัดรูปแบบที่เป็นองค์ประกอบสำหรับตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดดังกล่าว โดยวงรอบการควบคุมที่เป็นกลไกในการปรับตัวประกอบไปด้วย ขั้นตอนที่เป็นวิธีดำเนินการในการประมาณค่าพารามิเตอร์ สำหรับการพิจารณากำหนดค่าดังกล่าวให้กับแบบจำลองกระบวนการ และขั้นตอนวิธีดำเนินการท้ายสุดในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมเพื่อใช้ในการควบคุม โดยขั้นตอนในการประมาณค่าพารามิเตอร์นั้นกระทำบนหลักเกณฑ์ของการวัดสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของกระบวนการที่ถูกควบคุม และส่งผ่านไปยับยั้งถือกึ่งเป็นส่วนของการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์เพื่อใช้ในการควบคุม ซึ่งพารามิเตอร์ของตัวควบคุมนั้นคำนวณได้จากค่าพารามิเตอร์ที่ถูกประมาณของแบบจำลองกระบวนการ โดยอัลกอริทึมที่ใช้สำหรับการประมาณค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมนั้น จะกระทำในวงรอบปิดชั้นใน ซึ่งเห็นได้ว่าระบบควบคุมแบบดังกล่าว มีขั้นตอนการทำงานที่เหมือนกับระบบควบคุมแบบปรับตัวชนิด MIAC



รูปที่ 2.7 โครงสร้างตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดมีการปรับค่าด้วยพารามิเตอร์

โครงสร้างของการควบคุมแบบปรับตัวชนิดมีการปรับค่าด้วยพารามิเตอร์ดังรูปที่ 2.7 โดยกำหนดให้มีค่าสัญญาณตัวแปรต่างๆที่เกี่ยวข้องกับกระบวนการเหมือนกับตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิด MIAC ทุกประการที่ได้อธิบายไว้แล้วข้างต้น

วงรอบในการควบคุมแบบปรับตัวชนิดมีการปรับค่าด้วยพารามิเตอร์ คำสัมประสิทธิ์ที่เกี่ยวข้องกับการปรับค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองกระบวนการนั้น ถูกประมาณค่าโดยเด่นชัดเพื่อที่จะทำให้พารามิเตอร์ของแบบจำลองกระบวนการถูกใช้ให้เป็นประโยชน์เปรียบได้เหมือนกับตัวปรับค่าผลเฉลี่ยที่เป็นกลาง หรืออาจจะเรียกตัวควบคุมแบบดังกล่าวได้อีกชื่อว่า “ตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดมีการปรับค่าด้วยพารามิเตอร์ที่เด่นชัด” (Explicit Parameter Adaptive Controller)

และถ้าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมนั้นมีการแสดงเอกลักษณ์โดยตรง ด้วยการใส่แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของกระบวนการนำไปไว้ในสมการสำหรับการควบคุมที่ได้ออกแบบไว้โดยตัวควบคุม เราจะเรียกการควบคุมแบบปรับตัวด้วยหลักการดังกล่าวนี้ ได้อีกชื่อว่า “ตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดมีการปรับค่าด้วยพารามิเตอร์โดยแสดงความหมาย” (Implicit Parameter Adaptive Controller) ซึ่งตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดมีการปรับค่าด้วยพารามิเตอร์ (Parameter Adaptive Controller) ยังได้มีการแบ่งแยกย่อยลงไปได้อีกเป็น หลายๆ ประเภทและมีการพัฒนาขึ้นเป็นลำดับดังนี้คือ

- ตัวควบคุมแบบความแปรปรวนต่ำสุด (Minimum Variance Controller : MV)
- ตัวควบคุมแบบความแปรปรวนต่ำสุดทั่วไป (Generalized Minimum Variance Controller: GMV)
- ตัวควบคุมแบบคาดการณ์ทั่วไป (Generalized Predictive Controller : GPC)

และจะได้อธิบายรายละเอียดที่เป็นหลักการของตัวควบคุมแบบคาดการณ์ทั่วไป (GPC) ในหัวข้อที่ 2.5 ซึ่งใช้หลักการพื้นฐานของตัวควบคุมแบบปรับตัวชนิดมีการปรับค่าด้วยพารามิเตอร์

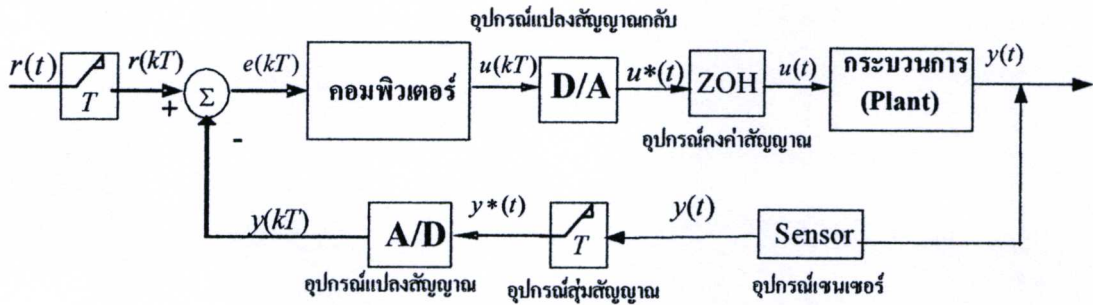
2.3 ระบบและการควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง

2.3.1 กล่าวนำ

ระบบควบคุมแบบดั้งเดิมที่พบเห็นกันมาช้านาน ก็คือระบบควบคุมแบบที่มีเวลาต่อเนื่อง (continuous time systems) หรือบางครั้งอาจเรียกว่าระบบอนาล็อก (Analog systems) ซึ่งปัจจุบันนี้ ยุคของระบบดิจิทัลเริ่มเข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมากกับอุปกรณ์ประเภทต่างๆ โดยเฉพาะระบบคอมพิวเตอร์ที่ใช้ในการควบคุม เช่น ไมโครโพรเซสเซอร์ (microprocessor) และอุปกรณ์เซนเซอร์ที่เป็นระบบดิจิทัล (digital sensor) เช่น เอ็นโค้ดเดอร์แบบแสง (optical encoder) เป็นต้น ซึ่งจะทำงานในรูปแบบของระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (discrete time systems) โดยเวลาที่ทำหน้าที่กำหนดการทำงานของระบบจะเป็นเวลาของการสุ่มข้อมูล (sampling time) เวลาการสุ่มข้อมูลหรือเวลาการสุ่มวัดข้อมูลมีผลเป็นอย่างมากกับผลลัพธ์ของระบบควบคุม ถ้าเราออกแบบระบบควบคุมโดยใช้วิธีการของเวลาที่มีความต่อเนื่อง (continuous time) โดยนำค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบและนำมาใช้ในระบบควบคุมแบบดิจิทัล จะพบว่าถ้าคาบเวลาของการสุ่มสัญญาณข้อมูล (sampling period) มีค่าสั้นๆ หรือมีอัตราการสุ่มที่เร็วพอ ระบบควบคุมที่ได้ก็จะมีค่าใกล้เคียงกับที่ได้ออกแบบไว้โดยใช้วิธีการของระบบเวลาต่อเนื่อง แต่ในทางกลับกัน ถ้าคาบเวลาของการสุ่มวัดสัญญาณข้อมูลมีค่ายาวหรือมีอัตราการสุ่มที่ช้ามาก ระบบควบคุมนั้นจะทำงานด้อยลงไปเป็นอย่างมาก และ อาจจะไม่มีเสถียรภาพเลยก็ได้ ดังนั้นในหัวข้อนี้เราจะกล่าวถึงคณิตศาสตร์ทางด้านเวลาไม่ต่อเนื่อง (discrete time mathematic) ที่จำเป็นและเป็นพื้นฐานสำหรับช่วยในการวิเคราะห์และออกแบบการควบคุมแบบดิจิทัล (digital control) ซึ่งการออกแบบระบบควบคุมแบบดิจิทัลนั้นมีการบวนการในการวิเคราะห์และออกแบบเช่นเดียวกับระบบที่มีเวลาต่อเนื่องเป็นสิ่งจำเป็นต้องรู้ในการศึกษาระบบควบคุมแบบดิจิทัลขั้นสูงต่อไป

2.3.2 หลักการของระบบควบคุมแบบดิจิทัล

การนำเครื่องคอมพิวเตอร์มาใช้ในระบบควบคุมจะทำให้สัญญาณบางส่วนในระบบควบคุมมีลักษณะเป็นสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องดังแสดงในรูปที่ 2.8

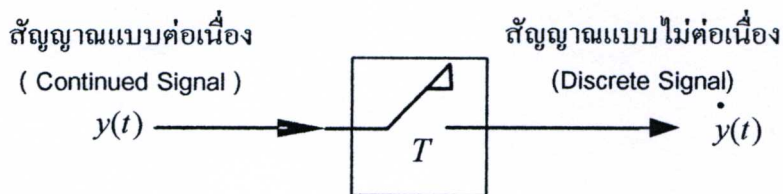


รูปที่ 2.8 แผนภาพระบบควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์

เนื่องจากคอมพิวเตอร์ไม่สามารถรับสัญญาณวัดจากกระบวนการและส่งสัญญาณควบคุมไปยังกระบวนการได้ต่อเนื่องตลอดเวลา ดังเช่นอุปกรณ์ควบคุมแบบเวลาต่อเนื่อง ที่เป็นแบบดั้งเดิม การใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ในระบบควบคุม จึงทำให้สัญญาณภายในระบบควบคุมประกอบด้วยสัญญาณแบบต่อเนื่องและสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง ดังนี้

1. สัญญาณแบบต่อเนื่องจากเครื่องวัดจะถูกแปลงเป็นสัญญาณแบบที่ไม่ต่อเนื่องก่อนส่งให้เครื่องคอมพิวเตอร์เพื่อสร้างสัญญาณควบคุม และสัญญาณควบคุมแบบไม่ต่อเนื่องจากเครื่องคอมพิวเตอร์จะถูกแปลงเป็นสัญญาณแบบต่อเนื่องก่อนส่งให้กับอุปกรณ์ที่เป็นส่วนควบคุมสุดท้าย หรือตัวขับเพื่อควบคุมกระบวนการ

2. สมการทางคณิตศาสตร์ที่แสดงคุณสมบัติของกระบวนการ ที่ใช้กับระบบควบคุมแบบสัญญาณต่อเนื่อง คือ สมการอนุพันธ์และฟังก์ชันการแปลงลาปลาซไม่สามารถใช้กับระบบควบคุมแบบสัญญาณไม่ต่อเนื่องได้โดยตรง จึงจำเป็นต้องปรับปรุงวิธีการทางคณิตศาสตร์ใหม่เพื่อใช้กับระบบควบคุมแบบสัญญาณไม่ต่อเนื่อง โดยเฉพาะ



รูปที่ 2.9 แผนภาพอุปกรณ์สุ่มสัญญาณและการสุ่มสัญญาณ

2.3.3 การสุ่มสัญญาณ

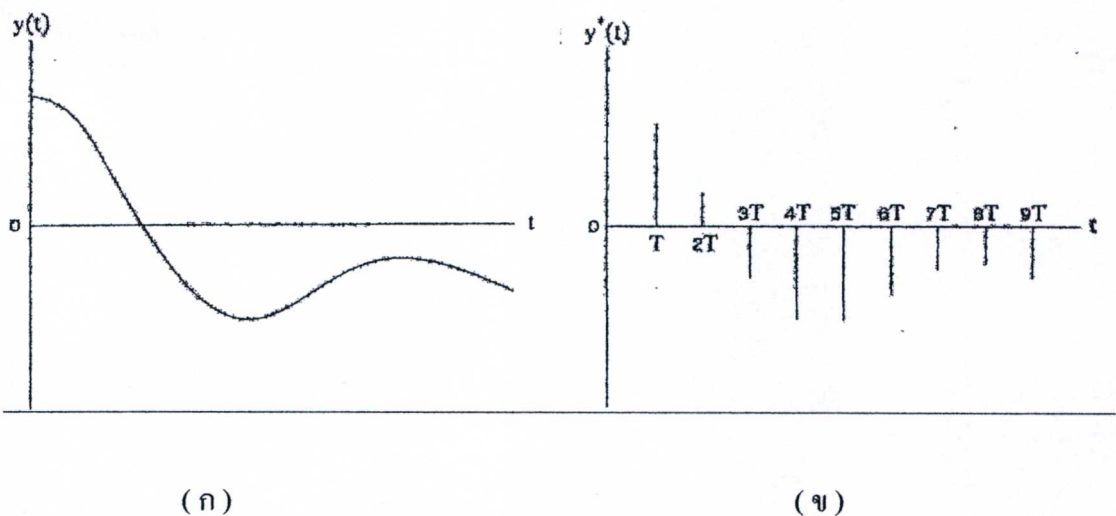
เครื่องคอมพิวเตอร์รับสัญญาณแบบต่อเนื่อง $y(t)$ จากอุปกรณ์เซนเซอร์ผ่านอุปกรณ์สุ่มสัญญาณ โดยอุปกรณ์สุ่มสัญญาณจะทำหน้าที่คล้ายสวิตช์หรือหน้าสัมผัส ดังแสดงในรูปที่ 2.9 หน้าสัมผัสของอุปกรณ์สุ่มสัญญาณจะปิดวงจรและอนุญาตให้สัญญาณแบบต่อเนื่องผ่านหน้าสัมผัสเป็นระยะเวลาสั้นๆ ทุกคาบเวลาเท่าๆกัน เรียกว่า คาบการสุ่ม (Sampling Period) T สัญญาณที่ผ่านอุปกรณ์สุ่มสัญญาณจะมีลักษณะเป็นสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง $y^*(t)$ โดยสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องจะมีค่าเท่ากับระดับของสัญญาณแบบต่อเนื่องเดิมในขณะเวลาที่หน้าสัมผัสปิดวงจร เรียกว่า “การสุ่มสัญญาณ” เมื่อเวลา t มีค่า nT โดย n เป็นเลขจำนวนเต็มบวก หรือ

$$t = nT \text{ เมื่อ } n = 0, 1, 2, \dots$$

สัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องที่เกิดจากการสุ่มสัญญาณแต่ละครั้ง เรียกว่า สัญญาณสุ่ม (Sampled Signal) $y = nT$ สามารถแสดงได้โดยสมการที่ (2.1)

$$y^*(t) = y(nT) \text{ เมื่อ } n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.1)$$

ตัวอย่างของสัญญาณแบบต่อเนื่อง ถูกสุ่มไปเป็นสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง โดยแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.10ก และรูปที่ 2.10ข ตามลำดับ

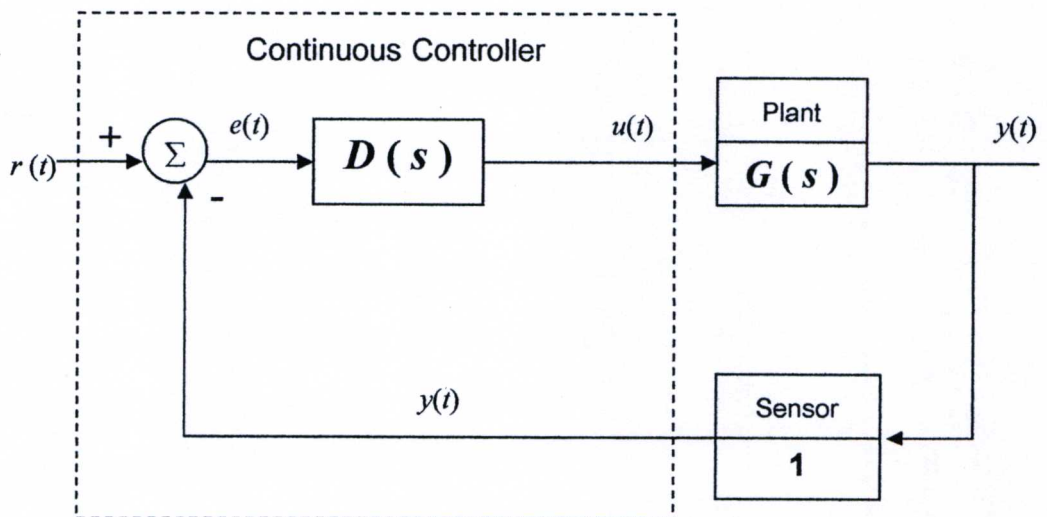


รูปที่ 2.10 การแสดงลักษณะของสัญญาณที่อธิบาย (ก) ลักษณะของสัญญาณแบบเวลาต่อเนื่อง (ข) ลักษณะของสัญญาณแบบเวลาไม่ต่อเนื่องที่เกิดจากสัญญาณที่ถูกสุ่มแล้ว

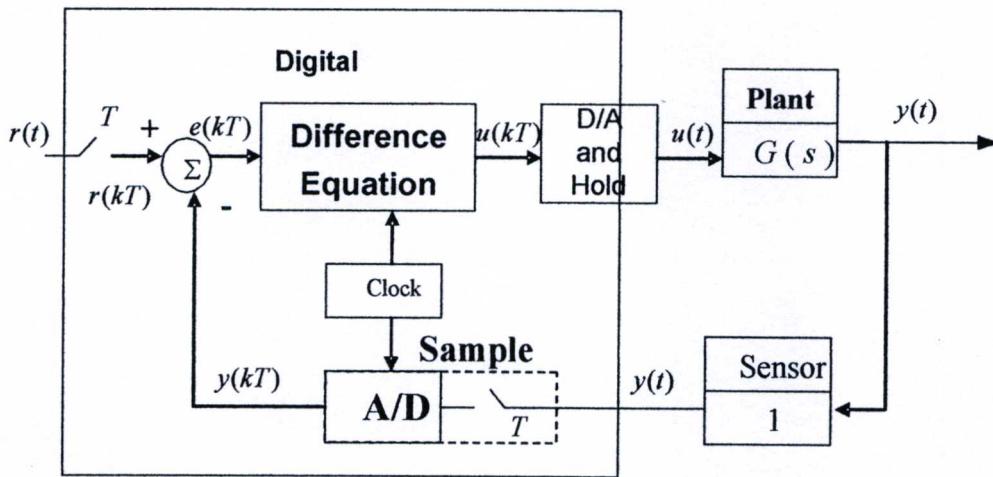
2.3.4 การเข้ารหัสสัญญาณ

ดังรูปที่ 2.11 แสดงให้เห็นถึงโครงสร้างที่เป็นแผนภาพของระบบควบคุมแบบสัญญาณต่อเนื่อง การคำนวณค่าของสัญญาณผิดพลาด e และการชดเชยทางพลวัตของระบบ $D(s)$ ทั้งหมดนี้สามารถเปลี่ยนให้สมบูรณ์ให้อยู่ในรูปแบบของระบบดิจิทัลคอมพิวเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.12 บนพื้นฐานของความแตกต่างระหว่างสองอุปกรณ์ก็คือ ระบบดิจิทัลทำงานโดยการสุ่มสัญญาณที่ได้ทางด้านเอาต์พุต (Plant Output) ของกระบวนการ และมีข้อดีที่เป็นจุดเด่นกว่าระบบที่เป็นสัญญาณแบบต่อเนื่อง และโดยให้การแทนค่าทางพลวัตของระบบเป็น $D(s)$ นั่นคือ อุปกรณ์ที่ทำงานโดยสมการแบบพีชคณิตที่มีการเกิดขึ้นซ้ำกันบ่อยๆและเราเรียกว่า “สมการผลต่าง” (Difference Equation)

เราพิจารณาในอันดับแรกของส่วนที่มีการทำงานของตัวแปลงสัญญาณแบบอนาล็อกเป็นดิจิทัล หรือสัญญาณแบบต่อเนื่องเป็นสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง (Analog to Digital Converter : A/D Converter) ในระบบ ซึ่งอุปกรณ์นี้ทำงานได้โดยอาศัยการเปลี่ยนแปลงค่าที่เป็นปริมาณทางฟิสิกส์ และโดยส่วนใหญ่มักจะใช้ค่าสัญญาณแรงดันแบบอนาล็อก และถูกแปลงไปเป็นสัญญาณแบบรหัสเลขฐานสอง (Binary) ซึ่งโดยปกติชุดของข้อมูลเลขฐานสองนี้จะมีขนาด 10 บิต ถึง 12 บิต ซึ่งรหัสข้อมูลของเลขฐานสองขนาด 10 บิตนี้มีค่า $= 2^{10}$ และสามารถแทนความเปลี่ยนแปลงของข้อมูลได้ถึง 1024 ค่า และเนื่องจากอุปกรณ์แปลงสัญญาณแบบอนาล็อกเป็นดิจิทัลขนาด 10 บิตนี้ ให้ค่าความละเอียดในการแปลงสัญญาณได้ 0.1 % ในการแปลงกลับไปเป็นสัญญาณแบบต่อเนื่อง $y(t)$ และจะเกิดขึ้นแบบซ้ำๆที่เวลาช่วงขณะ T (Second) วินาที



รูปที่ 2.11 แผนภาพโครงสร้างพื้นฐานของระบบควบคุมแบบเวลาต่อเนื่อง



รูปที่ 2.12 แผนภาพของระบบควบคุมแบบเวลาไม่ต่อเนื่องหรือแบบดิจิทัล

ในส่วนของ T เรียกว่า คาบเวลาของการสุ่มสัญญาณ และ $1/T$ คือ อัตราของการสุ่มสัญญาณ มีหน่วยเป็น cycles / second หรือ Hz และเช่นเดียวกันในบางครั้งช่วงเวลาของการสุ่มสัญญาณให้มีหน่วยเป็น เรเดียน / วินาที หรือ $2\pi/T$ และให้ค่าการสุ่มสัญญาณเป็น $y(kT)$ ในที่นี้ให้ k เป็นค่าคงที่เลขจำนวนเต็มใดๆ สามารถเขียนให้อยู่ในรูปที่ดูง่ายขึ้นเป็น $y(k)$

เราเรียกชนิดตัวแปรของสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องที่มีความแตกต่างจากตัวแปรในระบบสัญญาณแบบต่อเนื่อง เช่น $y(t)$ ซึ่งเปลี่ยนแปลงมีความต่อเนื่องกันในทางเวลา เราสมมติในที่นี้ให้มีความคาบเวลาของการสุ่มเป็นแบบคงที่ แต่อย่างไรก็ตามมันอาจจะแปรเปลี่ยนโดยขึ้นกับอุปกรณ์ที่ใช้สุ่มสัญญาณดังกล่าว และโดยเช่นกันอาจจะเกิดจากอุปกรณ์สุ่มสัญญาณและแปลงสัญญาณจากแบบต่อเนื่องไปเป็นแบบไม่ต่อเนื่อง สำหรับสัญญาณสั่งการทางด้านอินพุต $r(t)$ ซึ่งถูกสุ่มสัญญาณแล้วเปลี่ยนไปเป็นสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง $r(kT)$ และอีกด้านหนึ่งถูกส่งมาจากทางด้านที่ถูกสุ่มสัญญาณกับเซนเซอร์ในระบบ $y(kT)$ ซึ่งจะมีการหักล้างหรือการลบค่าในส่วนของการเปรียบเทียบและคำนวณให้เป็นค่าสัญญาณผิดพลาดแบบไม่ต่อเนื่อง $e(kT)$ โดยสมการผลต่างของการชดเชยแบบต่อเนื่อง ก็คือ การประมาณค่าโดยสมการผลต่าง ซึ่งเป็นการประมาณค่าแบบไม่ต่อเนื่องไปอยู่ในรูปของสมการผลต่าง และสามารถทำการเขียนแบบพฤติกรรมทางพลวัตของระบบ $D(s)$ ถ้ามีความคาบเวลาของการสุ่มสัญญาณที่สั้นหรือเร็วพอ ซึ่งผลลัพธ์ของสมการผลต่างที่เป็นแบบเวลาไม่ต่อเนื่องก็คือ $u(kT)$ ที่ในแต่ละช่วงระยะเวลาที่มีการสุ่มสัญญาณ สัญญาณนี้จะถูกแปลงให้ไปเป็นสัญญาณแบบเวลาต่อเนื่อง $u(t)$ โดยตัวแปลงสัญญาณแบบเวลาไม่ต่อเนื่องไปเป็นแบบเวลาต่อเนื่อง (D/A converter) และวงจรคงค่าสัญญาณ (Hold) และที่ตัวแปลงสัญญาณ D/A นี้มีการแปลงค่าจากเลขข้อมูลรหัสฐานสองไปเป็นค่าสัญญาณชนิดแรงดันแบบเวลาต่อเนื่อง และตัวคงค่าวงจรอันดับศูนย์ (Zero - Order Hold) มีหน้าที่ทำการรักษาระดับค่าของสัญญาณที่ถูกแปลง

กลับมาให้มีความราบเรียบสม่ำเสมอตลอดในแต่ละช่วงคาบเวลาที่มีการแปลงกลับสัญญาณและผลลัพธ์ของสัญญาณ $u(t)$ นี้สามารถนำไปตั้งอุปกรณ์ที่เป็นตัวขับต่างๆ โดยให้ความถูกต้องแม่นยำเหมือนกับ อุปกรณ์ควบคุมในระบบที่เป็นสัญญาณแบบเวลาต่อเนื่อง

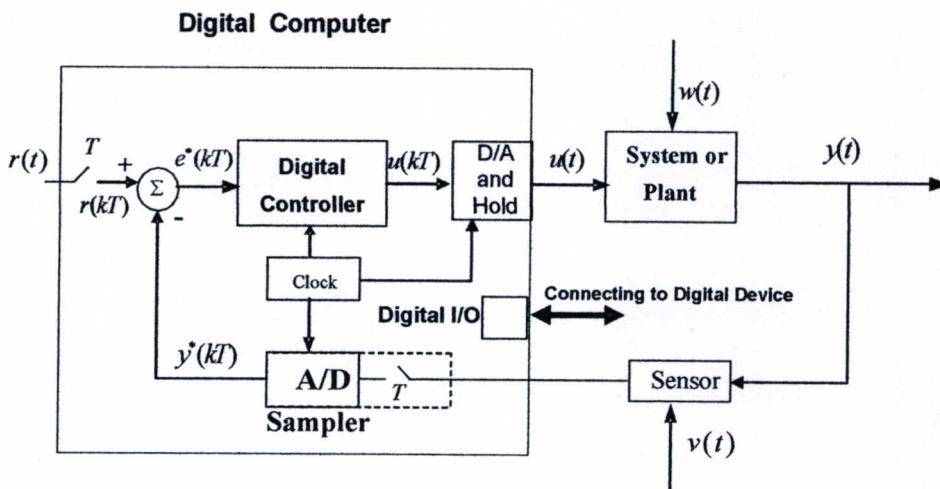
$$\dot{x} = \lim_{\delta t \rightarrow 0} \frac{\delta x}{\delta t}$$

ในที่นี้ δx คือการแปรเปลี่ยนค่าของ x ในช่วงระหว่างเวลา δt ถึงแม้ว่า δt ไม่ได้มีค่าเป็นศูนย์ซึ่งความสัมพันธ์นี้สามารถประมาณค่าที่ถูกต้องได้ดังสมการที่ (2.2)

$$\dot{x}(k) \cong \frac{x(k+1) - x(k)}{T} \quad (2.2)$$

- เมื่อ $T = t_{k+1} - t_k$ คือคาบเวลาในการสุ่มตัวอย่างสัญญาณที่ใช้ (วินาที)
 $t_k = kt$ คือช่วงระหว่างเวลาที่มีการสุ่มสัญญาณข้อมูลคงที่
 $x(k)$ คือค่าของสัญญาณ x ที่เวลา t_k และ k เป็นเลขจำนวนเต็ม
 $x(k+1)$ คือค่าของสัญญาณ x ที่เวลา t_{k+1}

การประมาณค่านี้สามารถใช้ได้ทั้งหมดกับบริเวณที่มีอนุพันธ์ที่ปรากฏในตัวควบคุมได้ด้วยสมการผลต่างที่เข้ามาสู่ระบบที่เป็นชุดของสมการ ซึ่งสามารถแก้ปัญหานี้ได้ด้วยดิจิทัลคอมพิวเตอร์ และชุดของสมการเหล่านี้เราเรียกว่า “สมการความแตกต่าง หรือ สมการผลต่าง” และแก้ปัญหาเกี่ยวกับชุดของข้อมูลสมการ ที่เกิดขึ้นซ้ำกันบ่อยๆนี้กับเวลาที่เป็นช่วงๆ หรือเป็นตอนของช่วงคาบเวลา T



รูปที่ 2.13 แผนภาพแสดงการใช้ดิจิทัลคอมพิวเตอร์ในการควบคุมระบบพลศาสตร์

รูปที่ 2.13 แสดงการนำคิจิตอลคอมพิวเตอรามาใช้ในการควบคุมระบบพลศาสตร์ ในรูปนี้แสดงถึงการนำสัญญาณข้อมูลที่ได้จาก อุปกรณ์เซนเซอร์ (sensor) แบบต่างๆ ทั้งที่เป็นแบบคิจิตอลและแบบอนาล็อกเข้าสู่คอมพิวเตอร์ เนื่องจากคิจิตอลคอมพิวเตอรืที่ใช้เป็นตัวควบคุมมีการทำงานในลักษณะที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาหรือเป็นแบบที่เรียกว่าคิสิคริต (discrete) ดังนั้นถ้าอุปกรณ์เซนเซอร์ที่เป็นระบบอนาล็อก สัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณแบบเวลาต่อเนื่อง (continuous time signal) ดังนั้น จึงต้องมีอุปกรณ์ที่ช่วยในการแปลงสัญญาณแบบเวลาต่อเนื่องไปเป็นสัญญาณแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (discrete signal) โดยอุปกรณ์ที่ใช้ในที่นี้ก็คือตัวแปลงสัญญาณแบบอนาล็อกเป็นสัญญาณแบบคิจิตอล (Analog to Digital converter : A/D converter) โดยจะมีสัญญาณนาฬิกาที่ทำหน้าที่ควบคุมคาบเวลา T ในการสุ่มสัญญาณข้อมูล แต่ถ้าสัญญาณที่วัดได้จากอุปกรณ์เซนเซอร์ที่เป็นอุปกรณ์แบบคิจิตอล (digital sensor) เช่น อุปกรณ์วัดมุมหมุนแบบคิจิตอล หรือเรียกทั่วไปว่า “คิจิตอล เอ็นโค้ดเดอร์”(digital rotary encoder) และตัววัดระยะทางแบบคิจิตอล (digital linear encoder) เป็นต้น ในกรณีนี้สัญญาณข้อมูลจะถูกส่งผ่านเข้าไปยังตัวคอมพิวเตอร์ โดยผ่านอุปกรณ์นำเข้าข้อมูลที่เรียกว่า “คิจิตอลอินพุต เอาต์พุต” (Digital I/O) เมื่อสัญญาณข้อมูลที่จำเป็นต้องวัดจากอุปกรณ์เซนเซอร์ต่างๆถูกส่งเข้าไปยังคอมพิวเตอร์ ตัวควบคุมที่เราได้ออกแบบไว้แล้วจะถูกเปลี่ยนให้เป็นโปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่ติดตั้ง อยู่บนตัวคิจิตอลคอมพิวเตอรืดังกล่าว โดยมีสัญญาณอ้างอิง $r(t)$ อาจ จะสร้างขึ้นในรูปแบบของโปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่ติดตั้งอยู่บนตัวคอมพิวเตอร์ หรืออาจเป็นสัญญาณแบบเวลาต่อเนื่องที่อยู่ภายนอกคอมพิวเตอร์ ดังนั้นก็จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์แปลงสัญญาณแบบอนาล็อกเป็นแบบคิจิตอล ในการนำสัญญาณนั้นเข้ามาในคอมพิวเตอร์ ทำนองเดียวกันการสุ่มค่าสัญญาณก็จะมีนาฬิกาเป็นตัวกำหนดคาบเวลา T ในการสุ่มค่าสัญญาณ การกำหนดคาบเวลาในการสุ่มเป็นเรื่องสำคัญในการออกแบบระบบควบคุมแบบคิจิตอล ซึ่งจะกล่าวต่อไป สัญญาณ $u(t)$ คือ สัญญาณควบคุมที่ใช้ในการควบคุมระบบ สัญญาณนี้คำนวณได้จากตัวควบคุมที่ติดตั้งอยู่ในตัวคอมพิวเตอร์ หรือ $u(kT)$ สัญญาณที่คำนวณได้จากตัวควบคุมแบบคิจิตอล จะเป็นสัญญาณแบบเวลาที่ต่อเนื่องหรือคำนวณ ณ เวลาที่มีการสุ่มวัด ดังนั้นถ้าจะนำสัญญาณดังกล่าวไปควบคุมระบบ ก็จำเป็นต้องส่งสัญญาณควบคุมดังกล่าวออกจากคิจิตอลคอมพิวเตอรืไปยังระบบที่ต้องการจะควบคุม แต่เนื่องจากระบบที่ต้องการควบคุมมีการทำงานในรูปแบบของเวลาต่อเนื่อง ดังนั้น จึงจำเป็นต้องมีอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณแบบคิจิตอลให้เป็นสัญญาณแบบอนาล็อก (Digital to Analog converter : D/A converter) ก่อนที่จะส่งเข้าสู่ระบบที่ต้องการจะควบคุม และอุปกรณ์ดังกล่าวนี้จะทำหน้าที่คงค่า (hold) สัญญาณในช่วงคาบเวลาการสุ่ม การคงค่าสัญญาณมีด้วยกันหลายแบบ เช่น การคงค่าตลอดในช่วงคาบเวลาการสุ่ม (Zero order hold) หรือคงค่าแบบลำดับหนึ่ง (First order hold) เป็นต้น การคงค่าคงที่ตลอดในช่วงคาบเวลาการสุ่มนิยมใช้กันมากกว่า โดยเฉพาะเมื่อคาบเวลาของการสุ่มที่ใช้ยาวนานหรืออัตราการสุ่มที่ช้า

จากแผนภาพในรูปที่ 2.13 สัญญาณ $w(t)$ และสัญญาณ $v(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนในรูปแบบต่างๆ โดยสัญญาณรบกวน $w(t)$ ที่เป็นสัญญาณรบกวนในตัวระบบที่ต้องการควบคุม ซึ่งอาจจะเกิดจากความผิดพลาดในการจำลองการทำงานของระบบ เช่น ความผิด ภาระงานที่เปลี่ยนแปลงตลอดเวลาเมื่อมีการเคลื่อนที่ของระบบ เป็นต้น สัญญาณรบกวน $v(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากการวัดหรือเกิดจากอุปกรณ์เซนเซอร์ แต่อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่ตัวระบบที่ต้องการควบคุม นั้น โดยปกติแล้วระบบควบคุมแบบวงรอบปิด (closed-loop control) จะมีบทบาทในการช่วยลดผลกระทบอันจะเกิดจากสัญญาณดังกล่าวได้ค่อนข้างดีอยู่แล้ว ระบบที่มีความสามารถในการควบคุมความเปลี่ยนแปลงดังกล่าวได้ดีเราจะเรียกระบบดังกล่าวว่าเป็นระบบที่มีความคงทน (robustness) และมีความเกี่ยวข้องกับความไวของระบบ (sensitivity) เราได้กล่าวถึงการหาความไวของระบบควบคุม ซึ่งจะเป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์ความคงทนของตัวควบคุมที่ใช้ในระบบควบคุมรวม ในการศึกษาระบบควบคุมขั้นสูง ซึ่งเราสามารถศึกษาความคงทนของตัวควบคุมได้

โดยที่ $r(t)$ เป็น สัญญาณอ้างอิง (reference or command inputs)

$u(t)$ เป็น สัญญาณควบคุม (control of actuator input signal)

$y(t)$ เป็น สัญญาณเอาต์พุตจากระบบ (controlled or output signal) หรือสัญญาณที่จะถูกวัดเพื่อส่งต่อไปให้กับตัวคอมพิวเตอร์ที่ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของระบบ

T เป็น คาบเวลาที่ใช้ในการสุ่มตัวอย่างสัญญาณข้อมูล โดยที่, $t = (kT)$

$y^*(kT)$ เป็น สัญญาณจากอุปกรณ์เซนเซอร์ต่างๆที่วัดได้ และส่งต่อเข้าไปยังคอมพิวเตอร์

$e^*(kT)$ เป็น สัญญาณค่าผิดพลาดที่ได้จาก $r(kT) - y^*(kT)$ หรือสัญญาณความผิดพลาดชี้เฉพาะ (indicated error)

$e(t)$ เป็น สัญญาณค่าผิดพลาดที่ได้จาก $r(t) - y(t)$ หรือ ความผิดพลาดของระบบ

$w(t)$ เป็น สัญญาณรบกวนในระบบ (Noise or disturbance to the plant)

$v(t)$ เป็น สัญญาณรบกวนที่อุปกรณ์เซนเซอร์ (disturbance or noise in the sensor)

A/D เป็น อุปกรณ์แปลงสัญญาณอนาล็อก หรือ สัญญาณแบบเวลาต่อเนื่อง ให้ไปเป็นสัญญาณดิจิทัล หรือ สัญญาณแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (Analog to Digital converter)

D/A เป็น อุปกรณ์แปลงสัญญาณดิจิทัล หรือ สัญญาณแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง ให้ไปเป็นสัญญาณอนาล็อก หรือ สัญญาณแบบเวลาต่อเนื่อง (Digital to Analog Converter)

เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแบบเวลาต่อเนื่องและสัญญาณที่ได้จากการสุ่มตัวอย่างข้อมูลโดยมีคาบเวลาในการสุ่ม T ได้ดังนี้ คือ

$$y^*(t) = \delta_T(t)y(t) \quad (2.3)$$

โดยที่ $\delta_T(t)$ สามารถเขียนได้ ดังนี้

$$\delta_T(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \delta(t - Kt) \quad (2.4)$$

หรือเราสามารถเขียนในรูปแบบของสมการอินทิกรัลการประสาน (convolution integral)

$$y^*(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r(t)\delta(t - Kt) \quad (2.5)$$

2.4 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบและฟังก์ชันถ่ายโอน

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบและฟังก์ชันถ่ายโอนนั้นมีอยู่ 3 ส่วนหลักที่เป็นตัวแปรของระบบ โดย y คือค่าสัญญาณควบคุมที่วัดได้ทางด้านเอาต์พุตของกระบวนการ u คือค่าสัญญาณควบคุมที่วัดได้ทางด้านอินพุตของกระบวนการ และ e คือสัญญาณรบกวน (Noise) หรือความไม่แน่นอนบนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของกระบวนการ

2.4.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์พื้นฐานแบบต่างๆ

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์พื้นฐานแบบต่างๆที่นำมาใช้กับกระบวนการ ระบบควบคุมแบบปรับตัวได้นั้น สามารถแบ่งแยกออกได้เป็นประเภทต่างๆดังต่อไปนี้

2.4.1.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบเออาร์ (AR Model)

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบเออาร์ มีชื่อเรียกเต็มเป็นภาษาอังกฤษว่า “Auto regressive Model” หรือเรียกย่อๆว่า AR Model

$$y(k) + a_1y(k-1) + a_2y(k-2) + \dots + a_ny(k-n) = e(k) \quad (2.6)$$

ในที่นี้

a_1, \dots, a_n คือพารามิเตอร์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของกระบวนการ

- $y(k)$ คือค่าสัญญาณที่วัดได้ทางเอาต์พุตของกระบวนการ ณ.ที่เวลาช่วงขณะ k ใดๆ
- และให้ $y(k-n), y(k-n+1), \dots, y(k-1)$ คือขบวนลำดับสัญญาณที่วัดได้ทางเอาต์พุตของกระบวนการที่เป็นแบบเวลาช่วงขณะที่ผ่านไปในอดีต เริ่มตั้งแต่ที่เวลา $(k-n)$ เรื่อยไปจนถึง ช่วงเวลาที่เพิ่งผ่านล่าสุด $(k-1)$ โดยให้ n เป็นเลขจำนวนเต็มที่มีค่าตั้งแต่ $1, 2, \dots, n$
- $e(k)$ คือสัญญาณรบกวนหรือการรบกวนในกระบวนการ (Noise or disturbance) ซึ่งมีการบันทึกจัดเก็บสัญญาณค่าผิดพลาดที่วัดได้จากกระบวนการ แต่จะไม่มีการบันทึกจัดเก็บสัญญาณข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับการกระทำของสัญญาณรบกวนบนกระบวนการและความผิดพลาดของการจำลองกระบวนการ

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของกระบวนการดังสมการที่ (2.5) สามารถอธิบายและแสดงได้ด้วยสมการดังต่อไปนี้

$$A(q^{-1})y(k) = e(k) \quad (2.7)$$

ในที่นี้
$$A(q^{-1}) = 1 + a_1(q^{-1}) + a_2(q^{-2}) + \dots + a_n(q^{-n}). \quad (2.8)$$

โดยให้ (q^{-1}) เป็นตัวดำเนินการชนิดเลื่อนไปทางด้านหลัง (backward shift operator) ของหน่วยที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา

2.4.1.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบไอเออาร์ (IAR Model)

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบไอเออาร์ มีชื่อเรียกเต็มเป็นภาษาอังกฤษว่า “Integrated Auto regressive Model” หรือเรียกย่อๆว่า IAR Model

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบนี้ มีความคล้ายคลึงกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบเออาร์ ยกเว้นแต่โครงสร้างในส่วนการรวบรวมสัญญาณรบกวน (Integrated Noise Structure) แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบนี้สามารถแสดงได้ด้วยสมการดังต่อไปนี้

$$A(q^{-1})y(k) = e(k) / \Delta \quad (2.9)$$

และให้ Δ คือหน่วยของตัวดำเนินการชนิดผลต่างทางเวลา (The unit difference operator)

โดยมีค่า ; $\Delta = 1 - q^{-1}$

ดังนั้น
$$A(q^{-1})\Delta y(k) = e(k)$$

นั่นคือ
$$\Delta y(k) + a_1\Delta y(k-1) + a_2\Delta y(k-2) + \dots + a_n\Delta y(k-n) = e(k) \quad (2.10)$$

ในที่นี้
$$\Delta y(k) = y(k) - y(k-1)$$

2.4.1.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบเออาร์เอ็มเอ (ARMA Model)

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบเออาร์เอ็มเอ มีชื่อเรียกเต็มเป็นภาษาอังกฤษว่า “Auto regressive Moving Average Model” หรือเรียกย่อๆว่า ARMA Model

ในที่นี้สัญญาณรบกวน ถูกแทนด้วยส่วนขยายเพิ่มของขบวนการลำดับข้อมูล

$$A(q^{-1})y(k) = C(q^{-1})e(k) \quad (2.11)$$

ในที่นี้
$$C(q^{-1}) = 1 + c_1(q^{-1}) + c_2(q^{-2}) + \dots + c_r(q^{-r})$$

และให้ $C(q^{-1})$ เป็นค่าโพลีโนเมียลที่เสถียรคงที่

ดังนั้นสมการที่ (2.11) ทำการกำหนดให้และเขียนขยายได้เป็น

$$\begin{aligned} y(k) + a_1y(k-1) + a_2y(k-2) + \dots + a_ny(k-n) \\ = e(k) + c_1e(k-1) + c_2e(k-2) + \dots + c_re(k-r) \end{aligned} \quad (2.12)$$

ในที่นี้การประมาณค่าของพารามิเตอร์นั้น มีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องทราบค่าของ $e(k-1), e(k-2), \dots, e(k-r)$ ซึ่งสำหรับค่าดังกล่าวที่ประมาณได้แล้ว ค่าใดค่าหนึ่งอาจจะต้องถูกนำมาใช้ ตัวอย่างที่แสดงให้เห็นสำหรับการประมาณค่าของสัญญาณรบกวน ทำได้ดังนี้

ทำตามจากสมการที่ (2.11)
$$y(k) = (1 - A(q^{-1}))y(k) + C(q^{-1})e(k)$$

ดังนั้นการประมาณค่า $\hat{y}(k|k-1)$ สามารถแสดงและเขียนขยายได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \hat{y}(k|k-1) = & -\hat{a}_1 y(k-1) - \hat{a}_2 y(k-2) - \dots - \hat{a}_n y(k-n-1) \\ & + \hat{c}_1 e(k-1) + \hat{c}_2 e(k-2) + \dots + \hat{c}_r e(k-r) \end{aligned} \quad (2.13)$$

และในที่นี้ \hat{a}_1, \hat{c}_1 คือค่าพารามิเตอร์ที่ถูกประมาณ และการประมาณค่าของ $e(k)$ นั้นกำหนดให้โดย $\hat{e}(k) = y(k) - \hat{y}(k|k-1)$ สำหรับค่าเริ่มต้นของ e อาจจะสามารถให้มีค่าเป็น ศูนย์ (Zero)

2.4.1.4 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบเออาร์ไอเอ็มเอ (ARIMA Model)

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบเออาร์ไอเอ็มเอ มีชื่อเรียกเต็มเป็นภาษาอังกฤษว่า “Auto regressive Integrated Moving Average Model “ หรือเรียกย่อๆว่า ARIMA Model

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบนี้มีความคล้ายคลึงกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบไอเออาร์ ในสมการแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ สมการที่ (2.9) ในที่นี้โครงสร้างของการรวมสัญญาณรบกวน (Integrated Noise Structure) สามารถพิจารณาได้โดย

$$A(q^{-1})y(k) = \frac{C(q^{-1})e(k)}{\Delta} \quad (2.14)$$

และนั่นก็คือ

$$\begin{aligned} \Delta y(k) + a_1 \Delta y(k-1) + a_2 \Delta y(k-2) + \dots + a_n \Delta y(k-n) \\ = e(k) + c_1 e(k-1) + c_2 e(k-2) + \dots + c_r e(k-r) \end{aligned} \quad (2.15)$$

2.4.1.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มเอ (CARMA Model)

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มเอ มีชื่อเรียกเต็มเป็นภาษาอังกฤษว่า “Controlled Auto regressive Moving Average Model” หรือเรียกย่อๆว่า CARMA Model ซึ่งมีความคล้ายคลึงกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบเออาร์เอ็มเอ แต่มีการเพิ่มตัวแปรสัญญาณอินพุตให้รวมเข้าด้วยกัน

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})u(k-d) + C(q^{-1})e(k) \quad (2.16)$$

โดยในที่นี้

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2} + \dots + a_n q^{-n} ;$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + b_2 q^{-2} + \dots + b_n q^{-n} ;$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + c_2 q^{-2} + \dots + c_n q^{-n} ;$$

กำหนดให้ $e(k)$ คือสัญญาณรบกวนหรือการรบกวนในกระบวนการ (Noise or disturbance) และแทนความไม่แน่นอนของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

$C(q^{-1})$ สมมุติให้เป็นค่าโพลีโนเมียลที่เสถียรคงที่

d คือค่าเวลาที่ถูกระหว่างสัญญาณอินพุตของกระบวนการ u และสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ y และถ้ามีการเปลี่ยนแปลงที่สัญญาณอินพุต u ก็จะเป็นผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่สัญญาณเอาต์พุต y ภายหลังจากที่ช่วงขึ้นของเวลา d ผ่านไปครบช่วงเวลาหนึ่ง

ซึ่งแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มเอ (CARMA Model) และแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบ เออาร์เอ็มเอเอ็กซ์ ที่มีชื่อเรียกเต็มเป็นภาษาอังกฤษว่า “Auto regressive Moving Average Model with Exogenous” หรือเรียกย่อๆว่า ARMAX Model ก็คือแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ชนิดที่เหมือนกันนั่นเอง

2.4.1.6 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์ไอเอ็มเอ (CARIMA Model)

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบ ซีเออาร์ไอเอ็มเอ มีชื่อเรียกเต็มเป็นภาษาอังกฤษว่า “Controlled Auto regressive Integrated Moving Average Model) ” หรือเรียกย่อๆว่า CARIMA Model แบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบนี้มีความคล้ายคลึงกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบ ARIMA แต่มีการเพิ่มในส่วนของสัญญาณตัวแปรทางด้านอินพุตที่เกิดจากภายนอก และนำมารวมกันเข้ากับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบนี้

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})u(k-d) + \frac{C(q^{-1})e(k)}{\Delta} \quad (2.17)$$

เช่นเดียวกันแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบ ซีเออาร์ไอเอ็มเอ (CARIMA Model) มีโครงสร้างของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เหมือนกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบ เออาร์ไอเอ็มเอเอ็กซ์ ที่มีชื่อเรียกเต็มเป็นภาษาอังกฤษว่า “Auto regressive Integrated Moving Average Model with Exogenous Input ” หรือเรียกย่อๆว่า ARIMAX Model ซึ่งก็เป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบเดียวกันนั่นเอง ในกรณีของการแทนระบบจริงด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบ ซีเออาร์ไอเอ็มเอ ของกระบวนการด้วยสมการแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ (2.17) จะได้

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})u(k-1) + \frac{C(q^{-1})e(k)}{\Delta} \quad (2.18)$$

ในที่นี้ $e(k)$ เป็นขบวนการลำดับสัญญาณรบกวนชนิดสุ่มแบบที่ไม่มีสหสัมพันธ์ (Uncorrelation)
 Δ คือหน่วยของตัวดำเนินการชนิดผลต่างทางเวลา (The unit difference operator)
 โดยมีค่า ; $\Delta = 1 - q^{-1}$

และให้ $(e(k)/\Delta)$ เป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของสัญญาณรบกวนที่มีการเปลี่ยนแปลงหรือไม่หยุดนิ่ง (Non stationary Noise) และค่าเวลาที่ถูกระหวัดระหว่างสัญญาณอินพุต และสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งสมมุติให้มีค่าน้อยเป็น 1

2.4.2 โครงสร้างแบบจำลองและการเตรียมประมวลผลของข้อมูลบนกระบวนการ

การแสดงผลการประมาณค่าของพารามิเตอร์ และแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความถูกต้องหรือมีเหตุผลที่สามารถนำมาใช้ได้ นั้น เป็นหัวข้อหลักที่จะต้องพิจารณาเป็นอันดับแรก ซึ่งจะมีอิทธิพลต่อการเลือกใช้โครงสร้างของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เพราะความปรารถนาที่ต้องการให้การประมาณค่ามีความถูกต้องที่สุด นอกจากนี้ขั้นตอนวิธีดำเนินการในการประมาณค่านั้นง่ายไม่ยุ่งยาก สำหรับในที่นี้สิ่งหนึ่งที่เป็นความต้องการพื้นฐานนั้นก็คือ สัญญาณรบกวน ที่ควรจะเป็นแบบไม่มีสหสัมพันธ์ (Uncorrelation) กับข้อมูล อนึ่ง การทำงานที่ถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในช่วงเวลายาวนาน ต้องการของสัญญาณข้อมูลที่คงที่ไม่มีเปลี่ยนแปลง

ความเหมาะสมในการเตรียมประมวลผลของข้อมูลในเบื้องต้นสามารถช่วยการดำเนินการในการประมาณค่าและให้ความมั่นใจในความสมเหตุสมผลของการประมาณค่า แนวทางวิธีการทั่วไปที่ใช้กันส่วนใหญ่สำหรับการเตรียมกระบวนการเบื้องต้นนั้นมีความแตกต่างกัน

ผลต่างทางเวลาสำหรับสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ $y(k)$ นั้นมีดังนี้

- 1) ผลต่างทางเวลาในหนึ่งหน่วยขั้นเวลา (unit time-step) เช่น $z(k) = y(k) - y(k-1)$
- 2) ผลต่างของคาบเวลา เช่น $x(k) = y(k) - y(k-p)$

ในที่นี้ $z(k)$ เป็นผลต่างทางเวลาแบบเวลาชั่วขณะในหนึ่งหน่วยขั้นเวลา (Unit time step difference) ของสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ
 $y(k)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุตแบบเวลาชั่วขณะของกระบวนการ ที่เวลาปัจจุบัน
 $y(k-1)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุตแบบเวลาชั่วขณะของกระบวนการ ของช่วงเวลาที่ผ่านไปครั้งล่าสุด
 $x(k)$ เป็นผลต่างของคาบเวลา (Periodic difference)
 $y(k-p)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุตแบบเวลาชั่วขณะของกระบวนการ ของช่วงเวลาที่ผ่านไปแล้วในอดีต เป็นเวลาที่ความยาว p คาบเวลา
 p คือ ความยาวของคาบเวลา

2.4.3 การประมาณค่าและกระบวนการสัญญาณรบกวน

การอธิบายคุณลักษณะที่เหมาะสมของสัญญาณรบกวนนั้นมีความสำคัญกับการพิจารณาในการประมาณค่าพารามิเตอร์ โครงสร้างของสัญญาณรบกวนที่สมมติขึ้นต้องทำให้เหมาะสมกับวิธีการประมาณค่า หากใช้วิธีการที่ไม่เหมาะสมในการประมาณค่าอาจทำให้ได้ผลที่ไม่สมบูรณ์ บนความสะดวกและข้อสมมติที่มีการยอมรับนิยมใช้กันอย่างกว้างขวางทั่วไปนั่นก็คือ “สัญญาณรบกวนขาว” (White noise) ดังตัวอย่างในการประมาณค่าพารามิเตอร์ของวิธีการกำลังสองน้อยที่สุด (Least square method) ที่จะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป ซึ่งก็เป็นหนึ่งในวิธีการประมาณค่าพารามิเตอร์ที่ง่ายที่สุดและสามารถใช้ในการหาการประมาณค่าเหมาะสมที่สุดด้วย

ในชีวิตจริง สัญญาณรบกวน (noise) คือ แสงสีขาวที่เบาบางและมีการแพร่กระจายแบบเกาส์เซียน เพราะฉะนั้นแบบจำลองจึงควรมีแบบรูปลักษณะที่รองรับและสะดวกต่อโครงสร้างของสัญญาณรบกวน ซึ่งโครงสร้างเบ็ดเสร็จของสัญญาณรบกวนนั้น พิจารณาได้ในกรณีของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบไอเออาร์, เออาร์ ไอ เอ็มเอ และ เออาร์ ไอ เอ็มเอ เอ็กซ์ ที่กำหนดให้ $(e(k)/\Delta)$ นั้นเปรียบเสมือนเป็นแหล่งกำเนิดของส่วนโครงสร้างดังกล่าว และความแตกต่างที่ปรากฏบนสัญญาณข้อมูลกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เหล่านี้ เป็นผลให้สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นกลายมาเป็นชนิดที่ไม่มีสหสัมพันธ์ (Uncorrelation) กับสัญญาณข้อมูล

พิจารณาคคุณลักษณะของสัญญาณข้อมูลจากสิ่งที่ปรากฏและบรรจุอยู่ในความถี่ของสัญญาณสำหรับทุกๆกระบวนการ ต้องการให้ความถี่และองค์ประกอบของสัญญาณข้อมูลที่ปรากฏบนกระบวนการนั้น อยู่ในย่านความถี่ของสัญญาณที่มีความเหมาะสมและแน่นอนสำหรับการใช้งาน โดยองค์ประกอบของสัญญาณความถี่ที่มีค่าต่ำมากนั้น ให้การตอบสนองที่ดีกับระบบกระบวนการที่มีโครงสร้างองค์ประกอบแบบความถี่ที่เป็นศูนย์ (เปรียบเทียบได้กับไฟฟ้ากระแสตรง) หรือมีค่าเฉลี่ยความถี่ที่เป็นศูนย์ และแนวโน้มขององค์ประกอบที่ปรากฏในสัญญาณข้อมูลเนื่องจากการแปรผันทางขนาด (Magnitude) ขององค์ประกอบสัญญาณดังกล่าวนั้นมีค่าน้อย ทำให้การประมาณค่าของพารามิเตอร์ที่เหมาะสมนั้นเป็นสิ่งที่ยาก เพราะฉะนั้นเราควรที่จะทำการเลือกกระบวนการรูปลักษณะของแบบจำลอง ที่ไม่ให้ปรากฏองค์ประกอบของสัญญาณความถี่ต่ำ ปัญหานี้สามารถแก้ไขปรับปรุงได้ด้วยการกรองผ่านชนิดความถี่สูงของสัญญาณข้อมูลก่อนทำการประมาณค่า

ในความเกี่ยวข้องกันนี้มีสิ่งสำคัญอยู่ 2 ประการที่ ถูกกำหนดไว้เพื่อพิจารณา ประการแรก คือ การรวมกลุ่มของสัญญาณรบกวนกับข้อมูลที่ประกอบด้วยส่วนประกอบที่เป็นสัญญาณความถี่สูง ยกตัวอย่างชนิดของสิ่งเหล่านั้นได้ สัญญาณยอดแหลม (spike) และสถานะของสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วในช่วงขาขึ้นและขาลง (sudden rise and fall signal) ประการที่สอง การกรองแบบความถี่สูงนั้น ทำให้มีการเน้นกับสัญญาณรบกวนที่มีความถี่สูง ดังนั้นในการจำลองแบบจากการวัดค่าสัญญาณข้อมูล ควรปฏิบัติตามขั้นตอนวิธีดำเนินการที่ต้องการ 3 ข้อดังต่อไปนี้

- 1) สัญญาณรบกวนหรือส่วนประกอบของความไม่แน่นอนของแบบจำลองควรจะเป็นแบบไม่มีสหสัมพันธ์ (Uncorrelation) กับข้อมูล
- 2) ควรจะหลีกเลี่ยงความต้องการที่จะประมาณค่ากับการรวมกลุ่มของพารามิเตอร์ที่มีส่วนประกอบความถี่ต่ำของข้อมูล
- 3) ตัวประมาณค่าควรมีการป้องกันผลจากการรวมกันของสัญญาณรบกวนกับสัญญาณข้อมูล

2.5 ตัวควบคุมแบบคาดการณ์ทั่วไปแบบ GPC

วิธีการควบคุมแบบใช้การคาดการณ์ล่วงหน้าได้มีการริเริ่มใน ค.ศ.1978 หลังจากนั้นได้มีการเสนอตัวควบคุมในแนวทางดังกล่าวตามมาเช่น DMC (Dynamic Matrix Control), EPSAC (Extended Predictive Self-Adaptive Control) และ GPC (Generalize Predictive Control) เป็นต้น วิธีการควบคุมแบบคาดการณ์ล่วงหน้าแบบ GPC นั้นสามารถใช้ควบคุมกระบวนการที่มีเวลาประวิงยาวหรือกระบวนการที่มีความหน่วงต่ำได้เป็นอย่างดี จึงเริ่มเข้ามามีบทบาทในงานควบคุมกระบวนการมากขึ้น ทำให้มีการศึกษาค้นคว้าและพัฒนาไปในแนวทางต่างๆอย่างกว้างขวาง

2.5.1 แนวคิดของตัวควบคุมแบบ GPC

หลักการของตัวควบคุมแบบ GPC ก็เป็นเช่นเดียวกับตัวควบคุมแบบคาดการณ์ล่วงหน้าชนิดอื่นๆ คือคำนวณหาสัญญาณควบคุมที่ทำให้คอสต์ฟังก์ชันที่กำหนดมีค่าน้อยที่สุดในแต่ละครั้งของการสุ่มค่า การทำงานของตัวควบคุมแบบคาดการณ์ล่วงหน้านี้มีลักษณะที่คล้ายกับการควบคุมแบบเหมาะสมที่สุด (Optimal Control) คือเป็นการหาสัญญาณควบคุมที่ทำให้ค่าคอสต์ฟังก์ชันในช่วงที่กำหนด (Horizon) มีค่าน้อยที่สุดซึ่งช่วงที่กำหนดนั้นเป็น ช่วงของเวลาในอนาคต ข้อแตกต่างระหว่างตัวควบคุมแบบคาดการณ์ล่วงหน้ากับตัวควบคุมแบบเหมาะสมที่สุด คือในการควบคุมแบบคาดการณ์ล่วงหน้าจะนำสัญญาณควบคุมค่าแรกที่สามารถคำนวณได้ไปใช้งานและทำการคำนวณหาสัญญาณควบคุมใหม่ทุกครั้งของการสุ่ม ซึ่งการทำงานของตัวควบคุมแบบคาดการณ์ล่วงหน้าลักษณะนี้เรียกว่า Receding Horizon [2]

แนวคิดของตัวควบคุมแบบ GPC ที่ต่างไปจากตัวควบคุมแบบคาดการณ์ล่วงหน้าแบบอื่นๆ คือ การกำหนดแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ และการกำหนดคอสต์ฟังก์ชันทั้งนี้เพราะการออกแบบตัวควบคุมแบบคาดการณ์ล่วงหน้า นั้น เป็นวิธีการที่ต้องใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของกระบวนการในการออกแบบการควบคุมอย่างชัดเจน ดังนั้นการกำหนดแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของกระบวนการในรูปแบบที่ต่างกัน จะทำให้ได้ตัวควบคุมที่มีลักษณะการทำงานต่างกัน

2.5.2 การสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบ GPC

กระบวนการการสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบ GPC นั้นประกอบด้วยขั้นตอนหลักๆสามขั้นตอน เช่นเดียวกับการสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบคาดการณ์ล่วงหน้าทุกๆไปแบบอื่นๆ คือ

1. ขั้นแรกสร้างสมการคาดการณ์ (i-step ahead predictor) ขั้นตอนนี้ถือได้ว่าเป็นขั้นตอนที่สำคัญที่สุดในการสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบคาดการณ์ล่วงหน้า ทั้งนี้เพราะสมการที่คำนวณได้ในขั้นตอนนี้มีผลต่อโดยตรงต่อลักษณะการทำงานของตัวควบคุมที่สังเคราะห์ขึ้น
2. ขั้นที่สองกำหนด คอส์ทฟังก์ชันเป็นการกำหนดรูปแบบของคอส์ทฟังก์ชันและช่วงของการคาดการณ์ (Prediction Horizon) เพื่อใช้เป็นเกณฑ์ในการคำนวณหาชุดของสัญญาณควบคุม
3. ขั้นสุดท้ายคำนวณหาสัญญาณควบคุม เป็นการคำนวณหาสัญญาณควบคุมที่ทำให้ค่าคอส์ทฟังก์ชันที่กำหนดไว้ในขั้นที่สองมีค่าน้อยที่สุด ซึ่งในขั้นตอนนี้เราจะได้ชุดของสัญญาณควบคุมออกมา โดยอาศัยหลักการของ Receding Horizon เราจะทำการเลือกสัญญาณควบคุมตัวแรกในชุดของสัญญาณที่คำนวณได้มากำหนดเป็นสัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมในแต่ละครั้งของการสุ่ม

2.5.2.1. การสร้างสมการคาดการณ์

จุดประสงค์ของการสร้างสมการคาดการณ์นั้นก็เพื่อใช้ในการประมาณค่าของสัญญาณที่เอาต์พุต (Output) ของกระบวนการในอนาคตที่เวลา $k+i$ เมื่อ k เป็นเวลาปัจจุบัน ซึ่งค่าของสัญญาณเอาต์พุตในอนาคต $y(k+i)$ นั้นขึ้นอยู่กับชุดของสัญญาณควบคุม $u(k)$ ตั้งแต่ที่เวลาปัจจุบัน k ถึงที่เวลา $k+i$ ส่วนข้อมูลอื่นทั้งหมดที่นอกเหนือจากชุดสัญญาณควบคุม ก็คือสัญญาณรบกวน $\phi(k)$ ตั้งแต่ที่เวลาปัจจุบัน k ถึงที่เวลา $k+i$ และแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของกระบวนการ ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$y(k+i) = f(\hat{H}, \bar{u}, \bar{\phi}) \quad (2.19)$$

โดยที่ \hat{H} เป็น แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของกระบวนการ
 \bar{u} เป็น ชุดของสัญญาณควบคุม
 และจะอยู่ในรูป $u(k) \ u(k+1) \dots \dots \dots u(k+i)$
 $\bar{\phi}(k)$ เป็น สัญญาณรบกวนหรือการรบกวนในกระบวนการ (Noise or disturbance)

และ $\bar{\phi} = (\phi(k) \ \phi(k+1) \dots \dots \dots \phi(k+i))$

f เป็น ฟังก์ชันที่เหมาะสม
 $y(k+i)$ เป็น ค่าของสัญญาณเอาต์พุตในอนาคตที่เวลา $k+i$

ในวิธีการของ GPC นั้นกำหนดให้กระบวนการมีแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เป็นแบบ เออาร์ไอ เอ็ม เอเอ็กซ์ (ARIMAX Model) หรือซีเออาร์ไอเอ็มเอ (CARIMA Model) ซึ่งมีสมการเป็นดังนี้

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k-1) + \left(\frac{C(q^{-1})e(k)}{\Delta} \right) \quad (2.20)$$

โดยที่ $u(k-1)$ เป็น สัญญาณอินพุตของกระบวนการ
 $y(k)$ เป็น สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ
 $e(k)$ เป็น สัญญาณรบกวน (Noise)
 d เป็น ค่าเวลาประวิงของกระบวนการ
 Δ เป็น ตัวดำเนินการชนิดผลต่างทางเวลา โดยมีค่า $= 1 - q^{-1}$
 A, B, C เป็น โพลีโนเมียล ในรูปของตัวดำเนินการชนิดเลื่อนไปทางด้านหลัง (backward shift operator) ทั้งนี้จะอยู่ในรูป

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + \dots + a_{nA}q^{-nA}$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_{nB}q^{-nB}$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + c_2q^{-2} + \dots + c_{nC}q^{-nC}$$

ซึ่งจากสมการที่ (2.20) เราสามารถทำการสร้างสมการคาดการณ์ เพื่อประมาณค่าของสัญญาณเอาต์พุต $y(k)$ ที่เวลา $(k+i)$ ได้โดยการใช้สมการไดโอแฟนทีน (Diophantine Equation) ดังนี้

$$C(q^{-1}) = E_i(q^{-1})\Delta A(q^{-1}) + q^{-i}F_i(q^{-1}) \quad (2.21)$$

โดยที่ E_i, F_i เป็น โพลีโนเมียลที่มีลักษณะเฉพาะ กำหนดโดยสมการไดโอแฟนทีน ทั้งนี้จะอยู่ในรูป

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + c_2q^{-2} + \dots + c_nq^{-n}$$

$$E_i(q^{-1}) = 1 + e_{i1}q^{-1} + e_{i2}q^{-2} + \dots + e_{i-1}q^{-i+1}$$

$$F_i(q^{-1}) = f_{i0} + f_{i1}q^{-1} + f_{i2}q^{-2} + \dots + f_{i-1}q^{-i+1}$$

เมื่อเราคูณสมการที่ (2.20) ด้วย $E_i\Delta q^i$ จะได้ว่า

$$E_i\Delta A_i(q^{-1})y(k+i) = E_i\Delta Bu(k+i-1-d) + E_iC(q^{-1})e(k+i)$$

จากสมการที่ (2.21) จะได้ว่า

$$(C(q^{-1}) - q^{-i}F_i(q^{-1}))y(k+i) = E_i\Delta Bu(k+i-1-d) + E_iC(q^{-1})e(k+i)$$

$$C(q^{-1})y(k+i) = E_i\Delta Bu(k+i-1-d) + E_iC(q^{-1})e(k+i) + F_i(q^{-1})y(k)$$

เนื่องจากเราไม่สามารถคาดการณ์ค่าของ $e(k+i)$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$C(q^{-1})\hat{y}(k+i) = E_i\Delta Bu(k+i-1-d) + F_i(q^{-1})y(k) \quad (2.22)$$

นั่นคือ เราจะได้สมการคาดการณ์เป็นดังนี้

$$\hat{y}(k+i) = \frac{q^{-d}B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(k-1+i) + \frac{F_i}{C} \left[y(k) - q^{-d} \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(k-1) \right] \quad (2.23)$$

จากสมการที่ (2.23) จะเห็นว่าเมื่อเรารู้ค่าของชุดสัญญาณ $u(k+i-1)$ เราสามารถที่จะประมาณค่าของสัญญาณ $y(k)$ ที่เวลาในอนาคต $(k+i)$ ได้ แต่ปัญหาที่เกิดขึ้นในการคาดการณ์สัญญาณ $y(k+i)$ คือความผิดพลาดของการคาดการณ์ (error prediction) ซึ่งเกิดจากความคลาดเคลื่อนของแบบจำลองคณิตศาสตร์ของกระบวนการและสัญญาณรบกวน เราไม่สามารถหลีกเลี่ยงปัญหาเหล่านี้ได้ แต่ในวิธีการของ GPC นั้นเราสามารถปรับระดับของผลกระทบที่เกิดจากความคลาดเคลื่อนของกระบวนการและสัญญาณรบกวน โดยการเปลี่ยนแปลงค่าราก (root) ของโพลีโนเมียล $C(q^{-1})$ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้ จากสมการที่ (2.20) เราสามารถเขียนได้ว่า

$$y(k) = \frac{q^{-d}B}{A}u(k-1) + \frac{C}{D}e(k) \quad (2.24)$$

โดยที่
$$D = \Delta A(q^{-1})$$

ในการพิสูจน์นี้จะขอละตัวดำเนินการชนิดเลื่อนถอยหลังไว้ เพื่อความสะดวกในการอธิบาย กำหนดให้โพลีโนเมียล $\hat{A}, \hat{B}, \hat{C}$ และ \hat{D} เป็นโพลีโนเมียลที่เราคำนวณไว้ ซึ่งไม่ตรงกับค่าของโพลีโนเมียลจริงในสมการที่ (2.24) ดังนั้นจากสมการคาดการณ์ในสมการที่ (2.23) จะได้ว่า

$$\hat{y}(k+i) = \frac{q^{-d} \hat{B}}{\hat{A}} u(k+i-1) + \frac{F_i}{\hat{C}} \left[y(k) - \hat{y}(k) \right] \quad (2.25)$$

เมื่อ
$$\hat{C}(q^{-1}) = E_i(q^{-1}) \Delta \hat{A}(q^{-1}) + q^{-i} F_i(q^{-1})$$

$$\hat{y}(k) = \frac{q^{-d} \hat{B}(q^{-1})}{\hat{A}(q^{-1})} u(k-1)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$\frac{\hat{B}}{\hat{A}} = \frac{\hat{B} \hat{D} E_i}{\hat{A} \hat{A} \hat{C}} + q^{-i} \frac{\hat{B} F_i}{\hat{A} \hat{A} \hat{C}}$$

$$\frac{\hat{B} F_i}{\hat{A} \hat{A} \hat{C}} = q^i \left[\frac{\hat{B}}{\hat{A}} - \frac{\hat{B} \hat{D} E_i}{\hat{A} \hat{A} \hat{C}} \right]$$

จากสมการที่ (2.25) เราจะได้ว่า

$$\hat{y}(k+i) = \frac{\hat{B} \hat{D} E_i}{\hat{A} \hat{A} \hat{C}} u(k+i-d-1) + \frac{F_i}{\hat{A} \hat{C}} y(k) \quad (2.26)$$

ซึ่งจากสมการที่ (2.24) เราสามารถเขียนสมการที่ (2.26) ใหม่ได้ว่า

$$\hat{y}(k+i) = y(k+i) + \frac{\hat{D} E_i}{\hat{C}} \left[\frac{q^{-d} \hat{B}}{\hat{A}} - \frac{q^{-d} \hat{B}}{\hat{A}} \right] u(k+i-1) - \frac{\hat{D} E_i}{\hat{C}} \frac{\hat{C}}{\hat{D}} e(k+i)$$

กำหนดให้ $e(k+i)$ เป็นค่าผิดพลาดของการคาดการณ์ ซึ่งกำหนดโดย

$$e(k+i) = y(k+i) - \hat{y}(k+i)$$

$$e(k+i) = \frac{\hat{D}E_i}{\hat{C}} \left[\left(\frac{q^{-d}B}{A} - \frac{q^{-d}\hat{B}}{\hat{A}} \right) u(k+i-1) + \frac{C}{D} e(k+i) \right] \quad (2.27)$$

จากสมการที่ (2.27) จะเห็นว่า ผลกระทบของความคลาดเคลื่อนของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของกระบวนการและสัญญาณรบกวนที่มีผลต่อการคาดการณ์ สามารถปรับได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่ารากของโพลีโนเมียล $\hat{C}(q^{-1})$ นอกจากนี้การที่ตัวควบคุมแบบ GPC กำหนดให้ $D = \Delta A(q^{-1})$ จึงทำให้กรณีที่สัญญาณรบกวนเป็นแบบขั้นบันได ไม่ทำให้เกิดการคาดการณ์ผิดพลาดขึ้นในสภาวะคงตัว (steady state) นั่นจึงทำให้ตัวควบคุมแบบ GPC สามารถจัดผลของสัญญาณรบกวนแบบขั้นบันไดได้

2.5.2.2 การกำหนดคอสต์ฟังก์ชัน

โดยทั่วไปแล้วในการออกแบบตัวควบคุมเช่น PID หรือตัวควบคุมแบบวางโพล (pole placement) นั้น ต้องมีการกำหนดค่าพารามิเตอร์ หรือตำแหน่งของโพล (pole) เพื่อให้ได้ ค่าพุ่งเกิน (overshoot) ค่าช่วงเวลาขึ้น (rise time) ค่าช่วงเวลาเข้าที่ (settling time) และ อัตราการแกว่ง (damping ratio) เป็นไปตามข้อกำหนด ซึ่งการกำหนดค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวนี้ทำได้ยาก เพราะความสัมพันธ์ระหว่างค่าพารามิเตอร์กับค่าของข้อกำหนดนั้นมีลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้นอย่างมาก ทำให้การหาคำตอบทำได้ยาก นอกจากนี้ในกรณีที่กระบวนการมีความซับซ้อนมาก การวิเคราะห์หาคำตอบเป็นสิ่งที่เป็นไปได้ เพื่อเป็นการแก้ปัญหาจึงทำให้เกิดการกำหนดคอสต์ฟังก์ชันขึ้น เพื่อใช้เป็นเครื่องมือในการปรับคุณลักษณะของการควบคุม ซึ่งตัวควบคุมแบบคาดการณ์ล่วงหน้าก็ได้ นำแนวคิดของการกำหนดคอสต์ฟังก์ชันมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมด้วยเช่นกัน ในช่วงแรกก่อนที่จะมีการเสนอวิธีการของ GPC นั้นตัวควบคุมที่อาศัยการคาดการณ์ล่วงหน้าในการทำงานที่รู้จักกันทั่วไป ได้แก่ตัวควบคุมแบบความแปรปรวนต่ำสุด (Minimum Variance) หรือเรียกสั้นๆว่า MV ที่เสนอโดย Astrom ซึ่งต่อมาตัวควบคุมแบบ MV นี้ได้กลายมาเป็นพื้นฐานที่สำคัญของตัวควบคุมแบบปรับตัวเอง (Self Tuning Regulator) ในภายหลัง ตัวควบคุมแบบ MV นี้สร้างโดยหลักการของการคำนวณหาสัญญาณควบคุม $u(k)$ ที่ทำให้คอสต์ฟังก์ชัน J มีค่าน้อยที่สุด ซึ่งคอสต์ฟังก์ชันหรือฟังก์ชันจุดประสงค์ มีรูปแบบเป็นดังนี้

$$J(u, k) = E \{ [y(k+L) - r(k+1)]^2 \} \quad (2.28)$$

โดยที่ J เป็นค่าคอส์ทฟังก์ชันน้อยที่สุดที่ต้องการหา
 $y(k)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ
 $r(k)$ เป็นสัญญาณอ้างอิง (reference signal)
 E เป็นค่าคาดหวัง (Expectation)

ตัวควบคุมแบบ MV จะทำการหาสัญญาณควบคุม $u(k)$ ที่เวลา k ที่ทำให้คอส์ทฟังก์ชันมีค่าน้อยที่สุดและที่เวลา $(k+1)$ ซึ่งจะทำให้การคำนวณหาสัญญาณควบคุมใหม่ด้วยหลักการนี้ ในทุกครั้งของการสุ่มสัญญาณ ปัญหาอย่างหนึ่งของการควบคุมด้วยวิธีนี้คือ สามารถใช้ได้กับกระบวนการที่เป็นกรณีเฟสต่ำสุด (Minimum phase) เท่านั้น ในกรณีของเฟสไม่ต่ำสุด (Non-minimum phase) นั้นสัญญาณควบคุมจะมีขนาดใหญ่มาก ทั้งนี้เพื่อทำให้ความแปรปรวน (Variance) ของสัญญาณเอาต์พุตให้มีค่าน้อยที่สุด ซึ่งจะนำไปสู่การสูญเสียของเสถียรภาพภายใน (internal stability) ได้แนวทางหนึ่งในการแก้ปัญหาที่ได้ถูกนำเสนอเพื่อปรับปรุงให้ตัวควบคุมแบบ MV สามารถใช้กับกระบวนการที่เป็นกรณีของเฟสไม่ต่ำสุด ได้ คือการปรับปรุงคอส์ทฟังก์ชันให้มีการรวมเอาสัญญาณควบคุมเข้าไปด้วย รูปแบบของคอส์ทฟังก์ชันที่ปรับปรุงใหม่เป็นดังนี้

$$J(u, k) = E \left\{ [y(k+1) - r(k+1)]^2 + \lambda u^2(k) \right\} \quad (2.29)$$

โดยที่ $y(k)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ
 $r(k)$ เป็นสัญญาณอ้างอิง (reference signal)
 $u(k)$ เป็นสัญญาณควบคุมที่เวลา k หรือสัญญาณอินพุตของกระบวนการ
 E เป็นค่าคาดหวัง (Expectation)
 λ เป็น สัญญาณควบคุมทางด้านเอาต์พุตที่มีการถ่วงน้ำหนัก
 (Control weighting factor or Control output weighting)

เราเรียกตัวควบคุมที่ปรับปรุงใหม่นี้ว่า ตัวควบคุมแบบที่มีความแปรปรวนต่ำสุดทั่วไป (Generalized Minimum Variance) หรือเรียกย่อๆว่า GMV ซึ่งผลของการปรับปรุงนี้ทำให้เสถียรภาพภายในของระบบดีขึ้นมาก แต่ยังคงประสบปัญหาในส่วนของการกำหนดค่า สัญญาณควบคุมทางด้านเอาต์พุตที่มีการถ่วงน้ำหนัก λ ที่เหมาะสมนั้นทำได้ยาก และในกรณีที่

กระบวนการเป็นชนิดศูนย์ (Type 0) นั้น การควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ GMV จะทำให้เกิดค่าผิดพลาดในสถานะคงตัว (steady state error) ขึ้น ซึ่งเพื่อเป็นการแก้ไขปัญหานี้ ทำให้มีการปรับปรุงรูปแบบของคอสต์ฟังก์ชันใหม่ โดยนำเอาส่วนเปลี่ยนแปลง (incremental) ของสัญญาณควบคุม ($\Delta u(k)$) เข้าไปรวมไว้ในคอสต์ฟังก์ชันแทนที่จะเป็นสัญญาณควบคุม ซึ่งทำให้ได้คอสต์ฟังก์ชันเป็นดังนี้

$$J(u, k) = E \{ [y(k+1) - r(k+1)]^2 + \lambda \Delta u^2(k) \} \quad (2.30)$$

โดยที่ $\Delta u(k)$ เป็นส่วนเปลี่ยนแปลงหรือผลต่างของสัญญาณควบคุม
และมีค่า $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$

ซึ่งการนำเอา $\Delta u(k)$ รวมไว้ในคอสต์ฟังก์ชัน ทำให้ปัญหาของการเกิดค่าผิดพลาดที่สถานะคงตัวในกรณีที่กระบวนการที่เป็น ชนิดศูนย์ นั้นหมดไป ทั้งนี้เพราะว่าที่สถานะอยู่ตัวสัญญาณ $r(k)$ มีค่าคงที่ สัญญาณ $u(k)$ ก็ต้องมีค่าคงที่ด้วย ซึ่งจากสมการที่ (2.30) จะเห็นว่า เมื่อสัญญาณ $u(k)$ คงที่ จะทำให้ λ ไม่มีผลต่อคอสต์ฟังก์ชัน นั่นก็คือจะไม่มีผลต่อสัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุม กระบวนการด้วยเช่นกัน อย่างไรก็ตามการนำเอา $\Delta u(k)$ รวมไว้ในคอสต์ฟังก์ชัน ก็ไม่ทำให้การกำหนดค่า λ ง่ายขึ้นและนอกจากนี้ค่าของ λ ก็ยังมีผลต่อเสถียรภาพของระบบด้วยเช่นกัน โดยทั่วไป แล้วเราจะเลือก λ ให้มีค่าเล็กที่สุดที่ทำให้ความแปรปรวนของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าน้อยที่สุดโดยที่ระบบปิดยังคงเสถียร ทั้งนี้เพราะว่าค่าสัมประสิทธิ์ λ นั้นถูกบรรจุเข้ามาเพื่อป้องกันไม่ให้สัญญาณควบคุม $u(k)$ มีการเปลี่ยนแปลงที่สูงเกินไป

อย่างไรก็ตามตัวควบคุมแบบ GMV ยังไม่สามารถใช้กับกระบวนการที่ไม่เสถียร (unstable) หรือ กระบวนการที่เป็นกรณีเฟสไม่ต่ำสุด บางประเภทได้และ โดยเฉพาะกระบวนการที่เราไม่รู้ค่าของเวลาที่ถูกระงับ (delay time) ที่แน่นอน ต่อมาได้มีการปรับปรุงตัวควบคุมแบบ GMV เพิ่มเติมจากเดิมโดย DW Clarke ซึ่งนำไปสู่ตัวควบคุมแบบ GPC ซึ่งมีรูปแบบของคอสต์ฟังก์ชันเป็นดังนี้

$$J(u, k) = \left\{ \sum_{i=N_1}^{N_2} [y(k+i) - r(k+i)]^2 + \lambda \sum_{i=1}^{N_u} [\Delta u(k+i)]^2 \right\} \quad (2.31)$$

โดยที่ N_1 เป็น ค่าน้อยที่สุดของการคาดการณ์ (Minimum Costing Horizon)
 N_2 เป็น ค่าสูงที่สุดของการคาดการณ์ (Maximum Costing Horizon)
 N_u เป็น ระยะเวลาควบคุม (Control Horizon)
 λ เป็น สัญญาณควบคุมทางด้านเอาต์พุตที่มีการถ่วงน้ำหนัก
 (Control weighting factor or Control output weighting)

$\Delta u(k)$ เป็นส่วนเปลี่ยนแปลงหรือผลต่างของสัญญาณควบคุม
 และมีค่า $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$
 $y(k)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ
 $r(k)$ เป็นสัญญาณอ้างอิง (reference signal)

จะเห็นได้ว่า คอส์ทฟังก์ชันของตัวควบคุมแบบ GPC นั้นมีความแตกต่างจากตัวควบคุมแบบ GMV อย่างเห็นได้ชัดในเรื่องของการกำหนดช่วงของการคาดการณ์ (Predicting Horizon) นอกจากนี้ในวิธีการของ GPC การกำหนดช่วงของการคำนวณในส่วนของสัญญาณเอาต์พุต (N_1, N_2) และสัญญาณควบคุม (N_u) เป็นอิสระต่อกัน ทำให้ตัวควบคุมแบบ GPC มีพารามิเตอร์ที่ต้องกำหนดอยู่ 4 ค่าด้วยกัน ซึ่งหลักเกณฑ์โดยทั่วไปในการกำหนดค่าพารามิเตอร์มีดังนี้

1 ค่าพารามิเตอร์ N_1

พารามิเตอร์ N_1 เป็นค่าเริ่มต้นของการคำนวณนั้นมักกำหนดให้เท่ากับเวลาประวิงของกระบวนการเพื่อที่จะได้นำผลของสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดจากสัญญาณควบคุมที่สอดคล้องกันมาทำการคำนวณ

2 ค่าพารามิเตอร์ N_2

พารามิเตอร์ N_2 เป็นพารามิเตอร์ที่มีผลต่อความเร็วในการติดตามสัญญาณอ้างอิง ซึ่งถ้ามีค่าน้อยๆระบบจะติดตามสัญญาณอ้างอิงได้เร็วกว่ากรณีที่มีค่ามากๆ แต่ถ้า N_2 มีค่าน้อย ความคงทนของระบบจะน้อยกว่ากรณีที่ N_2 มีค่ามากๆ

3. ค่าพารามิเตอร์ N_u

พารามิเตอร์ N_u โดยทั่วไปจะให้ค่านี้เป็น 1 และจากได้ [4] ได้ให้ข้อเสนอแนะว่าค่าของ N_u ไม่ควรเกินกว่าอันดับ (order) ของกระบวนการ

4. ค่าพารามิเตอร์ λ

พารามิเตอร์ λ จะมีผลต่อขนาดของสัญญาณควบคุม การเพิ่มค่า λ มากขึ้นจะทำให้ขนาดของสัญญาณควบคุมลดลง แต่จะทำให้ระบบมีความคงทนมากขึ้น ทำนองเดียวกันการลดค่า λ จะทำให้ได้ผลในทางตรงกันข้าม

วิธีการของตัวควบคุมแบบ GPC นั้นสามารถนำไปใช้ควบคุมกระบวนการที่มีความหน่วงสูง หรือกระบวนการที่มีความหน่วงต่ำได้ นอกจากนี้ยังใช้ได้กับกระบวนการที่เป็นกรณีเฟสไม่ต่ำสุด หรือ แบบวงรอบเปิดไม่เสถียร (Open loop unstable) ก็ได้ และยังสามารถใช้ได้กับกระบวนการที่มีค่าเวลาประวิงไม่แน่นอนได้อีกด้วย ซึ่งจากความสำเร็จดังกล่าวจึงทำให้ตัวควบคุมแบบ GPC ได้รับความนิยมอย่างกว้างขวาง

2.5.2.3 หลักการคำนวณหาสัญญาณควบคุม

หลักการในการคำนวณหาสัญญาณควบคุมของตัวควบคุมแบบคาดการณ์ล่วงหน้าแบบ GPC คือ คำนวณหาชุดของสัญญาณควบคุมที่ทำให้คอสต์ฟังก์ชันมีค่าน้อยที่สุด แต่เลือกเอาเฉพาะค่าแรกของชุดสัญญาณควบคุมไปใช้แล้วทำการคำนวณใหม่ในทุกครั้งของการสุ่ม จากคอสต์ฟังก์ชันจะเห็นว่าเราต้องใช้ค่าของสัญญาณเอาต์พุตในอนาคตมาทำการคำนวณ ซึ่งค่าของสัญญาณเอาต์พุต ในอนาคตนั้นเราสามารถได้จากสมการคาดการณ์ แต่เนื่องจากรูปแบบของสมการคาดการณ์ในสมการที่ (2.23) นั้นไม่สะดวกต่อการคำนวณหาค่าสัญญาณควบคุม ดังนั้นเราจึงทำการปรับปรุงใหม่ดังนี้ เพื่อความสะดวกในการอธิบายจึงขอละตัวโอพอเรเตอร์ชนิดถอยหลังไว้

จากสมการที่ (2.22) เราสามารถเขียนได้ว่า

$$\hat{y}(k+i) = (F_i/C)y(k) + (E_i B/C)\Delta u(k+i-1)$$

เราจะใช้สมการไดโอฟีนิตินอีกครั้งหนึ่งเพื่อแยกแยะค่าในอนาคตกับค่าที่เวลาปัจจุบัน ดังนี้

$$E_i B = G_i C + q^{-i} T_i$$

ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$\hat{y}(k+i) = G_i \Delta u(k+i-1-d) + \tilde{y}(k+i/k) \quad (2.32)$$

โดยที่

$$\tilde{y}(k+i) = (T_i/C)\Delta u(k) + (F_i/C)y(k)$$

ซึ่งจากคอสต์ฟังก์ชันในสมการที่ (2.31) ที่กำหนดให้

$$J(u, k) = \left\{ \sum_{i=N_1}^{N_2} [y(k+i) - r(k+i)]^2 + \lambda \sum_{i=1}^{N_u} [\Delta u(k+i)]^2 \right\}$$

ดังนั้นจากคอสต์ฟังก์ชันจะเห็นว่าเราต้องทำการคำนวณค่าของสัญญาณเอาต์พุตล่วงหน้าทั้งหมด $N_2 - N_1$ ครั้ง นั่นคือเราจะได้ชุดของสัญญาณเอาต์พุตตั้งแต่วเวลา $(k + N_1)$ จนถึงเวลา $(k + N_2)$ ดังนั้นเราสามารถนำเอาสมการที่ (2.32) มาทำการเขียนในรูปเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\hat{Y} = G\tilde{u} + f$$

โดยที่

$$\hat{Y} = [\hat{y}(k + N_1), \hat{y}(k + N_1 + 1), \dots, \hat{y}(k + N_2)]^T$$

$$\tilde{u} = [\Delta u(k), \Delta u(k + 1), \dots, \Delta u(k + N_u - 1)]^T$$

$$f = [\tilde{y}(k + N_1), \tilde{y}(k + N_1 + 1), \dots, \tilde{y}(k + N_2)]^T$$

และ

$$G = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ g_1 & g_0 & 0 & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ g_{N_u-1} & g_{N_u-2} & \cdot & \cdot & g_0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ g_{N_2-1} & g_{N_2-2} & \cdot & \cdot & g_{N_2-N_u} \end{bmatrix}$$

ดังนั้นจากสมการที่ (2.31) เราสามารถเขียนคอส์ตฟังก์ชันได้ใหม่ดังนี้

$$J = (\hat{y} - r)^T (\hat{y} - r) + \lambda \tilde{u}^T \tilde{u}$$

และค่า \tilde{u} ที่ทำให้คอส์ตฟังก์ชันมีค่าน้อยที่สุดคือ

$$\tilde{u} = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (r - f) \quad (2.33)$$

สมการที่ (2.33) เป็นกฎการควบคุม (control law) ซึ่งจะนำไปใช้ในการคำนวณค่าของสัญญาณควบคุมที่จะป้อนให้กับกระบวนการ โดยที่ค่าของ $(G^T G + \lambda I)^{-1} G^T$ จะเป็นค่าคงที่ แต่ค่าขององค์ประกอบภายใน r และ f จะเป็นค่าใหม่ทุกครั้งของการสุ่ม

สรุปวิธีการควบคุมแบบ GPC เป็นวิธีหนึ่งของการควบคุมแบบคาดการณ์ล่วงหน้าที่พัฒนาขึ้นเพื่อให้สามารถสร้างตัวควบคุมที่ใช้ได้กับกระบวนการประเภทที่มีเวลาประวิงยาวหรือมีความหน่วงต่ำเป็นต้น ซึ่งขั้นตอนในการสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบ GPC นั้นก็เหมือนกับการสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบคาดการณ์ล่วงหน้าประเภทอื่น คือ สร้างสมการคาดการณ์ล่วงหน้า จากนั้นทำการกำหนดสมการคอส์ตฟังก์ชัน แล้วทำการคำนวณหาสัญญาณควบคุม ซึ่งตัวควบคุมแบบคาดการณ์ล่วงหน้าแต่ละแบบจะมีรูปแบบของสมการคาดการณ์และคอส์ตฟังก์ชันที่ต่างกัน จึงทำให้ได้ตัวควบคุมที่มีคุณลักษณะที่แตกต่างกัน ได้มีผู้นำเอาตัวควบคุม GPC ไปใช้ควบคุมกระบวนการต่างๆอย่างมากมาย อาทิเช่น นำเอา GPC ไปควบคุม heat-exchanger ในปี ค.ศ.1990 และควบคุม boiler-turbine unit ในปี ค.ศ.1991 ซึ่งทั้งสองกรณีล้วนเป็นกระบวนการที่มีความหน่วงสูง สำหรับกรณีของกระบวนการที่มีความหน่วงต่ำนั้น ได้มีการนำเอา GPC ไปควบคุม lightly damped pilot plant ในปี ค.ศ.1994 ผลการทดลองก็ได้แสดงให้เห็นว่า GPC สามารถควบคุมกระบวนการดังกล่าวได้เป็นอย่างดี และยังมีความคงทน(robust) ต่อการเปลี่ยนแปลงของกระบวนการ ด้วยเหตุนี้จึงทำให้ GPC เริ่มเข้ามามีบทบาทในการควบคุมกระบวนการทางอุตสาหกรรมมากขึ้น

แนวคิดวิธีการของตัวควบคุมแบบ GPC และก็ได้กลายมาเป็นหนึ่งวิธีที่ได้รับความนิยมอย่างมากของวิธีการควบคุมแบบที่มีการคาดการณ์ด้วยแบบจำลอง (Model Predictive Control (MPC)) ทั้งในด้านสายงานอุตสาหกรรมและการศึกษาซึ่งได้รับความสำเร็จอย่างสูงในการส่งเสริมปรับปรุงในการประยุกต์ใช้ในหลายๆส่วนของสายงาน อุตสาหกรรม แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะที่ดีและระดับความมั่นคงแน่นอนของความคงทนในการควบคุม ซึ่งอัลกอริธึมแบบนี้ สามารถนำไปแก้ปัญหากับการควบคุมที่หลากหลายแตกต่างกัน เป็นวงกว้างไกลของกระบวนการหรือโรงงานอุตสาหกรรม แนวคิดพื้นฐานของตัวควบคุมแบบ GPC นั้นใช้การคำนวณลำดับของสัญญาณควบคุมที่จะเกิดขึ้นในอนาคต ที่ทำให้ค่าคอส์ตฟังก์ชันในช่วงที่กำหนดคมีค่าน้อยที่สุดซึ่งช่วงที่กำหนดนั้นเป็นช่วงของเวลาคาดการณ์ล่วงหน้าในอนาคต

ดังนั้นจึงเกิดเป็นแนวคิดหนึ่งในการที่จะประยุกต์ใช้ตัวควบคุมแบบปรับตัวได้กับระบบกระบวนการที่มี คุณลักษณะของระบบไม่เป็นเชิงเส้นและเปลี่ยนแปลงตามเวลา วิธีการดังกล่าวที่มีความเหมาะสมก็คือ การเลือกใช้ตัวควบคุมแบบที่ใช้การคาดการณ์ทั่วไป (GPC) มาทำการดัดแปลง เพื่อให้สามารถใช้ควบคุมกับกระบวนการดังกล่าวได้ และสามารถปรับตัวได้ดีกับสถานะที่อาจมีการเปลี่ยนแปลงได้ทุกขณะของกระบวนการและความเหมาะสม ด้วยเหตุผลดังกล่าวระบบควบคุมที่ดีจะต้องสร้างแบบจำลองของระบบ และใช้วิธีการประมาณค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองแบบปรับตัวได้ที่เหมาะสม และสอดคล้องกับคุณลักษณะของระบบที่ถูกควบคุม มาประยุกต์ใช้กับกระบวนการดังกล่าวได้อย่างมีประสิทธิภาพ ด้วยตัวควบคุมแบบ GPC

2.6 การประมาณค่าพารามิเตอร์

ปัญหาการประมาณค่าพารามิเตอร์คือ เทคนิคการเลือกหาค่าประมาณ $\hat{\theta}$ ของเวกเตอร์พารามิเตอร์ θ อันสามารถเป็นตัวแทนข้อมูลที่กำหนดให้ได้ดีที่สุดเราจึงต้องคิดถึงเรื่องความถูกต้องที่เหมาะสมที่สุดว่าค่าประมาณของ $\hat{\theta}$ ใกล้เคียงกับค่าจริง θ^0 เท่าใดแต่เราก็ไม่อาจใช้ค่าผิดพลาดโดยตรงระหว่าง θ กับ θ^0 มาตั้งเป็นนิยามค่าผิดพลาดเพื่อใช้งานเพราะไม่อาจทราบค่า θ^0 ได้เราจึงต้องนิยามค่าผิดพลาดในลักษณะที่สามารถคำนวณได้จากสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ $y(k)$ และ สัญญาณควบคุมหรือสัญญาณอินพุตของกระบวนการ $u(k)$ ที่สามารถวัดค่าเงื่อนไขเกณฑ์ตัดสินสำหรับระบบแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง มักจะอยู่ในรูป

$$J(\theta) = \sum_{k=1}^N f(e(k, \theta)) \quad (2.34)$$

เมื่อ $e(k)$ เป็นค่าสัญญาณผิดพลาดอันอาจประกอบด้วย

1. ค่าผิดพลาดจากสมการคือ ค่าที่สมการรูปแบบคลาดเคลื่อนจากค่าที่ถูกต้องสำหรับ θ ค่าหนึ่งเมื่อใช้กับข้อมูลที่เป็นจริงค่าหนึ่ง
2. ค่าผิดพลาดทางเอาต์พุตของกระบวนการคือค่าผิดพลาดระหว่างสัญญาณเอาต์พุตจริง $y(k)$ ของกระบวนการกับสัญญาณเอาต์พุต $y_M(k)$ ของรูปแบบอ้างอิง (Reference Model) ดังแผนภาพบล็อกแสดงในรูปที่ (2.4)

และโดยที่ θ เป็นเวกเตอร์พารามิเตอร์

$\hat{\theta}$ เป็นค่าประมาณของเวกเตอร์พารามิเตอร์ (Denoted the parameter vector)

θ^0 เป็นเวกเตอร์พารามิเตอร์ค่าจริง

และ
$$\theta = [\alpha_1 \ \alpha_2 \dots \alpha_n \ \beta_1 \ \beta_2 \dots \beta_n]^T$$

โดยที่ α_i, β_j เป็นพารามิเตอร์ค่าคงที่ แต่ไม่ทราบค่า

ฟังก์ชัน (f) โดยปกติเลือกให้อยู่ในรูปกำลังสอง(Quadratic)วิธีการประมาณค่าพารามิเตอร์นั้นมีหลายวิธี แต่ในที่นี้เราจะศึกษาเฉพาะวิธีกำลังสองน้อยที่สุด (least squares method) อย่างง่ายใช้กับรูปแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นแบบ ARMAX หรือ CARMA ตามสมการที่ (2.16) และใช้การควบคุมแบบความแปรปรวนต่ำสุด MV

2.6.1 หลักการของวิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุด

เราจะเริ่มจากความสัมพันธ์ระหว่างด้านอินพุตกับด้านเอาต์พุตของระบบตามรูปแบบสมการที่ (2.35) ดังนี้คือ

$$y(k) = \varphi(k)\theta + e(k) \quad (2.35)$$

โดยที่ $y(k)$ เป็น สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ
 $e(k)$ เป็น สัญญาณรบกวนขาว (White Noise)
 $\varphi(k)$ เป็น เวกเตอร์การสังเกตข้อมูลของระบบควบคุม
 θ เป็น เวกเตอร์พารามิเตอร์

โดยยังไม่พิจารณาสัญญาณรบกวน กล่าวคือ

$$y(k) = \varphi(k)\theta \quad (2.36)$$

$$\varphi(k) = [-y(k-1) \dots -y(k-n) \quad u(k-1) \dots u(k-n)] \quad (2.37)$$

$$\theta = [\alpha_1 \dots \alpha_n \quad \beta_1 \dots \beta_n]^T \quad (2.38)$$

เรามีเซตที่เป็นชุดข้อมูลของค่าสังเกตดังนี้

$$\{ u(0), u(1), \dots, u(N), y(0), y(1), \dots, y(N) \} ; N > n$$

เราต้องการคำนวณหาค่าของพารามิเตอร์ α_i , β_j ในเวกเตอร์พารามิเตอร์ θ ที่จะปรับใส่ข้อมูลที่สังเกตได้ดีที่สุด และให้ $e(k, \theta)$ เป็นค่าผิดพลาดจากสมการเหมือนตามที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อ (1) ของหัวข้อ 2.6

$$e(k, \theta) = y(k) - \varphi(k)\theta$$

เนื่องจาก $y(k)$ ขึ้นอยู่กับข้อมูลในอดีตเป็นลำดับไป n คาบ ค่าผิดพลาดค่าแรกที่คำนวณได้คือ $e(n, \theta)$ ค่าถัดไปของช่วงเวลาในอนาคตคือ $e(n+1, \theta), \dots, e(N, \theta)$ หรือ

$$e(n, \boldsymbol{\theta}) = y(n) - \varphi(n)\boldsymbol{\theta}$$

$$e(n+1, \boldsymbol{\theta}) = y(n+1) - \varphi(n+1)\boldsymbol{\theta}$$

$$\vdots$$

$$e(N, \boldsymbol{\theta}) = y(N) - \varphi(N)\boldsymbol{\theta}$$

เขียนในรูปเวกเตอร์-เมตริกซ์ ได้ว่า

$$e(N, \boldsymbol{\theta}) = \mathbf{y}(N) - \boldsymbol{\psi}(N)\boldsymbol{\theta} \quad (2.39)$$

เมื่อ

$$e(N, \boldsymbol{\theta}) = [e(n, \boldsymbol{\theta}) \ e(n+1, \boldsymbol{\theta}) \ \dots \ e(N, \boldsymbol{\theta})]^T \quad (2.40)$$

$$\boldsymbol{\psi}(N) = [\varphi(n) \ \varphi(n+1) \ \dots \ \varphi(N)]^T \quad (2.41)$$

$$\mathbf{y}(N) = [\mathbf{y}(n) \ \mathbf{y}(n+1) \ \dots \ \mathbf{y}(N)]^T \quad (2.42)$$

ขอให้สังเกตว่า e เป็นเวกเตอร์ $(N-n+1) \times 1$, ส่วน \mathbf{y} เป็นเวกเตอร์ $(N-n+1) \times 1$
 $\boldsymbol{\psi}$ เป็นเมตริกซ์ $(N-n+1) \times 2n$ และ $\boldsymbol{\theta}$ เป็นเวกเตอร์ $2n \times 1$

หลักการของวิธีกำลังสองน้อยที่สุดคือว่า จะต้องเลือกพารามิเตอร์โดยทำให้เกณฑ์ตัดสิน
 ต่อกันน้อยที่สุด

$$J(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{k=n}^N e^2(k, \boldsymbol{\theta}) = \mathbf{e}^T(N, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{e}(N, \boldsymbol{\theta}) \quad (2.43)$$

และ $J(\boldsymbol{\theta})$ สามารถเขียนขยายต่อไปได้ว่า

$$\begin{aligned} J(\boldsymbol{\theta}) &= [\mathbf{y}(N) - \boldsymbol{\psi}(N)\boldsymbol{\theta}]^T [\mathbf{y}(N) - \boldsymbol{\psi}(N)\boldsymbol{\theta}] \\ &= \mathbf{y}^T(N)\mathbf{y}(N) - \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\psi}^T(N)\mathbf{y}(N) - \mathbf{y}^T(N)\boldsymbol{\psi}(N)\boldsymbol{\theta} + \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\psi}^T(N)\boldsymbol{\psi}(N)\boldsymbol{\theta} \end{aligned}$$

ทำการหาค่าอนุพันธ์เพื่อจะหาค่าน้อยที่สุด

$$\frac{\partial J}{\partial \boldsymbol{\theta}} = -\boldsymbol{\psi}^T(N)\mathbf{y}(N) - \boldsymbol{\psi}^T(N)\mathbf{y}(N) + 2\boldsymbol{\psi}^T(N)\boldsymbol{\psi}(N)\boldsymbol{\theta} ;$$

$$\frac{\partial J}{\partial \boldsymbol{\theta}} = 0 \quad \text{สำหรับ} \quad \boldsymbol{\theta} = \hat{\boldsymbol{\theta}}$$

$$\text{ดังนั้น} \quad \boldsymbol{\psi}^T(N)\boldsymbol{\psi}(N)\hat{\boldsymbol{\theta}} = \boldsymbol{\psi}^T(N)\mathbf{y}(N) \quad (2.44)$$

ผลลัพธ์ของสมการที่ (2.44) คือ ค่าประมาณกำลังสองน้อยที่สุด $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ แต่มีเงื่อนไขว่าสมการจะมีผลลัพธ์ต่อเมื่อทางด้านอินพุตของกระบวนการ $u(k)$ เป็นสัญญาณอินพุตแบบที่มีการกระตุ้นอยู่ตลอดเวลา (persistently exciting) พารามิเตอร์ β_1 และ β_2 อยู่ในรูปผลรวมของ $\beta_1 + \beta_2$ เสมอ ไม่สามารถแยกออกได้ トラบใดที่ด้านอินพุตมีค่าคงที่ u แสดงว่าสัญญาณอินพุตค่าคงที่ u ไม่สามารถกระตุ้นระบบพลวัตของกระบวนการได้ทั้งหมด สัญญาณอินพุต $u(k)$ จึงต้องมีค่าแปรเปลี่ยนเพียงพอ ที่จะไม่ทำให้เกิดกรณีที่มีแต่การรวมกันเชิงเส้นของส่วนประกอบของ $\boldsymbol{\theta}$ เท่านั้นในสมการค่าผิดพลาด จึงจะได้ผลลัพธ์ของเวกเตอร์พารามิเตอร์ $\boldsymbol{\theta}$ ทุกส่วนประกอบ หากกระบวนการทางด้าน อินพุต ที่มีค่าแปรเปลี่ยนเพียงพอเช่นนี้เรียกว่า สัญญาณอินพุตแบบที่มีการกระตุ้นอยู่ตลอดเวลา

หากโครงสร้างรูปแบบจำลองของระบบที่เลือกมีชุดจำนวนพารามิเตอร์น้อยที่สุดและสัญญาณอินพุต $u(k)$ เป็นแบบที่มีการกระตุ้นอยู่ตลอดเวลาแล้วเมตริกซ์ $[\boldsymbol{\psi}^T(N)\boldsymbol{\psi}(N)]$ จะไม่เป็นเอกฐาน(Non-Singular) และจะได้ผลลัพธ์ค่าประมาณ จากสมการที่ (2.38) เป็น

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = [\boldsymbol{\psi}^T(N)\boldsymbol{\psi}(N)]^{-1} \boldsymbol{\psi}^T(N)\mathbf{y}(N) \quad (2.45)$$

2.6.2 หลักการของวิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ

คุณสมบัติที่สำคัญ ของวิธียกกำลังสองน้อยที่สุดแบบย้อนกลับ(Recursive Least Square Algorithm)นี้ คือการใช้ข้อมูลที่มีอยู่ในสัญญาณอินพุต ตั้งแต่เวลาปัจจุบัน ย้อนไปถึงข้อมูลในอดีต เมื่อกำหนดค่าประมาณแบบกำลังสองน้อยที่สุดของเวกเตอร์พารามิเตอร์ ของระบบควบคุมให้ที่เวลา $(k-1)$ จะสามารถคำนวณหาค่า ประมาณค่าใหม่ของเวกเตอร์ดังกล่าว ได้ที่เวลา k เมื่อสัญญาณอินพุตชุดใหม่มาถึง ขั้นตอนวิธีดังกล่าวนี้ เรียกว่า ขั้นตอนวิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ

การคำนวณหาเวกเตอร์พารามิเตอร์ $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ ด้วยวิธีกำลังสองน้อยที่สุดตามสมการ (2.43) เป็นการคำนวณลักษณะกลุ่ม(batch) เนื่องจากใช้กลุ่มข้อมูลเป็นชุด อันประกอบด้วยเมตริกซ์ $\boldsymbol{\psi}$ และเวกเตอร์ \mathbf{y} ตามสมการที่ (2.39) ถึงสมการที่ (2.42) ดังนั้นเมื่อได้เวกเตอร์พารามิเตอร์ $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ ค่าหนึ่งแล้วพอลำดับค่า $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ ต่อไปก็ต้องตั้งต้นใหม่ด้วยข้อมูลชุดต่อไปอีก เท่ากับเป็นการเสียเวลาคำนวณโดยเปล่าประโยชน์ จึงจำเป็นต้องหาวิธีการคำนวณที่สามารถใช้ผลคำนวณค่าประมาณจากการวัดข้อมูล N ครั้ง มาใช้หาค่าประมาณจากการวัดเพิ่มอีกครั้งเป็น $N+1$ ครั้ง แล้วเวียนซ้ำเพิ่มเป็นลำดับต่อไป

ให้ $\hat{\boldsymbol{\theta}}(N)$ เป็นค่าประมาณกำลังสองน้อยที่สุดซึ่งได้จากการวัด N ครั้ง ดังนั้นจาก สมการที่ (2.45)

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(N) = [\boldsymbol{\psi}^T(N)\boldsymbol{\psi}(N)]^{-1} \boldsymbol{\psi}^T(N)\mathbf{y}(N)$$

โดยสมมติว่าเมตริกซ์ $[\boldsymbol{\psi}^T(N)\boldsymbol{\psi}(N)]$ ไม่เป็นเอกฐานทุกค่า N เมื่อวัดเพิ่มอีกหนึ่งครั้ง ก็เพิ่มแถวบนอีกหนึ่งแถวในเมตริกซ์ $\boldsymbol{\psi}$ กับเพิ่มอีกหนึ่งอีลิเมนต์เข้าในเวกเตอร์ \mathbf{y} และเราจะได้

$$\boldsymbol{\psi}(N+1) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\psi}(N) \\ \boldsymbol{\varphi}(N+1) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{y}(N+1) = \begin{bmatrix} \mathbf{y}(N) \\ \mathbf{y}(N+1) \end{bmatrix}$$

จากนี้ค่าประมาณ $\hat{\boldsymbol{\theta}}(N+1)$ ถัดจากการวัดจำนวน $N+1$ ครั้ง สามารถเขียนได้ว่า

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(N+1) = [\boldsymbol{\psi}^T(N+1)\boldsymbol{\psi}(N+1)]^{-1} \boldsymbol{\psi}^T(N+1)\mathbf{y}(N+1) \quad (2.46)$$

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(N+1) = [\boldsymbol{\psi}^T(N)\boldsymbol{\psi}(N) + \boldsymbol{\varphi}^T(N+1)\boldsymbol{\varphi}(N+1)]^{-1} \cdot [\boldsymbol{\psi}^T(N)\mathbf{y}(N) + \boldsymbol{\varphi}^T(N+1)\mathbf{y}(N+1)]$$

ใช้สัญลักษณ์ \mathbf{P} เมตริกซ์ $2n \times 2n$ ตามแบบสมการที่ (2.47)

$$\mathbf{P} = (\boldsymbol{\psi}^T R^{-1} \boldsymbol{\psi})^{-1} \quad (2.47)$$

$$\mathbf{P}(N+1) = [\boldsymbol{\psi}^T(N+1)\boldsymbol{\psi}(N+1)]^{-1} \quad (2.48)$$

จาก สมการที่ (2.46) เราจะได้ว่า

$$\mathbf{P}(N+1) = [\mathbf{P}^{-1}(N) + \boldsymbol{\varphi}^T(N+1)\boldsymbol{\varphi}(N+1)]^{-1} \quad (2.49)$$

ใช้ เมตริกซ์ผกผันแลมมา (Matrix inverse lemma)

$$(\mathbf{A} + \mathbf{BDC})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}[\mathbf{C}^{-1} + \mathbf{DA}^{-1}\mathbf{B}]^{-1}\mathbf{DA}^{-1} \quad (2.50)$$

โดยการตั้งสมมติฐานให้เมตริกซ์สหสัมพันธ์ $\varphi(k)$ มีค่าเป็นบวกแน่นอนและเป็นเมตริกซ์ไม่เอกฐาน ดังนั้นเราสามารถประยุกต์ใช้เมตริกซ์ผกผันแลมมากับความสัมพันธ์แบบเวียนซ้ำ โดยกำหนดให้ตัวแปรต่างๆมีความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \text{โดยกำหนดให้} \quad \mathbf{A} &= \mathbf{P}(k)^{-1} \\ \mathbf{B} &= \varphi^T(k+1) \\ \mathbf{C} &= 1 \\ \mathbf{D} &= \varphi(k+1) \\ (\mathbf{A} + \mathbf{BDC})^{-1} &= \mathbf{P}(k+1) \end{aligned}$$

กำหนดให้ $N = k$,

ทำการแทนค่า $\hat{\boldsymbol{\theta}}(N+1) = \hat{\boldsymbol{\theta}}(k+1)$, $\varphi(N+1) = \varphi(k+1)$ และ $\mathbf{P}(N+1) = \mathbf{P}(k+1)$

$y(k)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ

$e(k)$ เป็นขบวนการลำดับของสัญญาณรบกวนขาว ที่มีค่าความแปรปรวนใดๆแบบเกาส์เซียนกำลังสองที่ไม่ขึ้นกับเวลาและมีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์

$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k)$ เป็น เวกเตอร์ของพารามิเตอร์

$\varphi(k)$ เป็น เวกเตอร์ข้อมูลของการสังเกตระบบควบคุมในกระบวนการ

โดยที่ $\varphi(k) = [-y(k-1) \dots -y(k-n) \quad u(k-1) \dots u(k-n)]$

$\mathbf{K}(k)$ เป็น เวกเตอร์อัตราขยายหรือเวกเตอร์ปรับแก้ (Gain vector or Correcting vector)

$\mathbf{P}(k)$ เป็น เมตริกซ์โคเวเรียนท์

\mathbf{I} เป็น เมตริกซ์เอกลักษณ์

ทำการแทนค่าตัวแปรของเมตริกซ์ $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$ และ \mathbf{D} ลงในสมการเมตริกซ์ผกผันแลมมา ดังสมการที่ (2.50) จะทำให้ได้

$$\mathbf{P}(k+1) = \mathbf{P}(k) - \mathbf{P}(k)\varphi^T(k+1)[1 + \varphi(k+1)\mathbf{P}(k)\varphi^T(k+1)]^{-1}\varphi(k+1)\mathbf{P}(k) \quad (2.51)$$

เมื่อนำไปแทนค่ากลับลงในสมการที่ (2.46) แล้วเราจะได้ว่า

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\theta}}(k+1) &= \left\{ \mathbf{P}(k) - \mathbf{P}(k)\varphi^T(k+1)[1 + \varphi(k+1)\mathbf{P}(k)\varphi^T(k+1)]^{-1}\varphi(k+1)\mathbf{P}(k) \right\} \\ &\quad \cdot [\boldsymbol{\psi}^T(k)y(k) + \varphi^T(k+1)y(k+1)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\hat{\boldsymbol{\theta}}(k+1) &= \mathbf{P}(k)\boldsymbol{\psi}^T(k)y(k) + \mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)y(k+1) - \mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1) \\ &\quad \cdot [1 + \boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)]^{-1} \boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\psi}^T(k)y(k) \\ &\quad - \mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)[1 + \boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)]^{-1} \boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k) \\ &\quad \cdot \boldsymbol{\varphi}^T(k+1)y(k+1)\end{aligned}$$

เนื่องจาก $\mathbf{P}(k) = [\boldsymbol{\psi}^T(k)\boldsymbol{\psi}(k)]^{-1}$ ดังนั้นแทนค่า $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ ในสมการที่ (2.45) และในเทอมที่สอง แทนค่า $[1 + \boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)]^{-1} \cdot [1 + \boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)]$ จะทำให้ได้

$$\begin{aligned}&= \hat{\boldsymbol{\theta}}(k) + \mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)[1 + \boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)]^{-1} \\ &\quad \cdot [1 + \boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)] y(k+1) \\ &\quad - \mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)[1 + \boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)]^{-1} \boldsymbol{\varphi}(k+1)\hat{\boldsymbol{\theta}}(k) \\ &\quad - \mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)[1 + \boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)]^{-1} \boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k) \\ &\quad \cdot \boldsymbol{\varphi}^T(k+1)y(k+1)\end{aligned}\tag{2.52}$$

เนื่องจาก $\mathbf{K}(k) = \mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)[1 + \boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)]^{-1}$ แล้วนำค่า $\mathbf{K}(k)$ ไปแทนค่าลงในสมการที่ (2.52) จะได้ว่า

$$\begin{aligned}\hat{\boldsymbol{\theta}}(k+1) &= \hat{\boldsymbol{\theta}}(k) + \mathbf{K}(k)[1 + \boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)]y(k+1) - \mathbf{K}(k)\boldsymbol{\varphi}(k+1)\hat{\boldsymbol{\theta}}(k) \\ &\quad - \mathbf{K}(k)\boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)y(k+1) \\ &= \hat{\boldsymbol{\theta}}(k) + \mathbf{K}(k)y(k+1) + \mathbf{K}(k)y(k+1)\boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1) \\ &\quad - \mathbf{K}(k)\boldsymbol{\varphi}(k+1)\hat{\boldsymbol{\theta}}(k) - \mathbf{K}(k)\boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)y(k+1) \\ &= \hat{\boldsymbol{\theta}}(k) + \mathbf{K}(k)[y(k+1) + y(k+1)\boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1) - \boldsymbol{\varphi}(k+1)\hat{\boldsymbol{\theta}}(k) \\ &\quad - \boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)y(k+1)] \\ &= \hat{\boldsymbol{\theta}}(k) + \mathbf{K}(k)[y(k+1)(1 + \boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)) \\ &\quad - \boldsymbol{\varphi}(k+1)\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\varphi}^T(k+1)y(k+1) - \boldsymbol{\varphi}(k+1)\hat{\boldsymbol{\theta}}(k)]\end{aligned}$$

ดังนั้นจากนี้เขียนในรูปอัลกอริธึมตามสมการที่(2.53) ได้ว่า

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \mathbf{K}(k) [y(k+1) - \varphi(k+1)\hat{\theta}(k)] \quad (2.53)$$

$$\mathbf{K}(k) = \mathbf{P}(k)\varphi^T(k+1) [1 + \varphi(k+1)\mathbf{P}(k)\varphi^T(k+1)]^{-1} \quad (2.54)$$

จาก สมการที่ (2.51) เราจะได้ว่า

$$\mathbf{P}(k+1) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k)\varphi(k+1)]\mathbf{P}(k) ; \quad (2.55)$$

จากสมการที่ (2.53) , (2.54) และสมการที่ (2.55) คือวิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ (Recursive least squares algorithm) จะเห็นว่าสำหรับระบบอินพุตเดี่ยวเอาต์พุตเดี่ยว ไม่ต้องการหาอินเวอร์ทของเมตริกซ์

• เงื่อนไขเริ่มต้น

สำหรับอัลกอริธึมใน การยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ จากสมการที่ (2.53) และ (2.54) เราต้องการค่าเริ่มต้น $\hat{\theta}(k)$ และ $\mathbf{P}(k)$ ซึ่งสามารถหาได้โดยรวบรวมข้อมูลมาชุดหนึ่ง จำนวน $N > 2n$ แล้วแก้สมการดังแสดงไว้ตอนต้นๆ หา $\hat{\theta}(N)$, $\mathbf{P}(N)$ แต่โดยทั่วไปเราอาจจะเริ่มจาก $N = 0$ ได้ โดยกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{P}(0) = \mathbf{P}_0$ เมื่อ \mathbf{P}_0 เป็นค่าบวกแน่นอน (positive definite) กับ เวกเตอร์พารามิเตอร์ $\hat{\theta}(0)$ แล้วให้

$$\mathbf{P}(k) = [\mathbf{P}_0^{-1} + \psi^T(k)\psi(k)]^{-1} \quad (2.56)$$

$$\hat{\theta}(k) = \mathbf{P}(k) [\mathbf{P}_0^{-1}\hat{\theta}(0) + \psi^T(k)y(k)] \quad (2.57)$$

2.6.3 หลักการของวิธีการฟอร์เกทติงแฟกเตอร์

2.6.3.1 ฟอร์เกทติงแฟกเตอร์แบบค่าคงที่ชนิดมีการถ่วงน้ำหนักด้วยเลขชี้กำลัง

วิธีการหาค่าด้วยการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับชนิดมีการถ่วงน้ำหนักนั้น (Exponential Weighting with constant Forgetting Factor) โดยในที่นี้ค่าผิดพลาดกำลังสองให้น้ำหนักได้โดย

$$w(k) = \lambda^{N-k} \quad (2.58)$$

นี่คือการทำให้หน่วยความจำที่มีการลืมข้อมูลบางอย่างด้วยการใช้เลขชี้กำลัง อัลกอริทึมของการประมาณค่าโดยใช้วิธีการหาค่าย้อนกลับหรือเวียนซ้ำ ทำได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \mathbf{K}(k) [y(k+1) - \varphi^T(k+1)\hat{\theta}(k)] \quad (2.59)$$

$$\mathbf{K}(k) = \frac{1}{\varphi^T(k+1)\mathbf{P}(k)\varphi(k+1) + \lambda} \mathbf{P}(k)\varphi(k+1) \quad (2.60)$$

$$\mathbf{P}(k+1) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k)\varphi^T(k+1)]\mathbf{P}(k)\frac{1}{\lambda} \quad (2.61)$$

- โดยที่
- $\hat{\theta}(k+1)$ เป็น เวกเตอร์พารามิเตอร์ค่าใหม่ที่ถูกระมาณ
 - $\hat{\theta}(k)$ เป็น เวกเตอร์พารามิเตอร์ค่าเก่าที่ถูกระมาณค่าแล้ว
 - $\mathbf{K}(k)$ เป็น เวกเตอร์ปรับแก้ (Correcting Vector)
 - $y(k+1)$ เป็น สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการค่าใหม่ที่ถูกรวัด
 - $\varphi(k+1)$ เป็น เวกเตอร์ข้อมูลของการสังเกตระบบควบคุมในกระบวนการของช่วงเวลาถัดไปในอนาคต
 - $\mathbf{P}(k+1)$ เป็น เมตริกซ์โคเวเรียนซ์
 - \mathbf{I} เป็น เมตริกซ์เอกลักษณ์
 - λ เป็น สัญญาณควบคุมทางด้านเอาต์พุตที่มีการถ่วงน้ำหนัก

อิทธิพลของฟอร์เกตติงแฟกเตอร์หรือตัวประกอบการลืม λ นั้นสามารถทำให้รู้จำได้โดยตรง ด้วยสมการที่มีการปรับปรุงค่าที่ใช้เมตริกซ์โคเวเรียนซ์ชนิดผกผัน (Inverse covariance matrix) ดังสมการที่ (2.61) และจะได้

$$\mathbf{P}^{-1}(k+1) = \lambda\mathbf{P}^{-1}(k) + \varphi(k+1)\varphi^T(k+1) \quad (2.62)$$

โดย \mathbf{P}^{-1} เป็นสัดส่วนกับเมตริกซ์ของสัญญาณข้อมูล \mathbf{J} และกำหนดให้

$$\mathbf{J} = \frac{1}{\sigma_c^2} E\{\mathbf{P}^{-1}\} \quad (2.63)$$

- ในที่นี้
- σ_c^2 เป็นความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนกำลังสอง
 - E เป็นค่าคาดหวัง (Expectation)

โดยใส่ค่า $\lambda < 1$ เป็นผลทำให้สัญญาณข้อมูลของช่วงเวลาที่ผ่านไปครั้งล่าสุดน้อยลง หรือมีการแปรปรวนร่วมเพิ่มขึ้น และนี่หมายถึงเป็นการปรับปรุงให้การประมาณค่าของ พารามิเตอร์มีความถูกต้องยิ่งขึ้น จนกระทั่งถึงการวัดสัญญาณข้อมูลใหม่ครั้งถัดไปทำให้ได้ น้ำหนักเพิ่มขึ้น

และสำหรับ $\lambda = 1$ เราจะได้

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E\{\mathbf{P}(k)\} = 0$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E\{\mathbf{K}(k)\} = \lim_{k \rightarrow \infty} E\{\mathbf{P}(k+1)\varphi(k+1)\} = 0 \quad (2.64)$$

ดังนั้นสำหรับที่ค่า k มากๆของช่วงเวลาถัดไปในอนาคตที่มีการสุ่มวัดสัญญาณ จะไม่เกิดผล ในทางปฏิบัติกับค่า $\hat{\boldsymbol{\theta}}(k+1)$ และต่อไปก็จะมีผลทำให้ องค์ประกอบของ $\mathbf{P}^{-1}(k+1)$ เข้าสู่ค่าเป็น อนันต์ดังสมการที่ (2.62)

และถ้าในกรณี $\lambda < 1$ ดังนั้น จากสมการที่ (2.62) เราจะได้

$$\mathbf{P}^{-1}(k) = \lambda^k \mathbf{P}^{-1}(0) + \sum_{i=0}^k \lambda^{k-i} \varphi(i) \varphi^T(i) \quad (2.65)$$

และสำหรับที่ค่า α มากๆของเมตริกซ์ในช่วงเริ่มต้น $\mathbf{P}(0) = \alpha \mathbf{I}$ ทำให้เทอมแรกในสมการที่ (2.65) หายไป ในส่วน $\lambda < 1$ จะได้

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} = \lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{i=0}^{k-1} \lambda^i < \infty$$

ขบวนการลำดับสัญญาณที่ลู่ออกเข้าหากันขององค์ประกอบที่มีค่าเป็นบวก ทำให้ $\mathbf{P}^{-1}(k)$ ลู่ออกเข้าหากันเพื่อยึดค่า

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E\{\mathbf{P}^{-1}(k)\} = \mathbf{P}^{-1}(\infty) \quad (2.66)$$

ในที่นี้ ถ้าไม่มีการเข้าสู่ค่าเป็นอนันต์จะได้

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E\{\mathbf{P}(k)\} = \mathbf{P}(\infty) \quad (2.67)$$

และเช่นเดียวกันจะได้ $\lim_{k \rightarrow \infty} E\{\mathbf{K}(k)\} = \mathbf{K}(\infty)$ (2.68)

จากสมการที่ (2.66) , (2.67) และสมการที่ (2.68) เป็นการจำกัดและไม่ทำให้เป็นศูนย์ (Non Zero) เพราะฉะนั้นการวัดสัญญาณครั้งใหม่ถัดไปจะทำให้ได้ค่าถ่วงน้ำหนักที่คงที่สำหรับที่ค่า k มากๆ ของช่วงเวลาถัดไปในอนาคตและตัวประมาณค่ายังคงมีความไวพอคค่าพารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลง

พอร์เกดิงแฟกเตอร์ λ ควรจะมีการพิจารณาเลือกใช้ค่าดังตารางที่ 2.1 และพอร์เกดิงแฟกเตอร์ λ กำหนดให้มามีค่าระหว่าง $0 < \lambda < 1$.

ตารางที่ 2.1 การพิจารณาเลือกค่าพอร์เกดิงแฟกเตอร์ λ

ค่าปรับตั้ง λ	ระดับค่าพอร์เกดิงแฟกเตอร์	ผลที่เกิดจากการปรับค่าพอร์เกดิงแฟกเตอร์
$\lambda = 0.90$ ถึง $\lambda = 0.95$	พอร์เกดิงแฟกเตอร์ λ ที่มีค่าน้อย	เหมาะสำหรับกระบวนการที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาและการรบกวนมาก และหากมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์อย่างรวดเร็วมาก มีผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนได้เล็กน้อย
$\lambda = 0.98$ หรือ $\lambda = 0.99$	พอร์เกดิงแฟกเตอร์ λ ที่มีค่ามาก	เหมาะสำหรับกระบวนการที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาอย่างช้ามากๆ และมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์อย่างช้าๆ มีผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนได้มากขึ้น

อัลกอริทึมของการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วย พอร์เกดิงแฟกเตอร์แบบค่าคงที่ (Constant forgetting factor) นั้นเหมาะสมกับกระบวนการที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์น้อยๆและ กระตุ้นด้วยสัญญาณอินพุตแบบคงที่อยู่ตลอดเวลา (persistent input excitation) และหากพารามิเตอร์ของกระบวนการมีค่าคงที่ จะทำให้บรรลุผลดี ถ้าสัญญาณรบกวนที่อ้างอิงกับขนาดของหน่วยความจำนั้นมีค่าความจุข้อมูลที่ไม่ใหญ่มาก อย่างไรก็ตามอาจเกิดปัญหาได้กับพอร์เกดิงแฟกเตอร์แบบค่าคงที่ ในกรณี $\lambda < 1$ ถ้ามีการกระตุ้นด้วยสัญญาณอินพุตไม่เพียงพอ คังนั้นจะทำให้ค่าของ $\mathbf{P}^{-1}(k+1)$ ลดลง เพราะค่า $\varphi(k+1) \approx 0$ ตามสมการที่(2.62) หรือองค์ประกอบของ $\mathbf{P}(k+1)$ มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง เป็นผลให้โคเวเรียนท์แมตริกซ์เกิดการขยายตัว ดังเวกเตอร์ที่ปรับแก้แล้วคือ

$$\mathbf{K}(k) = \mathbf{P}(k+1)\varphi(k+1)$$

จากผลดังกล่าวก็จะทำให้ตัวประมาณค่ามีความไวที่เพิ่มขึ้นและเพิ่มขึ้น และต่อไปจะทำให้การรบกวนขนาดเล็กหรือสัญญาณค่าผิดพลาดเชิงตัวเลข อาจเพียงพอที่จะผลิตค่าชนิดที่สูงขึ้นอย่างทันทีทันใด และเกิดการเปลี่ยนแปลงในการประมาณค่าของพารามิเตอร์ ซึ่งจะมีผลทำให้ตัวประมาณค่าไม่มีความเสถียร ในสถานการณ์แบบนี้สามารถทำการสังเกตได้ด้วยระบบควบคุมแบบปรับตัวได้ เพราะฉะนั้นการกระตุ้นสัญญาณอินพุตต้องมีการตรวจสอบติดตามหรือค่าพอร์เกทติ้งแพกเตอร์ต้องแปรเปลี่ยนตามเวลา

2.6.3.2 พอร์เกทติ้งแพกเตอร์แบบแปรค่าได้ชนิดมีการถ่วงน้ำหนักด้วยเลขชี้กำลัง

ในการปรับค่าพอร์เกทติ้งแพกเตอร์ให้เข้ากับสถานการณ์ในแต่ละช่วงนั้น สามารถควบคุมได้โดยค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นภายหลัง และถ้าค่าผิดพลาดช่วงเริ่มต้น $e_0(k)$ มีค่าน้อย มีผลทำให้ความชัดเจนในการประมาณค่าได้ถูกต้องหรือระบบไม่ต้องการกระตุ้นด้วยสัญญาณใดๆ อย่างไรก็ตาม ถ้าสัญญาณค่าผิดพลาดมีค่ามาก ต้องปรับ $\lambda(k)$ ให้มีค่าน้อย ก็เพื่อที่จะทำให้พารามิเตอร์ มีการปรับตัวที่เร็วขึ้น โดยทั้งสองกรณีต้องการปรับค่าพอร์เกทติ้งแพกเตอร์ ให้ได้ $\lambda \approx 1$ และในการวัดสิ่งที่บรรจุอยู่ในสัญญาณข้อมูลที่ใช้สำหรับการประมาณค่านั้น ริเริ่มคิดค้นขึ้นโดย Fortescue ในปี ค.ศ.1981 ในการรวมนำหนักของสัญญาณค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นภายหลัง ซึ่งก็คือรูปแบบที่มีการย้อนกลับหรือเวียนซ้ำนั่นเอง

$$\Sigma(k) = \lambda(k)\Sigma(k-1) + [1 - \varphi^T(k)\mathbf{K}(k-1)]e^2(k) \quad (2.69)$$

ถ้า $\lambda(k)$ ในขณะนี้ถูกเลือกให้จนกระทั่งสิ่งที่บรรจุอยู่ในสัญญาณข้อมูลมีค่าคงที่ ดังสมการที่ (2.70) จะได้

$$\Sigma(k) = \Sigma(k-1) = \dots = \Sigma_0 \quad (2.70)$$

และต่อไปจะได้

$$\lambda(k) = 1 - \frac{1}{\Sigma_0} [1 - \varphi^T(k)\mathbf{K}(k-1)]e^2(k) \quad (2.71)$$

ซึ่งพิสูจน์ให้กระจ่างได้ว่า Σ_0 ต้องเลือกให้เหมาะสมนั้นคือสิ่งที่ต้องพิจารณา

$$\Sigma_0 = \sigma_n^2 N_0 \quad (2.72)$$

ในที่นี้ σ_n^2 เป็นความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนกำลังสอง
 N_0 เป็นตัวประกอบที่มีค่า $N_0 = 1/(1-\lambda_0)$

ถ้า N_0 ที่มีค่าน้อยมีผลกับความไวในการประมาณค่าของระบบ แต่ λ_0 ที่มีค่าน้อยนั้นจะให้ผลในทางตรงข้ามหรือกลับกัน ในการเพิ่มค่าต่ำสุด λ_{\min} ต้องมีข้อกำหนดจำเพาะ ส่วนปัญหาในทางปฏิบัตินั้นก็คือการเลือกค่าที่ถูกของ Σ_0 หากมีค่าน้อยมากๆมีผลทำให้ $\lambda(k)$ เปลี่ยนแปลงได้มาก ซึ่งเกิดขึ้นได้เหมือนกันทั้งที่ระบบไม่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ แต่สำหรับ Σ_0 ที่มีค่ามากๆนั้น มีผลทำให้ระบบมีการปรับตัวที่ช้าลงมากๆ และค่า $\lambda(k)$ ขึ้นกับค่าสัญญาณรบกวนที่มีความแปรปรวนแบบเกาส์เซียนกำลังสอง σ_n^2

สรุปวิธีการอัลกอริธึมโดยวิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ พร้อมกับฟอร์เกทติ้งแฟกเตอร์ ถูกนำมาใช้เพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ สำหรับระบบที่แปรเปลี่ยนตามเวลา อัลกอริธึมแบบนี้ มีความสามารถในการติดตามพารามิเตอร์ที่มีการแปรเปลี่ยนตามเวลา และค่าผิดพลาดในการประมาณค่าพารามิเตอร์นั้นมีขอบเขตจำกัด ฟอร์เกทติ้งแฟกเตอร์ λ นั่นก็คือ ตัวช่วยในการทำให้ การยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ ลืมค่าบางอย่าง เพื่อพร้อมกับ การปรับตัวเอง ให้เข้ากับสถานการณ์ ที่เปลี่ยนแปลง ค่า λ คือ ตัวถ่วงน้ำหนัก ของสัญญาณผิดพลาด $e(k)$ ณ แต่ละ ระยะเวลา ค่าฟอร์เกทติ้งแฟกเตอร์ λ ที่เท่ากับ 1 มีความหมายถึงการ ให้ความสำคัญของ $e(k)$ ณ. แต่ละระยะเวลาเท่ากันหมด แต่ หาก λ น้อยกว่า 1 จะหมายถึง การให้ความสำคัญกับ ข้อมูลล่าสุด ที่เวลาเป็น N มากที่สุด และ ไม่สนใจข้อมูล เก่าๆ โดยจะมีให้ความสำคัญลดหลั่นลงไป ตามลำดับ ดังนั้นค่าฟอร์เกทติ้งแฟกเตอร์ λ อาจจะเรียกได้อีกแบบหนึ่งได้ว่าเป็นค่า ตัวประกอบการ ลืม และมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 แต่โดยในการใช้งานส่วนมากแล้ว มักจะใช้เลือกใช้ค่าประมาณ อยู่ระหว่าง 0.95 ถึง 0.99 ดังนั้นค่า ฟอร์เกทติ้งแฟกเตอร์ λ จึงมีความหมาย ต่อการทำงานในการ ประมาณค่าพารามิเตอร์โดยวิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ ในระบบควบคุมแบบที่มีการ คาดการณ์ล่วงหน้า หรือ สัญญาณ ที่มีความไม่อยู่นิ่ง (nonstationary systems) โดยค่าฟอร์เกทติ้ง แฟกเตอร์ λ จะต้องมีค่าน้อยกว่า 1

บทที่ 3

ตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป

3.1 บทนำ

แนวคิดวิธีการของตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป ได้มีการริเริ่มนำมาใช้โดย DW. Clarke ในปี ค.ศ. 1987 และก็ได้กลายมาเป็นหนึ่งวิธีที่ได้รับความนิยมอย่างมากของวิธีการควบคุมแบบภาคการณืด้วยแบบจำลอง (Model Predictive Control : MPC) ทั้งในด้านสายงานอุตสาหกรรมและการศึกษา ซึ่งได้รับความสำเร็จอย่างสูงในการส่งเสริมปรับปรุงในการประยุกต์ใช้ในหลายๆส่วนของสายงานอุตสาหกรรม แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะที่ดีและระดับความมั่นคงแน่นอนของควบคุมทนในการควบคุม ซึ่งอัลกอริธึมแบบนี้สามารถนำไปแก้ปัญหาคับการควบคุมที่หลากหลายแตกต่างกันเป็นวงกว้างไกลของกระบวนการหรือโรงงานอุตสาหกรรม กับเหตุผลที่มีจำนวนของตัวแปรที่ให้ออกแบบ ซึ่งต้องมีข้อกำหนดเฉพาะโดยผู้ใช้งาน ขึ้นอยู่กับประสิทธิภาพและระดับของความรู้ของกระบวนการในโรงงาน และเครื่องจักรอุปกรณ์ที่ต้องการควบคุม แนวคิดพื้นฐานของตัวควบคุมภาคการณืทั่วไปนั้นใช้การคำนวณลำดับของสัญญาณควบคุมที่จะเกิดขึ้นในอนาคต ที่ทำให้ค่าคอสม์ฟังก์ชันในช่วงที่กำหนดมีค่าน้อยที่สุด ซึ่งช่วงที่กำหนดนั้นเป็นช่วงของเวลาภาคการณืล่วงหน้าในอนาคต เครื่องบ่งชี้ที่ทำให้มีความเหมาะสมที่สุดนั้นก็คือ ค่าคาดหวังของวิธีการกำลังสองน้อยที่สุดในการวัดสัญญาณค่าผิดพลาดระหว่างสัญญาณทางด้านเอาต์พุตที่ใช้การภาคการณืและลำดับของสัญญาณอ้างอิงบางอย่างที่ใช้การภาคการณืในช่วงที่กำหนด บวกกับการวัดสัญญาณแบบวิธีการกำลังสองน้อยที่สุดของความพยายามปรับตัวในการควบคุม

จากแนวคิดในการที่จะประยุกต์ใช้ตัวควบคุมแบบปรับตัวได้กับระบบกระบวนการที่มีคุณลักษณะของระบบไม่เป็นเชิงเส้นและแปรผันตามเวลา วิธีการดังกล่าวก็คือ การดัดแปลงตัวควบคุมที่มีอยู่แล้ว โดยใช้ตัวควบคุมภาคการณืทั่วไปมาทำการดัดแปลงเพื่อให้สามารถใช้ควบคุมกับกระบวนการดังกล่าวได้ หลักการของตัวควบคุมภาคการณืทั่วไปคือ ในการควบคุมแบบภาคการณืนั้นจะนำสัญญาณควบคุมค่าแรกที่คำนวณได้ไปใช้งานและทำการคำนวณหาสัญญาณควบคุมใหม่ทุกครั้งของการสุ่มตัวอย่าง เพื่อให้ระบบควบคุมสามารถปรับตัวได้ดีกับสภาวะที่อาจมีการเปลี่ยนแปลงได้ทุกขณะของกระบวนการและความเหมาะสม จึงต้องมีการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของระบบตลอดเวลา ด้วยเหตุผลดังกล่าว ระบบควบคุมที่ดีจะต้องสร้างแบบจำลองของระบบ และใช้วิธีการประมาณค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองชนิดปรับตัวได้ที่เหมาะสม และสอดคล้องกับคุณลักษณะของระบบที่ถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป

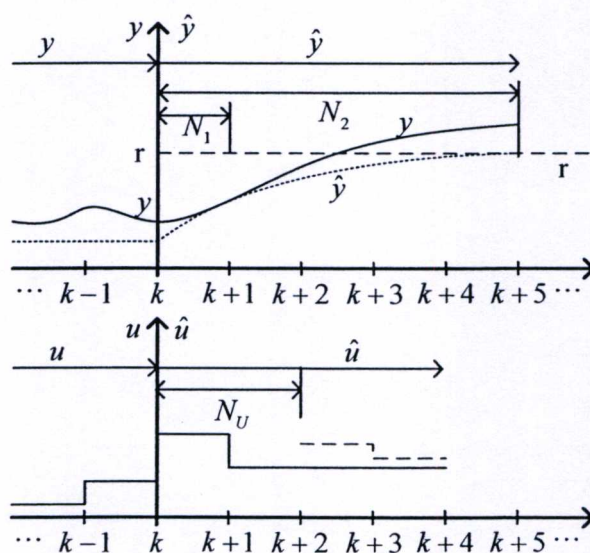
เนื่องจากลักษณะของการตอบสนองที่ไม่เป็นเชิงเส้นของกระบวนการประเภทนี้ จึงทำให้การควบคุมด้วยวิธีการทั่วไปให้ผลการควบคุมไม่ดีเท่าที่ควร นอกจากนี้หากกระบวนการมีเวลา

ประวิงที่ยาว การควบคุมด้วยวิธีดังกล่าวจะไม่ได้ผลเลย ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้เสนอแนวทางที่สามารถนำเอาตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไปมาประยุกต์ใช้กับกระบวนการดังกล่าวได้อย่างมีประสิทธิภาพ

3.2 หลักการของตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป

หลักการของตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไปคือ ค้นหาสัญญาณควบคุมที่ทำให้คอสต์ฟังก์ชันที่กำหนดมีค่าน้อยที่สุดในแต่ละครั้งของการสุ่มตัวอย่าง การทำงานของตัวควบคุมแบบคาดการณ์นั้นมีลักษณะที่คล้ายกับการควบคุมแบบเหมาะสมที่สุดคือ เป็นการหาสัญญาณควบคุมที่ทำให้ค่าคอสต์ฟังก์ชันในช่วงที่กำหนดมีค่าน้อยที่สุด ซึ่งช่วงที่กำหนดนั้นเป็นช่วงของเวลาในอนาคต แต่หลักการของตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไปในงานวิทยานิพนธ์นี้ที่ต่างไปจากตัวควบคุมคาดการณ์แบบอื่นๆ คือ มีการเลือกแบบจำลองคณิตศาสตร์ที่เหมาะสมกับกระบวนการ และการกำหนดคอสต์ฟังก์ชัน โดยใช้วิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ พร้อมกับฟอร์เกทติงแฟกเตอร์เพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์

รายละเอียดในการอธิบายวิธีการของตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป สามารถศึกษาได้จาก [1,2] และในที่นี้จะอธิบายโดยสังเขปเท่านั้น หลักการของพื้นฐานวิธีการที่ใช้กับตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไปนั้นแสดงให้เห็นได้ดังรูปที่ 3.1 โดยค่าของสเกลทางเวลานั้นแสดงให้เห็นด้วยคาบเวลาในการสุ่มตัวอย่างสัญญาณ และตัวอย่าง k ที่ใช้เป็นเครื่องหมายแสดงขึ้นเวลาแบบไม่ต่อเนื่องในแต่ละช่วง



รูปที่ 3.1 หลักการพื้นฐานของตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป

จากรูปที่ 3.1 ให้เวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมที่ใช้การคาดการณ์ล่วงหน้าเป็น $\hat{\mathbf{u}}$ ซึ่งทำการคำนวณโดยหลักการออกแบบตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป เวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการที่ใช้การคาดการณ์ล่วงหน้า $\hat{\mathbf{y}}$ ให้มีค่าใกล้เคียงมากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้กับค่าอ้างอิงที่ต้องการของเวกเตอร์สัญญาณแนววิถี \mathbf{r} ให้อยู่ภายในระยะของการควบคุม ซึ่งกำหนดได้โดยระยะการควบคุมที่น้อยสุด N_1 และระยะการควบคุมสูงสุด N_2 ของเกณฑ์สมรรถนะ หรือความสามารถของตัวควบคุมตามหลักที่กำหนดไว้ ส่วนสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการนั้น ใช้การคาดการณ์จากแบบจำลองกระบวนการของเวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมในช่วงเวลาก่อนหน้านี้ \mathbf{u} เวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการในช่วงเวลาก่อนหน้านี้ \mathbf{y} และเวกเตอร์ $\hat{\mathbf{u}}$ เป็นเวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมที่ใช้การคาดการณ์แบบเหมาะสมที่สุดนั้น ควรจะมีการพิจารณา กำหนดโดยการทำให้มีค่าน้อยที่สุดของเกณฑ์สมรรถนะ J หรือคอสม์ฟังก์ชัน ดังสมการที่ (3.1)

$$J(\mathbf{r}, \hat{\mathbf{y}}, \mathbf{u}, k) = \sum_{j=N_1}^{N_2} [r(k+j) - \hat{y}(k+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_U} [\Delta u(k+j-1)]^2 \quad (3.1ก)$$

หรือ

$$J(\mathbf{r}, \hat{\mathbf{y}}, \mathbf{u}, k) = \sum_{j=N_1}^{N_2} [\hat{y}(k+j) - r(k+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_U} [\Delta u(k+j-1)]^2 \quad (3.1ข)$$

โดยที่ $\mathbf{u} = [u(k), u(k+1), \dots, u(k+N_U)]^T$ เป็นเวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมที่ใช้การคาดการณ์

$\mathbf{r} = [r(k+N_1), r(k+N_1+1), \dots, r(k+N_2)]^T$ เป็นเวกเตอร์สัญญาณแนววิถีที่อ้างอิงกับค่าที่ต้องการ

$\hat{\mathbf{y}} = [\hat{y}(k+N_1), \hat{y}(k+N_1+1), \dots, \hat{y}(k+N_2)]^T$ เป็นเวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการที่ใช้การคาดการณ์

$\Delta u(k), \Delta u(k+1), \dots, \Delta u(k+N_U-1)$ เป็นเวกเตอร์ส่วนเปลี่ยนแปลงของสัญญาณควบคุม เมื่อ $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$

N_U เป็นค่าระยะของการควบคุม (Control horizon)

N_1 เป็นค่าระยะของการควบคุมน้อยสุดของการคาดการณ์ (Minimum costing horizon)

N_2 เป็นค่าระยะของการควบคุมสูงสุดของการคาดการณ์ (Maximum costing horizon)

λ เป็นค่าถ่วงน้ำหนักสำหรับการควบคุม (Control weighting)

โดยเทอมแรกในเกณฑ์สมรรถนะอ้างอิงกับการแปรผันกำลังสองของสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการที่ใช้การคาดการณ์จากสัญญาณแนววิถีอ้างอิงที่ต้องการ ในขณะที่เทอมที่สองนั้นได้

เพิ่มในการสั่งการเพื่อจำกัดสัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมปรับปรุงให้ดีขึ้น ด้วยการลดสัญญาณควบคุมในการถ่วงน้ำหนัก λ ให้มีขนาดเล็กลง ซึ่งมีผลกับสัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุม โดยการทำให้อัตราการบรรจบหรือคอสมอสฟังก์ชันให้มีค่าน้อยที่สุดตามสมการที่ (3.1) เพื่อให้มีเสถียรภาพที่ดีของเวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมที่เหมาะสมที่สุด

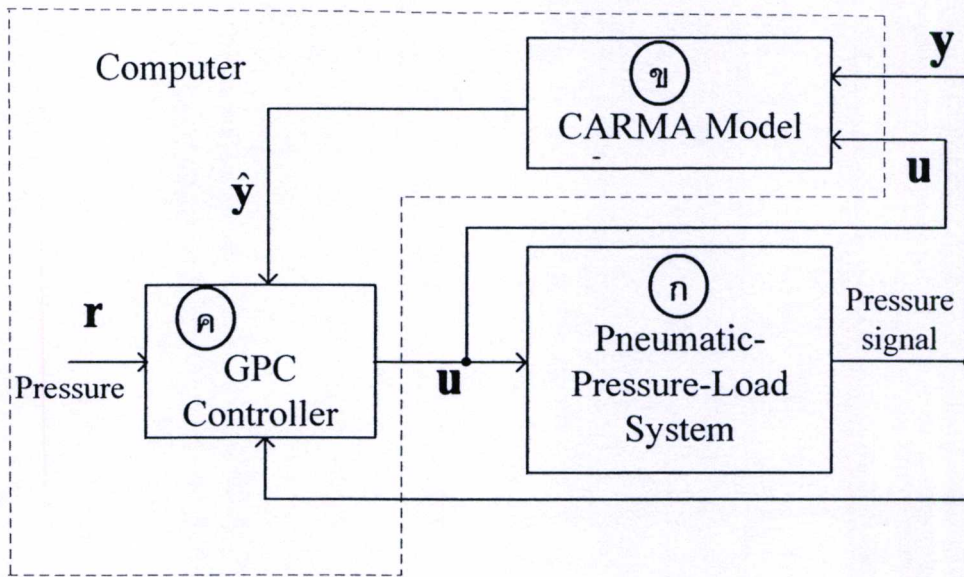
ในองค์ประกอบของการคำนวณหาเวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตที่เหมาะสมที่สุดของตัวควบคุมนั้นมีการกระทำโดยตรงกับสัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุม ส่วนองค์ประกอบที่เป็นเวกเตอร์ในส่วนที่เหลือนั้นไม่ได้ใช้ประโยชน์ใดๆและนำเข้าสู่ขั้นตอนวิธีดำเนินการเป็นการกระทำเวียนซ้ำที่เวลา $t = (k+1) T$ (จากหลักการของ Receding horizon) ซึ่งในช่วงแรกของระยะที่ใช้ในการคาดการณ์ N_1 นั้น โดยปกติเลือกให้มีค่าเป็น 1 ส่วนการเลือกค่าในช่วงระยะที่สองของการคาดการณ์ N_2 และค่าระยะการควบคุม N_u นั้นสามารถกำหนดได้เอง ในบางครั้งที่มีการขยายเพิ่มค่า N_2 นั้น โดยปกติแล้วเลือกให้มีค่าที่ใช้ให้ครอบคลุมเป็นส่วนใหญ่ของช่วงที่ยังมีสถานะการแกว่งกระเพื่อมของสัญญาณกับระบบควบคุม ในขณะที่ N_u ใช้เป็นเครื่องแสดงผลที่จะเกิดขึ้นของสัญญาณเอาต์พุตในอนาคตของตัวควบคุม ซึ่งก็ควรมีค่าไม่เกิน $N_2 / 2$

สำหรับการควบคุมความดันของระบบไหลความดันนิวแมติกเชิงไฟฟ้า เวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป \hat{u} เป็นสัญญาณอนาล็อกแรงดันขนาด 0-5 โวลต์ ซึ่งคำนวณโดยวิธีการของตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป ภายในโปรแกรมคอมพิวเตอร์ r เป็นเวกเตอร์สัญญาณแนววิถีที่อ้างอิงกับค่าที่ต้องการของความดันอากาศขนาด 0.5-5 บาร์ ส่วน \hat{y} เป็นเวกเตอร์ของสัญญาณความดันอากาศ ซึ่งก็คือ ค่าความดันที่เอาต์พุตของกระบวนการ ซึ่งทำการคำนวณภายในโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยการใช้แบบจำลองคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มอันดับสามและประมาณค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองด้วยวิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ พร้อมกับฟอร์เกทติงแฟกเตอร์ ด้วยเหตุผลดังกล่าวตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไปจะสร้างสัญญาณควบคุมจนกระทั่งความดันเอาต์พุตที่ใช้การคาดการณ์ล่วงหน้ามีความใกล้เคียงมากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้กับค่าความดันอากาศอ้างอิงที่ต้องการภายในระยะของการควบคุม N_1 และ N_2

3.3 โครงสร้างการควบคุมระบบ

โครงสร้างการควบคุมความดันสามารถแสดงได้ดังแผนภาพในรูปที่ 3.2 ซึ่งประกอบไปด้วยส่วนหลักๆ 3 ส่วนดังนี้

- ก. ระบบไหลความดันนิวแมติก (The pneumatic-pressure-load system)
- ข. แบบจำลองคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มอันดับสาม(a three order CARMA Model)
- ค. ตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป (GPC controller)



รูปที่ 3.2 โครงสร้างของการควบคุมระบบที่ใช้ในการวิจัย

แผนภาพดังแสดงในรูปที่ 3.2 เป็นโครงสร้างของการควบคุมระบบไหลลดความดันนิวแมติกที่ใช้ตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป และแบบจำลองคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มอันดับสาม โดยกำหนดตัวแปรต่างๆ ที่เป็นพารามิเตอร์ของระบบได้ดังนี้ u คือ เวกเตอร์สัญญาณควบคุมที่เป็นสัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมที่ต่อเป็นสัญญาณอินพุตให้กับระบบไหลลดความดันนิวแมติกที่ทำหน้าที่เป็นกระบวนการ และต่อเป็นสัญญาณอินพุตให้กับแบบจำลองคณิตศาสตร์ r คือ เวกเตอร์สัญญาณจุดปรับตั้งหรือค่าอ้างอิงของความดันที่ต้องการควบคุมในระบบ y คือ เวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการที่เป็นสัญญาณความดันที่ต่อป้อนเป็นสัญญาณอินพุตให้กับแบบจำลองคณิตศาสตร์ \hat{y} คือ เวกเตอร์สัญญาณที่ใช้การคาดการณ์จากแบบจำลองที่ต่อเป็นลักษณะของสัญญาณป้อนกลับให้กับตัวควบคุม

และโครงสร้างของการควบคุมระบบไหลลดความดันนิวแมติก ที่ใช้สำหรับงานวิจัยนี้ นั้นแบบจำลองทางพลวัตที่ใช้ควบคุมกระบวนการมีบทบาทและความสำคัญอย่างยิ่งในการออกแบบตัวควบคุม แบบจำลองทางพลวัตของระบบดังกล่าว ต้องจัดเตรียมไว้เป็นอันดับแรก การวิเคราะห์ที่สมบูรณ์ของแบบจำลองของระบบ รวมทั้งสมการความต่อเนื่องของถังเก็บอากาศ (Chamber continuity equation) สมการการไหลของช่องอากาศผ่าน (Orifice flow equation) ของวาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้า และสมการสมดุลแรงของก้านปรับตำแหน่ง (Force balance equation of the spool) ให้เคลื่อนที่สำหรับเปิดปิดช่องอากาศผ่าน (Orifice)

3.3.1 สมการความต่อเนื่องของถังเก็บอากาศ (Chamber continuity equation)

มีสมมติฐานหลายข้อหลักๆออกมาใช้ ในช่วงระหว่างเวลาที่มีความสนใจในการวิเคราะห์กับแบบจำลองกระบวนการที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดย Wang , Wang , Moore ,และ Pu ในปี ค.ศ.2001 [4] โดยส่วนใหญ่กับข้อสมมติฐานเหล่านี้ มีความสมเหตุสมผลและได้รับการยอมรับกันโดยทั่วไป

และข้อสมมติฐานต่อไปนี้มีกำหนดเพื่อใช้กับแบบจำลองกระบวนการที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่เกี่ยวกับระบบนิวแมติก

1. ก๊าซในทางอุดมคติ คือสิ่งที่ปฏิบัติตามกฎของก๊าซในอุดมคติ (Ideal gas law)
2. ให้ถือว่าไม่มีการรั่วไหลของก๊าซในวาล์วความดันแบบสัดส่วน
3. ความหนาแน่นและความดันของก๊าซมีความสม่ำเสมอในถังเก็บอากาศ (Chamber)
4. การไหลของก๊าซในวาล์วและถังเก็บอากาศมีสถานะคงที่ แม้ความดันเปลี่ยนแปลง
5. ความดันอากาศและอุณหภูมิแวดล้อมมีค่าคงที่
6. ปริมาตรของถังเก็บอากาศมีค่าคงที่

โดยถังเก็บอากาศนั้น สามารถมองให้เป็นระบบเทอร์โมไดนามิกแบบปิด เพราะฉะนั้นสมการพลังงานปริมาตรที่ถูกควบคุมสามารถอธิบายได้ด้วยการใช้กฎข้อที่หนึ่งของเทอร์โมไดนามิก ดังสมการที่ (3.2)

$$\frac{dE}{dt} = Ge \frac{dQ}{dt} - \frac{dW}{dt} \quad (3.2)$$

โดยในที่นี้ E และ G เป็นค่ารวมทั้งหมดของพลังงานภายในของก๊าซในถังเก็บอากาศ และมวลการไหลของอากาศเข้าไปในถังเก็บอากาศ Q เป็นการแลกเปลี่ยนความร้อนส่งผ่านเข้ากับระบบที่มีขอบเขต W เป็นงานการขยายตัวของแรงความพยายามบนสภาพแวดล้อมภายนอก และ e เป็นค่ารวมทั้งหมดของพลังงานของก๊าซต่อหนึ่งหน่วยมวลอากาศ ซึ่งอธิบายได้ดังสมการต่อไปนี้

$$e = h + \frac{v^2}{2} + gz \quad (3.3)$$

โดยในที่นี้ h และ v เป็นเอนทาลปีและความเร็วในการไหลของก๊าซเข้าไปในถังเก็บอากาศ ตามลำดับ g เป็นความเร่งของแรงโน้มถ่วง z เป็นความสูงของก๊าซในถังเก็บอากาศ และอัตราการเปลี่ยนแปลงพลังงานศักย์และพลังงานจลน์ในถังเก็บอากาศสมมติให้มีค่าน้อยมากๆ เมื่อเทียบกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของพลังงานภายใน โดยไม่ต้องนำมาคิดหรือกำหนดให้เป็นศูนย์ เพราะฉะนั้นสมการที่ (3.3) ทำให้ง่ายขึ้นได้เป็น

$$e = h = C_p T \quad (3.4)$$

โดยในที่นี้ C_p เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของความดันจำเพาะและ $C_p = 1005 \text{ J/Kg K}$ สำหรับอากาศ (For air) T เป็นอุณหภูมิของก๊าซ และจากข้อสมมติฐานในข้อที่ 3,4,5 และข้อที่ 6 แทนค่าสมการที่ (3.4) ลงในสมการที่ (3.2) สำหรับหาผลลัพท์ของค่า e และในสมการที่ (3.5) สำหรับหาผลลัพท์ของค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงพลังงานของปริมาตรที่ถูกควบคุมดังนี้

$$\frac{dE}{dt} = Ge = GC_p T = \frac{d(\rho V C_p T)}{dt} \quad (3.5)$$

ในที่นี้ให้ ρ เป็นความหนาแน่นของก๊าซในถังเก็บอากาศ V เป็นปริมาตรของถังเก็บอากาศที่ใช้จริง T เป็นอุณหภูมิของก๊าซ C_p เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของปริมาตรจำเพาะและ $C_v = 718 \text{ J/Kg K}$ สำหรับอากาศ (For air)

และทำให้เป็นผลสำเร็จด้วยสมการต่อไปนี้ โดยการใช้อนุมัติฐานในข้อที่ 1 และข้อที่ 6 ในสมการที่ (3.5)

$$GC_p T = \frac{d(C_p \rho V)}{dt} = \frac{C_p}{R} \left(V \frac{dp}{dt} + p \frac{dV}{dt} \right) = \frac{C_p V}{R} \frac{dp}{dt} \quad (3.6)$$

สมการความต่อเนื่องของถังเก็บอากาศหรือแบบจำลองทางพลวัตของก๊าซในถังเก็บอากาศ จะได้สมการคณิตศาสตร์ของแบบจำลองดังนี้

$$G = \frac{V}{rRT} \frac{dp}{dt} \quad (3.7)$$

ในที่นี้ให้ r เป็นอัตราส่วนของความร้อนจำเพาะ และ $r = C_p / C_v = 1.4$ สำหรับอากาศ R เป็นค่าคงที่สากลของ ก๊าซ และ $R = C_p - C_v = 287 \text{ J/Kg K}$

3.3.2 สมการการไหลของช่องอากาศผ่าน (Orifice flow equation) ของวาล์ว

หัวข้อชนิดบรรจบกันที่มีการป้อนความดันอากาศจากแหล่งเก็บขนาดใหญ่สามารถพิจารณาแบบจำลองที่ดีสำหรับวาล์วความดันแบบสัดส่วน ในช่องทางอากาศผ่านแบบบรรจบกันนี้ ได้ส่งก๊าซเข้าไปในถังเก็บอากาศ ในที่นี้ความดันที่ไซ้ก็คือ p และจากข้อสมมติฐานในข้อที่ 2 และข้อที่ 4 มวลการไหลของอากาศเคลื่อนที่เข้าและออกไปยังวาล์วความดันแบบสัดส่วน โดยขึ้นกับพื้นที่เปิดออกในช่วงบริเวณที่ให้ผลตอบสนองของช่องอากาศผ่าน และอัตราส่วนระหว่างความดัน

ของก๊าซด้านไหลเข้าและด้านไหลออก และความสัมพันธ์ระหว่างมวลการไหลของก๊าซและความดันในถังเก็บอากาศนั้นกำหนดให้โดยสมการดังต่อไปนี้

$$G = c_q A_q p_s \sqrt{\frac{2}{RT}} \varphi \left(\frac{p}{p_s} \right) = c_q W x_v p_s \sqrt{\frac{2}{RT}} \varphi \left(\frac{p}{p_s} \right) \quad (3.8)$$

ในที่นี้ p_s เป็นความดันของอากาศที่จ่ายออกมา c_q เป็นค่าสัมประสิทธิ์การไหล A_q เป็นพื้นที่เปิดออกในช่วงบริเวณที่ให้ผลตอบสนองของช่องอากาศผ่าน ที่เปลี่ยนแปลงเนื่องจากตำแหน่งของก้านปรับ W และ x_v เป็นพื้นที่ที่ลาดเอียงและตำแหน่งก้านปรับของวาล์วตามลำดับ และฟังก์ชันการไหลที่เป็นช่วงๆ (Piecewise flow function) φ กำหนดให้ดังต่อไปนี้

$$\varphi \left(\frac{p}{p_s} \right) = \begin{cases} \sqrt{\frac{r}{r-1} \left[\left(\frac{p}{p_s} \right)^{2/r} - \left(\frac{p}{p_s} \right)^{(r+1)/r} \right]}, & 0.528 < \left(\frac{p}{p_s} \right) \\ \leq 1 \\ \left(\frac{2}{r+1} \right)^{1/(r-1)} \sqrt{\frac{r}{r+1}}, & 0 \leq \left(\frac{p}{p_s} \right) \\ \leq 0.528 \end{cases} \quad (3.9)$$

สมการที่ (3.9) เป็นการแสดงโดยชัดเจนของปรากฏการณ์การอุดช่องของการไหล ซึ่งเป็นความหนืดของของไหลที่อัดตัวได้เหมือนอากาศ สมการนี้แสดงว่าหนึ่งในความดันด้านไหลเข้ากลายเป็นค่าที่ใกล้เคียงประมาณสองเท่าที่มากที่สุดของความดันด้านไหลออก การไหลจะถูกอุดช่องและเป็นปัจจัยทำให้ไม่มีมวลการไหล เพื่อที่จะทำให้สามารถเคลื่อนผ่านการเปิดของช่องอากาศผ่านที่กำหนดให้ ซึ่งเปรียบได้เหมือนกับความดันตกเพิ่มขึ้น

3.3.3 สมการสมดุลของแรงของก้านปรับวาล์ว (Force balance equation of the spool)

จากรูปที่ 3.3 แสดงเป็นภาพตัดด้านข้างของวาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้าของบริษัท SMC รุ่น VEP 3121-1 ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ มีองค์ประกอบส่วนใหญ่ของวาล์วแบบ 3 ทาง 2 ตำแหน่ง ตัวถังของวาล์วและส่วนที่เป็นตัวสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแบบสัดส่วน (Proportional Electromagnet) ซึ่งรายละเอียดในการอธิบายหลักการทำงานสามารถศึกษาได้จาก [4] และจากรูปที่ 3.3 อธิบายหลักการทำงาน พอสังเขปได้ดังนี้ โดยเริ่มจากสัญญาณแรงดันอินพุตอนาล็อก U_e ถูกเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณขับแบบกระแสไฟฟ้า I_e ที่เป็นสัดส่วนกับ U_e ผ่านตัวขยายสัญญาณไฟฟ้าแบบสัดส่วนหมายเลข 1 และเมื่อจ่ายสัญญาณขับแบบกระแสไฟฟ้า I_e จะเกิดพลังงานสนาม

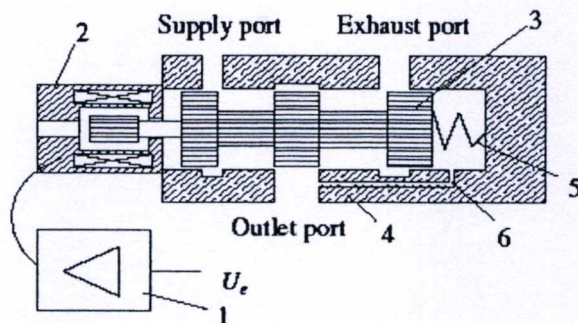
แม่เหล็กไฟฟ้าทำให้มีแรงผลัก F_e ที่เป็นสัดส่วนโดยตรงกับ I_e ที่เป็นหมายเลข 2 ในรูป และจะทำให้ก้านปรับ (Spool) ตำแหน่งของวาล์วความดันแบบสัดส่วน หมายเลข 3 เคลื่อนที่เปิดช่องอากาศผ่าน (Orifice) และต่อจากนั้นช่องด้านจ่ายอากาศเข้า (Supply port) จะต่อถึงกับช่องด้านอากาศออก (Outlet port) ดังนั้นทำให้ความดันขาออก p ถูกส่งผ่านให้กับส่วนของวงจรถ้อนกลับแบบนิวแมติก หมายเลข 6 และมีการกระทำตามรูปร่างลักษณะด้านล่างของก้านปรับตำแหน่ง แรงป้อนกลับอันเนื่องมาจากความดัน p นั้น ถูกถ่วงให้หักล้างกับแรงกด จนกระทั่งก้านปรับดังกล่าวอยู่ในสถานะที่สมดุล ด้วยหลักการทำงานดังกล่าวนี้ จึงทำให้มีความดันอากาศเอาต์พุตที่คงที่ ส่วนหมายเลข 4 และ หมายเลข 5 ที่แสดงในรูปที่ 3.3 เป็นตัวถังของวาล์วและสปริงตามลำดับ กราฟคุณลักษณะเฉพาะในการทำงานที่เป็นความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณกระแสไฟฟ้า อินพุตต่อความดันอากาศเอาต์พุตของวาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้า รุ่น VEP 3121-1 ซึ่งสามารถศึกษาได้จากรายละเอียดของอุปกรณ์ในภาคผนวก

บนพื้นฐานของการวิเคราะห์ดังกล่าว การเคลื่อนที่ของก้านปรับตำแหน่ง (Spool) ของวาล์วความดันแบบสัดส่วน ถูกนำมานิยามใช้โดยสมการสมดุลแรงแบบนิวตันมาตรฐาน (Standard Newtonian force balance equation) ดังนี้

$$m\ddot{x}_v = kU_e - A_f p - k_s(x_v + x_0) - b\dot{x}_v - F_e \operatorname{sgn}(\dot{x}_v) \quad (3.10)$$

โดยในที่นี้ m และ x_v เป็นมวลและการเคลื่อนที่ของก้านปรับตำแหน่ง (Spool) ตามลำดับ A_f เป็นพื้นที่ตัดด้านข้างที่มีผลต่อการทำงานของด้านล่างของก้านปรับตำแหน่ง k เป็นสัมประสิทธิ์ของแรงที่เกิดจากแรงดันไฟฟ้าของวาล์วความดันแบบสัดส่วน U_e เป็นแรงดันไฟฟ้าอินพุตควบคุมของวาล์วความดันแบบสัดส่วนตามลำดับ ซึ่งการปรับให้ $kU_e = F_e$ นั้น k_s เป็นค่าสัมประสิทธิ์ในการแข็งตัวของสปริง x_0 เป็นความยาวก่อนการอัดตัวของสปริง b เป็นค่ากำหนดคิโม่ของสัมประสิทธิ์แรงเสียดทานจากความหนืดและ F_e เป็นค่ากำหนดคิโม่ของแรงเสียดทานคูลอมบ์

จากสมการที่ (3.7) ถึงสมการที่ (3.10) ประกอบขึ้นเป็นแบบจำลองทางพลวัตทั้งหมดของระบบไหลความดันนิวแมติก ซึ่งมีความซับซ้อนและไม่เป็นเชิงเส้น เป็นระบบแบบอันดับสาม (Three-order system) โดยอินพุตและเอาต์พุตของระบบ คือแรงดันไฟฟ้าควบคุม U_e และความดัน p ในถังเก็บอากาศตามลำดับ ตัวแปรสถานะของก้านปรับตำแหน่งคือ x_v การเคลื่อนที่ของก้านปรับตำแหน่งคือ \dot{x}_v และความดัน p พารามิเตอร์ของระบบอ้างอิงกับอุณหภูมิ ความดันอากาศด้านจ่ายเข้า (Air supply pressure) ปริมาตรถังเก็บอากาศ และคุณสมบัติของวาล์วความดันแบบสัดส่วน เพราะฉะนั้นระบบที่แท้จริงทั้งหมดไม่สามารถอธิบายด้วย แบบจำลองคณิตศาสตร์ที่แน่นอนได้ แบบจำลองทางพลวัตต้องแสดงเอกลักษณ์ด้วยการเชื่อมต่อแบบโดยตรง (Online) ขณะมีการทำงาน ซึ่งเป็นความยุ่งยากในการควบคุมระบบดังกล่าว



รูปที่ 3.3 โครงสร้างภายในวาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้าที่ใช้ในการวิจัย

3.4 โครงสร้างของแบบจำลอง

บนพื้นฐานการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีของคุณลักษณะทางพลวัตของการควบคุมระบบไหลความดันนิวแมติก ที่ได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อก่อนหน้านี้ ซึ่งสามารถพิจารณาระบบและเลือกใช้สมการแบบจำลองคณิตศาสตร์อันดับสามกับระบบกระบวนการที่มี อินพุตเดียว-เอาต์พุตเดียว (Single-input Single-output : SISO) ชนิดที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เลือกใช้ และรู้จักกันเป็นอย่างดีก็คือ แบบจำลองคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มเอ (The controlled autoregressive moving average model : CARMA) เป็นแบบจำลองที่ง่าย สะดวก และมีประสิทธิภาพที่มีการใช้งานกันอย่างกว้างขวางในด้านการควบคุมแบบใช้การคาดการณ์และการควบคุมแบบเหมาะสมที่สุด โดยทั่วไปนิยมใช้แบบจำลองคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มเอ ในการจำลองวิเคราะห์ และออกแบบระบบควบคุมชนิดปรับตัวได้ และใช้การคาดการณ์ล่วงหน้าแบบต่างๆ

3.4.1 แบบจำลองคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มเอ

เป็นแบบจำลองคณิตศาสตร์ที่เหมาะสมที่จะนำมาใช้จำลองกระบวนการที่เป็นระบบไหลความดันนิวแมติก กรณีจำลองกระบวนการ ซึ่งมีอินพุตเดียวและเอาต์พุตเดียว สามารถเขียนสมการทั่วไปดังสมการที่ (3.11)

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k-d) + C(z^{-1})e(k) \quad (3.11)$$

โดยที่ $u(k)$ คือ อินพุตของกระบวนการ

$y(k)$ คือ เอาต์พุตของกระบวนการ

$e(k)$ คือ ค่าสัญญาณรบกวนแบบเกาส์

$A(z^{-1}), B(z^{-1})$ และ $C(z^{-1})$ คือ โพลีโนเมียล

z^{-1} เป็นตัวดำเนินการหรือกระทำชนิดเลื่อนไปทางข้างหลัง

d คือค่าเวลาที่ถูกประวิงระหว่างสัญญาณอินพุตของกระบวนการ u และสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ y

เขียน $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$ และ $C(z^{-1})$ ตามสมการ (3.11) ใหม่ ดังนี้

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{n_a} z^{-n_a} = 1 + \sum_{i=1}^{n_a} a_i z^{-i} \quad (3.12ก)$$

$$B(z^{-1}) = b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{n_b} z^{-n_b} = \sum_{i=1}^{n_b} b_i z^{-i} \quad (3.12ข)$$

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + \dots + c_{n_c} z^{-n_c} = 1 + \sum_{i=1}^{n_c} c_i z^{-i} \quad (3.12ค)$$

สำหรับจำลองคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มแอลดับสาม [3], ดังนั้น $n = 3$ เขียนสมการ(3.12) ใหม่

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3} \quad (3.13ก)$$

$$B(z^{-1}) = b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3} \quad (3.13ข)$$

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + c_3 z^{-3} \quad (3.13ค)$$

โดยที่ a_1, a_2 และ a_3 คือ สัมประสิทธิ์ของโพลิโนเมียล $A(z^{-1})$

b_1, b_2 และ b_3 คือ สัมประสิทธิ์ของโพลิโนเมียล $B(z^{-1})$

c_1, c_2 และ c_3 คือ สัมประสิทธิ์ของโพลิโนเมียล $C(z^{-1})$

3.4.2 วิธีการหาค่าการยกกำลังสองน้อยที่สุดแบบย้อนกลับและฟอร์เกทติ้งแฟกเตอร์

คุณสมบัติที่สำคัญของวิธีการกำลังสองน้อยที่สุดแบบย้อนกลับนี้ คือ การใช้ข้อมูลที่มีอยู่ในสัญญาณอินพุตตั้งแต่เวลาปัจจุบันย้อนไปถึงข้อมูลในอดีต เมื่อกำหนดค่าประมาณแบบกำลังสองน้อยที่สุดของเวกเตอร์พารามิเตอร์ของตัวควบคุมให้ที่เวลา $(k-1)$ จะสามารถคำนวณหาค่าประมาณค่าใหม่ของเวกเตอร์ดังกล่าว ได้ที่เวลา k เมื่อสัญญาณอินพุตชุดใหม่มาถึง ขั้นตอนวิธีดังกล่าวนี้ เรียกว่า ขั้นตอนวิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ พร้อมกับฟอร์เกทติ้งแฟกเตอร์

ในระบบไหลความดันนิวแมติกเป็นระบบที่มีการแปรผันตามเวลาและพารามิเตอร์ของแบบจำลองคณิตศาสตร์ของระบบ a_i , b_i และ c_i โดยที่ $i=1,2,3$ เป็นสัมประสิทธิ์ของโพลิโนเมียลที่ไม่ทราบค่า วิธีการย้อนกลับแบบยกกำลังสองน้อยที่สุดในที่นี้กับฟอร์เกทติ้งแฟกเตอร์ ได้ถูกนำมาใช้เพื่อประมาณค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าว ดังนี้

พารามิเตอร์ของระบบสามารถคำนวณหาค่าย้อนกลับได้ดังต่อไปนี้

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)[y(k) - \varphi^T(k)\hat{\theta}(k-1)] \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} K(k) &= \mathbf{P}(k-1)\varphi(k)[\lambda\mathbf{I} - \varphi^T(k)\mathbf{P}(k-1)\varphi(k)]^{-1} \\ &= \frac{\mathbf{P}(k-1)\varphi(k)}{[\lambda\mathbf{I} - \varphi^T(k)\mathbf{P}(k-1)\varphi(k)]} \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(k) &= \lambda^{-1}[\mathbf{I} - K(k)\varphi^T(k)]\mathbf{P}(k-1) \\ &= \frac{1}{\lambda}[\mathbf{I} - K(k)\varphi^T(k)]\mathbf{P}(k-1) \end{aligned} \quad (3.16)$$

โดยที่ $\hat{\theta}(k)$ คือ เวกเตอร์ประมาณค่าของพารามิเตอร์

$$\hat{\theta}(k) = [-\hat{a}_1, -\hat{a}_2, -\hat{a}_3, \hat{b}_1, \hat{b}_2, \hat{b}_3, \hat{c}_1, \hat{c}_2, \hat{c}_3]^T$$

$\varphi(k)$ คือ เวกเตอร์ข้อมูลของการสังเกตระบบควบคุมในกระบวนการ

$$\begin{aligned} \varphi(k) &= [y(k-1), y(k-2), y(k-3), u(k-1), u(k-2), u(k-3), \\ &\quad e(k-1), e(k-2), e(k-3)]^T \end{aligned}$$

λ คือ ค่าพอร์เกทติ้งแฟคเตอร์ มีค่าในช่วง $0 < \lambda < 1$

$u(k-1)$, $u(k-2)$ และ $u(k-3)$ คือ สัญญาณอินพุตของกระบวนการ

$y(k)$, $y(k-1)$, $y(k-2)$ และ $y(k-3)$ คือ สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ

$e(k-1)$, $e(k-2)$ และ $e(k-3)$ คือ สัญญาณรบกวนแบบเกาส์

$K(k)$ คือ เวกเตอร์อัตราขยายหรือเวกเตอร์ปรับแก้ (Gain vector or Correcting vector)

$\mathbf{P}(k)$ คือ เมตริกซ์ความแปรปรวนร่วม

\mathbf{I} คือ เมตริกซ์เอกลักษณ์

3.5 การออกแบบตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป

ปกติการออกแบบตัวควบคุมแบบคาดการณ์ประกอบด้วย 3 ขั้นตอน คือ ขั้นตอนแรก คือ การสร้างสมการคาดการณ์ เพื่อดำเนินการหาเวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการที่ใช้การคาดการณ์ล่วงหน้า $\hat{\mathbf{y}} = [\hat{y}(k+N_1), \hat{y}(k+N_1+1), \dots, \hat{y}(k+N_2)]^T$ ขั้นตอนที่สอง การกำหนดคอสต์ฟังก์ชัน $J(\mathbf{r}, \hat{\mathbf{y}}, \mathbf{u}, k)$ และขั้นตอนสุดท้าย คือ การคำนวณหากฎการควบคุม หรือคำนวณหา

สัญญาณควบคุม $u(k)$ โดยทั่วไปการคำนวณหาเวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการที่ใช้การคาดการณ์นั้น ได้จากการแก้สมการไดโอเฟนทิน ซึ่งมีความยุ่งยาก และซับซ้อน เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว อาศัยสัมประสิทธิ์ของโพลิโนเมียลของแบบจำลองคณิตศาสตร์ถูกนำมาใช้คำนวณหาสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการที่ใช้การคาดการณ์

3.5.1 การคำนวณหาเวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการคาดการณ์

คำนวณหาเวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการคาดการณ์ โดยใช้สัมประสิทธิ์ของโพลิโนเมียลของแบบจำลองคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มเออันดับสาม ดังสมการที่ (3.17)

$$\hat{y}_m(k+j) = -\sum_{i=1}^{n_a} a_i \hat{y}_m(k+j-i) + \sum_{i=1}^{n_b} b_i u(k+j-i) + \sum_{i=1}^{n_c} c_i e(k+j-i) \quad (3.17)$$

$$; j = N_1, \dots, N_2$$

โดยที่ a_i, b_i และ c_i คือ สัมประสิทธิ์ของโพลิโนเมียลที่ได้จากประมาณค่าวิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ พร้อมกับฟอร์เกทติงแฟกเตอร์

กำหนดให้ $u(k+j-1) = u(k-1), j = 1, \dots, N_2$

3.5.2 การกำหนดคอสต์ฟังก์ชันของตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป

ในการควบคุมที่ใช้การคาดการณ์นั้น จำเป็นจะต้องทำการกำหนดรูปแบบของคอสต์ฟังก์ชันขึ้นมาเพื่อใช้ในการหากฎการควบคุม ในที่นี้เลือกใช้นิยามของคอสต์ฟังก์ชันได้ดังสมการที่ (3.1)

เนื่องจากค่า λ มีไว้เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณควบคุม $u(k)$ สูงเกินไป ซึ่งจะมีผลต่อเสถียรภาพของระบบ ดังนั้นควรเลือกค่า λ ให้มีค่าเล็กที่สุดที่ทำให้ความแปรปรวนของเอาต์พุตมีค่าน้อยที่สุด โดยที่การควบคุมระบบวงรอบปิดยังคงเสถียร

3.5.3 กฎการควบคุม

ในการเลือกใช้วิธีการควบคุมแบบคาดการณ์สำหรับควบคุมระบบใดๆ ขั้นตอนสุดท้ายก็คือการสร้างกฎการควบคุม (Control law) หรือ การคำนวณหาสัญญาณควบคุมปัจจุบัน โดยอาศัยข้อมูลคาดการณ์ 3 ส่วน คือ เวกเตอร์สัญญาณแนววิถีที่ \mathbf{r} เวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุม \mathbf{u} และ เวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ $\hat{\mathbf{y}}$

โดยกำหนดให้ $\mathbf{r} = [r(k+N_1), r(k+N_1+1), \dots, r(k+N_2)]^T$ เป็นเวกเตอร์สัญญาณแนววิถีที่อ้างอิงกับค่าที่ต้องการ

$\mathbf{u} = [u(k), u(k+1), \dots, u(k+N_U)]^T$ เป็นเวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุม

$\hat{\mathbf{y}} = [\hat{y}(k + N_1), \hat{y}(k + N_1 + 1), \dots, \hat{y}(k + N_2)]^T$ เวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของ
กระบวนการ

ดังนั้นหลักการสำคัญในการคำนวณหาสัญญาณควบคุมของตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป ก็
คือ การคำนวณหาชุดสัญญาณควบคุมที่ทำให้ค่าคอสม์ฟังก์ชันมีค่าน้อยที่สุด โดยเลือกเอาเฉพาะค่า
แรกของชุดสัญญาณควบคุมป้อนให้กับกระบวนการ และทำการคำนวณใหม่ทุกครั้งของการสุ่ม
ตัวอย่าง

จะเห็นว่าในการคำนวณหาสัญญาณควบคุมจำเป็นต้องใช้สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ
ภาคการณื ซึ่งได้จากสมการภาคการณื และเขียนนิยามของสมการภาคการณื ในรูปของเมตริกซ์ ดัง
สมการที่ (3.18) ซึ่งได้จากการใช้สมการไดโอเฟนทิน

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{f} \quad (3.18)$$

โดยที่ $\tilde{\mathbf{u}} = [\Delta u(k), \Delta u(k + 1), \dots, \Delta u(k + N_U - 1)]^T$ เป็นเวกเตอร์ส่วนเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ
ควบคุม

$\mathbf{f} = [f_{N_1}(k), f_{N_1+1}(k), \dots, f_{N_2}(k)]^T$ คือ ฟังก์ชันผลตอบสนองอิสระ

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{N_1} & g_{N_1-1} & \dots & 0 \\ g_{N_1+1} & g_{N_1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{N_2} & g_{N_2-1} & \dots & g_{N_2-N_u+1} \end{bmatrix}$$

เมื่อ g_j คือ พารามิเตอร์ผลตอบสนองขั้นบันไดลำดับที่ j

จะได้กฎการควบคุม ดังสมการที่ (3.19) คือ

$$\tilde{\mathbf{u}} = [\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{G}^T [\mathbf{r} - \mathbf{f}] \quad (3.19)$$

จากสมการที่ (3.19) ทำการคำนวณหาสัญญาณควบคุม โดยเลือกเฉพาะค่าแรกของชุดสัญญาณ
ควบคุมป้อนให้กับกระบวนการ ด้วยสมการที่ (3.20)

$$u(k) = u(k - 1) + [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0] \tilde{\mathbf{u}} \quad (3.20)$$

ขั้นตอนการคำนวณองค์ประกอบของสมการที่ (3.19) โดยใช้แบบจำลองคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์ เอ็มเออันดับสาม

1. คำนวณหาพารามิเตอร์ผลตอบแทนของขั้นบันไดลำดับที่ j ซึ่งก็คือ $g_j; j=1, \dots, N_2$

$$g_j = - \sum_{i=1}^{\min(j, n_a)} a_i g_{j-1} + \sum_{i=1}^{\min(j, n_b)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(j, n_c)} c_i, \quad g_j = 0; j \leq 0 \quad (3.21)$$

โดยที่ a_i, b_i และ c_i คือ สัมประสิทธิ์ของโพลีโนเมียลที่ได้จากประมาณค่าวิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ พร้อมกับฟอร์เกทติ้งแฟกเตอร์

2. คำนวณหาฟังก์ชันผลตอบแทนอิสระลำดับที่ j ซึ่งก็คือ $f_j; j = N_1, \dots, N_2$

$$f_j(k) = \hat{y}_m(k+j) \quad (3.22)$$

โดยที่ $\hat{y}_m(k+j)$ คือ สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการคาดการณ์ ซึ่งคำนวณได้จากแบบจำลองคณิตศาสตร์ ดังสมการที่ (3.17)

3.6 ตัวอย่างการคำนวณขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป

จากขั้นตอนและวิธีการออกแบบตัวควบคุมตามที่ได้อธิบายมาแล้ว เพื่อให้เกิดความเข้าใจดียิ่งขึ้น ให้พิจารณาตัวอย่างดังต่อไปนี้ โดยกำหนดให้ $N_1 = 1, N_2 = 15, N_U = 2, N_a = N_b = N_c = 3$ ซึ่งมีขั้นตอนต่างๆ ดังนี้

1. คำนวณหาสัมประสิทธิ์ของโพลีโนเมียลของแบบจำลองคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็ม เอ็มเออันดับสาม a_1, a_2 และ a_3, b_1, b_2 และ b_3 และ c_1, c_2 และ c_3 ที่ได้จากการประมาณค่าวิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ พร้อมกับฟอร์เกทติ้งแฟกเตอร์คือ

2. คำนวณหาเวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการคาดการณ์ จากสมการที่ (3.17)

$$\hat{y}_m(k+j) = - \sum_{i=1}^{n_a} a_i \hat{y}_m(k+j-i) + \sum_{i=1}^{n_b} b_i u(k+j-i) + \sum_{i=1}^{n_c} c_i e(k+j-i) \quad ; j = N_1, \dots, N_2$$

ดังนั้น จะได้

$$\hat{\mathbf{y}}_m = [\hat{y}_m(k+1), \dots, \hat{y}_m(k+15)]$$

ที่ $j=1$

$$\begin{aligned}\hat{y}_m(k+1) &= -\sum_{i=1}^{n_a} a_i \hat{y}_m(k+1-i) + \sum_{i=1}^{n_b} b_i u(k+1-i) + \sum_{i=1}^{n_c} c_i e(k+1-i) \\ &= -[a_1 \hat{y}_m(k) + a_2 \hat{y}_m(k-1) + a_3 \hat{y}_m(k-2)] \\ &\quad + [b_1 u(k) + b_2 u(k-1) + b_3 u(k-2)] + [c_1 e(k) + c_2 e(k-1) + c_3 e(k-2)]\end{aligned}$$

ที่ $j=2$

$$\begin{aligned}\hat{y}_m(k+2) &= -\sum_{i=1}^{n_a} a_i \hat{y}_m(k+2-i) + \sum_{i=1}^{n_b} b_i u(k+2-i) + \sum_{i=1}^{n_c} c_i e(k+2-i) \\ &= -[a_1 \hat{y}_m(k+1) + a_2 \hat{y}_m(k) + a_3 \hat{y}_m(k-1)] \\ &\quad + [b_1 u(k+1) + b_2 u(k) + b_3 u(k-1)] + [c_1 e(k+1) + c_2 e(k) + c_3 e(k-1)]\end{aligned}$$

ที่ $j=3$

$$\begin{aligned}\hat{y}_m(k+3) &= -\sum_{i=1}^{n_a} a_i \hat{y}_m(k+3-i) + \sum_{i=1}^{n_b} b_i u(k+3-i) + \sum_{i=1}^{n_c} c_i e(k+3-i) \\ &= -[a_1 \hat{y}_m(k+2) + a_2 \hat{y}_m(k+1) + a_3 \hat{y}_m(k)] \\ &\quad + [b_1 u(k+2) + b_2 u(k+1) + b_3 u(k)] + [c_1 e(k+2) + c_2 e(k+1) + c_3 e(k)]\end{aligned}$$

ที่ $j=4$

$$\begin{aligned}\hat{y}_m(k+4) &= -\sum_{i=1}^{n_a} a_i \hat{y}_m(k+4-i) + \sum_{i=1}^{n_b} b_i u(k+4-i) + \sum_{i=1}^{n_c} c_i e(k+4-i) \\ &= -[a_1 \hat{y}_m(k+3) + a_2 \hat{y}_m(k+2) + a_3 \hat{y}_m(k+1)] \\ &\quad + [b_1 u(k+3) + b_2 u(k+2) + b_3 u(k+1)] \\ &\quad + [c_1 e(k+3) + c_2 e(k+2) + c_3 e(k+1)]\end{aligned}$$

ที่ $j=5$

$$\begin{aligned}\hat{y}_m(k+5) &= -\sum_{i=1}^{n_a} a_i \hat{y}_m(k+5-i) + \sum_{i=1}^{n_b} b_i u(k+5-i) + \sum_{i=1}^{n_c} c_i e(k+5-i) \\ &= -[a_1 \hat{y}_m(k+4) + a_2 \hat{y}_m(k+3) + a_3 \hat{y}_m(k+2)] \\ &\quad + [b_1 u(k+4) + b_2 u(k+3) + b_3 u(k+2)] \\ &\quad + [c_1 e(k+4) + c_2 e(k+3) + c_3 e(k+2)]\end{aligned}$$

ทำนองเดียวกัน ที่ $j=6, \dots, 15$

ที่ $j=6$

$$\begin{aligned}\hat{y}_m(k+6) = & -[a_1\hat{y}_m(k+5) + a_2\hat{y}_m(k+4) + a_3\hat{y}_m(k+3)] \\ & + [b_1u(k+5) + b_2u(k+4) + b_3u(k+3)] \\ & + [c_1e(k+5) + c_2e(k+4) + c_3e(k+3)]\end{aligned}$$

ที่ $j=7$

$$\begin{aligned}\hat{y}_m(k+7) = & -[a_1\hat{y}_m(k+6) + a_2\hat{y}_m(k+5) + a_3\hat{y}_m(k+4)] \\ & + [b_1u(k+6) + b_2u(k+5) + b_3u(k+4)] \\ & + [c_1e(k+6) + c_2e(k+5) + c_3e(k+4)]\end{aligned}$$

ที่ $j=8$

$$\begin{aligned}\hat{y}_m(k+8) = & -[a_1\hat{y}_m(k+7) + a_2\hat{y}_m(k+6) + a_3\hat{y}_m(k+5)] \\ & + [b_1u(k+7) + b_2u(k+6) + b_3u(k+5)] \\ & + [c_1e(k+7) + c_2e(k+6) + c_3e(k+5)]\end{aligned}$$

ที่ $j=9$

$$\begin{aligned}\hat{y}_m(k+9) = & -[a_1\hat{y}_m(k+8) + a_2\hat{y}_m(k+7) + a_3\hat{y}_m(k+6)] \\ & + [b_1u(k+8) + b_2u(k+7) + b_3u(k+6)] \\ & + [c_1e(k+8) + c_2e(k+7) + c_3e(k+6)]\end{aligned}$$

ที่ $j=10$

$$\begin{aligned}\hat{y}_m(k+10) = & -[a_1\hat{y}_m(k+9) + a_2\hat{y}_m(k+8) + a_3\hat{y}_m(k+7)] \\ & + [b_1u(k+9) + b_2u(k+8) + b_3u(k+7)] \\ & + [c_1e(k+9) + c_2e(k+8) + c_3e(k+7)]\end{aligned}$$

ที่ $j=11$

$$\begin{aligned}\hat{y}_m(k+11) = & -[a_1\hat{y}_m(k+10) + a_2\hat{y}_m(k+9) + a_3\hat{y}_m(k+8)] \\ & + [b_1u(k+10) + b_2u(k+9) + b_3u(k+8)] \\ & + [c_1e(k+10) + c_2e(k+9) + c_3e(k+8)]\end{aligned}$$

ที่ $j=12$

$$\begin{aligned}\hat{y}_m(k+12) = & -[a_1\hat{y}_m(k+11) + a_2\hat{y}_m(k+10) + a_3\hat{y}_m(k+9)] \\ & + [b_1u(k+11) + b_2u(k+10) + b_3u(k+9)] \\ & + [c_1e(k+11) + c_2e(k+10) + c_3e(k+9)]\end{aligned}$$

ที่ $j=13$

$$\begin{aligned}\hat{y}_m(k+13) = & -[a_1\hat{y}_m(k+12) + a_2\hat{y}_m(k+11) + a_3\hat{y}_m(k+10)] \\ & + [b_1u(k+12) + b_2u(k+11) + b_3u(k+10)] \\ & + [c_1e(k+12) + c_2e(k+11) + c_3e(k+10)]\end{aligned}$$

ที่ $j=14$

$$\begin{aligned}\hat{y}_m(k+14) = & -[a_1\hat{y}_m(k+13) + a_2\hat{y}_m(k+12) + a_3\hat{y}_m(k+11)] \\ & + [b_1u(k+13) + b_2u(k+12) + b_3u(k+11)] \\ & + [c_1e(k+13) + c_2e(k+12) + c_3e(k+11)]\end{aligned}$$

ที่ $j=15$

$$\begin{aligned}\hat{y}_m(k+15) = & -[a_1\hat{y}_m(k+14) + a_2\hat{y}_m(k+13) + a_3\hat{y}_m(k+12)] \\ & + [b_1u(k+14) + b_2u(k+13) + b_3u(k+12)] \\ & + [c_1e(k+14) + c_2e(k+13) + c_3e(k+12)]\end{aligned}$$

โดยที่ $[u(k), u(k+1), \dots, u(k+14)] = u(k-1)$:

นั่นคือ จากสมการที่ (3.22) จะได้ว่า

$$\mathbf{f} = [f_1(k) = \hat{y}_m(k+1), f_2(k) = \hat{y}_m(k+2), \dots, f_{15}(k) = \hat{y}_m(k+15)]^T = [f_i]_{1 \times 15}^T$$

$$= \begin{bmatrix} f_1(k) = \hat{y}_m(k+1) \\ f_2(k) = \hat{y}_m(k+2) \\ \vdots \\ f_{15}(k) = \hat{y}_m(k+15) \end{bmatrix}_{1 \times 15} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_{15} \end{bmatrix}_{1 \times 15} = [f_i]_{1 \times 15}$$

3. คำนวณหาพารามิเตอร์ผลตอบสนองขั้นบันไดลำดับที่ j ซึ่งก็คือ $g_j; j=1, \dots, N_2$ จากสมการที่ (3.12) โดยแทนค่าตั้งแต่ ที่ $j=1, \dots, 15$

$$g_j = - \sum_{i=1}^{\min(j, n_a)} a_i g_{j-i} + \sum_{i=1}^{\min(j, n_b)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(j, n_c)} c_i, \quad g_j = 0; j \leq 0$$

ที่ $j=1$

$$g_j = - \sum_{i=1}^{\min(j, n_a)} a_i g_{j-i} + \sum_{i=1}^{\min(j, n_b)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(j, n_c)} c_i$$

$$g_1 = - \sum_{i=1}^{\min(1,3)} a_i g_{1-i} + \sum_{i=1}^{\min(1,3)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(1,3)} c_i = - \sum_{i=1}^1 a_i g_{1-i} = 0$$

ที่ $j=2$

$$g_2 = - \sum_{i=1}^{\min(2,3)} a_i g_{2-i} + \sum_{i=1}^{\min(2,3)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(2,3)} c_i$$

$$= - \sum_{i=1}^2 a_i g_{2-i} + \sum_{i=1}^2 b_i + \sum_{i=1}^2 c_i = -[a_1 g_1 + a_2 g_0] + [b_1 + b_2] + [c_1 + c_2]$$

$$= [b_1 + b_2] + [c_1 + c_2]$$

ที่ $j=3$

$$g_3 = - \sum_{i=1}^{\min(3,3)} a_i g_{3-i} + \sum_{i=1}^{\min(3,3)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(3,3)} c_i = - \sum_{i=1}^3 a_i g_{3-i} + \sum_{i=1}^3 b_i + \sum_{i=1}^3 c_i$$

$$= -[a_1 g_2 + a_2 g_1 + a_3 g_0] + [b_1 + b_2 + b_3] + [c_1 + c_2 + c_3]$$

$$= -a_1 g_2 + [b_1 + b_2 + b_3] + [c_1 + c_2 + c_3]$$

ที่ $j=4$

$$g_4 = - \sum_{i=1}^{\min(4,3)} a_i g_{4-i} + \sum_{i=1}^{\min(4,3)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(4,3)} c_i = - \sum_{i=1}^3 a_i g_{4-i} + \sum_{i=1}^3 b_i + \sum_{i=1}^3 c_i$$

$$= -[a_1 g_3 + a_2 g_2 + a_3 g_1] + [b_1 + b_2 + b_3] + [c_1 + c_2 + c_3]$$

$$= -[a_1 g_3 + a_2 g_2] + [b_1 + b_2 + b_3] + [c_1 + c_2 + c_3]$$

ที่ $j=5$

$$g_5 = - \sum_{i=1}^{\min(5,3)} a_i g_{5-i} + \sum_{i=1}^{\min(5,3)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(5,3)} c_i = - \sum_{i=1}^3 a_i g_{5-i} + \sum_{i=1}^3 b_i + \sum_{i=1}^3 c_i$$

$$= -[a_1 g_4 + a_2 g_3 + a_3 g_2] + [b_1 + b_2 + b_3] + [c_1 + c_2 + c_3]$$

ثانياً $j = 6$

$$g_6 = - \sum_{i=1}^{\min(6,3)} a_i g_{6-i} + \sum_{i=1}^{\min(6,3)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(6,3)} c_i = - \sum_{i=1}^3 a_i g_{6-i} + \sum_{i=1}^3 b_i + \sum_{i=1}^3 c_i$$

$$= -[a_1 g_5 + a_2 g_4 + a_3 g_3] + [b_1 + b_2 + b_3] + [c_1 + c_2 + c_3]$$

ثالثاً $j = 7$

$$g_7 = - \sum_{i=1}^{\min(7,3)} a_i g_{7-i} + \sum_{i=1}^{\min(7,3)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(7,3)} c_i = - \sum_{i=1}^3 a_i g_{7-i} + \sum_{i=1}^3 b_i + \sum_{i=1}^3 c_i$$

$$= -[a_1 g_6 + a_2 g_5 + a_3 g_4] + [b_1 + b_2 + b_3] + [c_1 + c_2 + c_3]$$

رابعاً $j = 8$

$$g_8 = - \sum_{i=1}^{\min(8,3)} a_i g_{8-i} + \sum_{i=1}^{\min(8,3)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(8,3)} c_i = - \sum_{i=1}^3 a_i g_{8-i} + \sum_{i=1}^3 b_i + \sum_{i=1}^3 c_i$$

$$= -[a_1 g_7 + a_2 g_6 + a_3 g_5] + [b_1 + b_2 + b_3] + [c_1 + c_2 + c_3]$$

خامساً $j = 9$

$$g_9 = - \sum_{i=1}^{\min(9,3)} a_i g_{9-i} + \sum_{i=1}^{\min(9,3)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(9,3)} c_i = - \sum_{i=1}^3 a_i g_{9-i} + \sum_{i=1}^3 b_i + \sum_{i=1}^3 c_i$$

$$= -[a_1 g_8 + a_2 g_7 + a_3 g_6] + [b_1 + b_2 + b_3] + [c_1 + c_2 + c_3]$$

سادساً $j = 10$

$$g_{10} = - \sum_{i=1}^{\min(10,3)} a_i g_{10-i} + \sum_{i=1}^{\min(10,3)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(10,3)} c_i = - \sum_{i=1}^3 a_i g_{10-i} + \sum_{i=1}^3 b_i + \sum_{i=1}^3 c_i$$

$$= -[a_1 g_9 + a_2 g_8 + a_3 g_7] + [b_1 + b_2 + b_3] + [c_1 + c_2 + c_3]$$

سابعاً $j = 11$

$$g_{11} = - \sum_{i=1}^{\min(11,3)} a_i g_{11-i} + \sum_{i=1}^{\min(11,3)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(11,3)} c_i = - \sum_{i=1}^3 a_i g_{11-i} + \sum_{i=1}^3 b_i + \sum_{i=1}^3 c_i$$

$$= -[a_1 g_{10} + a_2 g_9 + a_3 g_8] + [b_1 + b_2 + b_3] + [c_1 + c_2 + c_3]$$

رابعاً $j = 12$

$$g_{12} = - \sum_{i=1}^{\min(12,3)} a_i g_{12-i} + \sum_{i=1}^{\min(12,3)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(12,3)} c_i = - \sum_{i=1}^3 a_i g_{12-i} + \sum_{i=1}^3 b_i + \sum_{i=1}^3 c_i$$

$$= -[a_1 g_{11} + a_2 g_{10} + a_3 g_9] + [b_1 + b_2 + b_3] + [c_1 + c_2 + c_3]$$

ที่ $j=13$

$$\begin{aligned} g_{13} &= -\sum_{i=1}^{\min(13,3)} a_i g_{13-i} + \sum_{i=1}^{\min(13,3)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(13,3)} c_i = -\sum_{i=1}^3 a_i g_{13-i} + \sum_{i=1}^3 b_i + \sum_{i=1}^3 c_i \\ &= -[a_1 g_{12} + a_2 g_{11} + a_3 g_{10}] + [b_1 + b_2 + b_3] + [c_1 + c_2 + c_3] \end{aligned}$$

ที่ $j=14$

$$\begin{aligned} g_{14} &= -\sum_{i=1}^{\min(14,3)} a_i g_{14-i} + \sum_{i=1}^{\min(14,3)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(14,3)} c_i = -\sum_{i=1}^3 a_i g_{14-i} + \sum_{i=1}^3 b_i + \sum_{i=1}^3 c_i \\ &= -[a_1 g_{13} + a_2 g_{12} + a_3 g_{11}] + [b_1 + b_2 + b_3] + [c_1 + c_2 + c_3] \end{aligned}$$

ที่ $j=15$

$$\begin{aligned} g_{15} &= -\sum_{i=1}^{\min(15,3)} a_i g_{15-i} + \sum_{i=1}^{\min(15,3)} b_i + \sum_{i=1}^{\min(15,3)} c_i = -\sum_{i=1}^3 a_i g_{15-i} + \sum_{i=1}^3 b_i + \sum_{i=1}^3 c_i \\ &= -[a_1 g_{14} + a_2 g_{13} + a_3 g_{12}] + [b_1 + b_2 + b_3] + [c_1 + c_2 + c_3] \end{aligned}$$

เขียนพารามิเตอร์ผลตอบสนองขึ้นบันไดในรูปแบบเมตริกซ์

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{N_1} & g_{N_1-1} & \cdots & 0 \\ g_{N_1+1} & g_{N_1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{N_2} & g_{N_2-1} & \cdots & g_{N_2-N_u+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 & g_0 & \cdots & 0 \\ g_2 & g_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{15} & g_{14} & \cdots & g_{14} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 & g_0 \\ g_2 & g_1 \\ \vdots & \vdots \\ g_{15} & g_{14} \end{bmatrix}_{15 \times 2}$$

หรือ $\mathbf{G}^T = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & \cdots & g_{15} \\ g_0 & g_1 & \cdots & g_{14} \end{bmatrix}_{2 \times 15}$

4. คำนวณหากฎการควบคุมจากสมการที่ (3.19)

$$\tilde{\mathbf{u}} = [\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{G}^T [\mathbf{r} - \mathbf{f}]$$

จากนิยามเวกเตอร์สัญญาณแนววิถีที่อ้างอิงกับค่าที่ต้องการ

$$\mathbf{r} = [r(k+N_1), r(k+N_1+1), \dots, r(k+N_2)]^T$$

$$= [r(k+1), r(k+2), \dots, r(k+15)]^T = [r_i]_{15 \times 1}^T$$

$$= \begin{bmatrix} r(k+1) \\ r(k+2) \\ \vdots \\ r(k+15) \end{bmatrix}_{15 \times 1} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_{15} \end{bmatrix}_{15 \times 1} = [r_i]_{15 \times 1}$$

จะได้

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{u}} &= \left(\begin{bmatrix} g_1 & g_2 & \dots & g_{15} \\ g_0 & g_1 & \dots & g_{14} \end{bmatrix}_{2 \times 15} \times \begin{bmatrix} g_1 & g_0 \\ g_2 & g_1 \\ \vdots & \vdots \\ g_{15} & g_{14} \end{bmatrix}_{15 \times 2} + [\lambda I] \right)^{-1} \times \\ & \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & \dots & g_{15} \\ g_0 & g_1 & \dots & g_{14} \end{bmatrix}_{2 \times 15} \times \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_{15} \end{bmatrix}_{15 \times 1} - \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_{15} \end{bmatrix}_{15 \times 1} \end{bmatrix} \\ &= \left(\begin{bmatrix} g_1 g_1 + g_2 g_2 + \dots + g_{15} g_{15} & g_1 g_0 + g_2 g_1 + \dots + g_{15} g_{14} \\ g_0 g_1 + g_2 g_2 + \dots + g_{14} g_{15} & g_0 g_0 + g_1 g_1 + \dots + g_{14} g_{14} \end{bmatrix}_{2 \times 2} + \lambda \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right)^{-1} \times \\ & \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & \dots & g_{15} \\ g_0 & g_1 & \dots & g_{14} \end{bmatrix}_{2 \times 15} \times \begin{bmatrix} r_1 - f_1 \\ r_2 - f_2 \\ \vdots \\ r_{15} - f_{15} \end{bmatrix}_{15 \times 1} \\ &= \left(\begin{bmatrix} (g_1 g_1 + g_2 g_2 + \dots + g_{15} g_{15}) + \lambda & (g_1 g_0 + g_2 g_1 + \dots + g_{15} g_{14}) \\ (g_0 g_1 + g_2 g_2 + \dots + g_{14} g_{15}) & (g_0 g_0 + g_1 g_1 + \dots + g_{14} g_{14}) + \lambda \end{bmatrix}_{2 \times 2} \right)^{-1} \times \\ & \begin{bmatrix} g_1 (r_1 - f_1) + g_2 (r_2 - f_2) + \dots + g_{15} (r_{15} - f_{15}) \\ g_0 (r_1 - f_1) + g_1 (r_2 - f_2) + \dots + g_{14} (r_{15} - f_{15}) \end{bmatrix}_{2 \times 15} \\ &= \begin{bmatrix} \tilde{u}_1 \\ \tilde{u}_2 \end{bmatrix}_{2 \times 1} \end{aligned}$$

5. คำนวณหาสัญญาณควบคุมจากสมการที่ (3.11)

$$u(k) = u(k-1) + [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]\tilde{u}$$

นั่นคือ

$$u(k) = u(k-1) + [1 \ 0] \begin{bmatrix} \tilde{u}_1 \\ \tilde{u}_2 \end{bmatrix} = u(k-1) + \tilde{u}_1$$

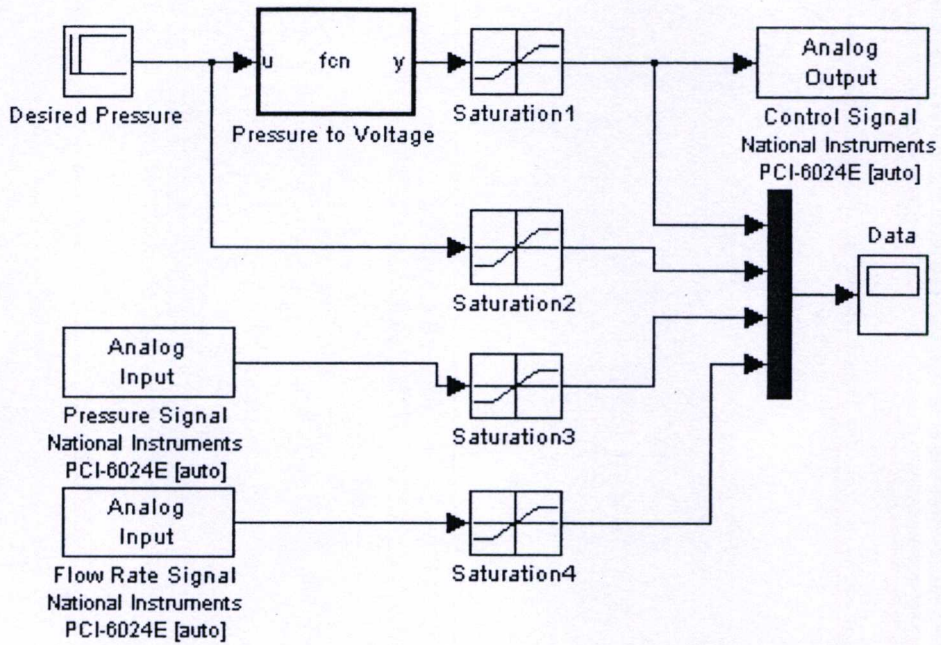
ซึ่งก็คือ สัญญาณควบคุมป้อนให้กับกระบวนการที่ต้องการควบคุมต่อไป

3.7 โปรแกรม MATLAB

หลังจากที่ได้อธิบายขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมภาคการณืทั่วไปและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มเออันดับสามคังหัวข้อก่อนหน้าี้แล้ว อันดับต่อไปเราจะทำการใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ทำการสร้างตัวควบคุมโดยใช้ข้อมูลด้วยการคำนวณเพื่อจำลองการทำงานของตัวควบคุมและประมาณค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ของการควบคุมทั้งสองแบบ

3.7.1 การใช้โปรแกรม MATLAB ในการควบคุมระบบแบบวงรอบเปิด

จากบล็อกไดอะแกรมที่แสดงในรูปที่ 3.4 เป็นการ ใช้โปรแกรม MATLAB /Simulink สร้างตัวควบคุมแบบวงรอบเปิด โดยใช้ขั้นตอนในการสร้างฟังก์ชันบล็อก ด้วยการวางอุปกรณ์ต่างๆต่อเป็นแผนภาพบล็อกตามลักษณะการควบคุมแบบวงรอบเปิด ซึ่งจะสังเกตได้ว่าบล็อกของตัวอุปกรณ์ประเภทอนาล็อกอินพุต อนาล็อกเอาต์พุตและฟังก์ชันบล็อกของตัวแปลงความดันอากาศเป็นสัญญาณแรงดันอนาล็อก ที่นำมาวางและเชื่อมต่อกันนั้น สอดคล้องกับวิธีการควบคุมแบบวงรอบเปิด โดยระบบควบคุมจะทำการวัดสัญญาณจากบล็อกของจุดปรับตั้ง และสร้างสัญญาณควบคุมด้วยการคำนวณในโปรแกรม MATLAB /Simulink ออกไปที่เอาต์พุตที่เป็นบล็อกเฉพาะของตัวอุปกรณ์ประเภทอนาล็อกเอาต์พุตของ NI PCI-6024-E เพื่อสั่งให้ตัวขับทำงาน แต่ถ้ากระบวนการเกิดการเปลี่ยนแปลงหรือการรบกวน ระบบควบคุมจะไม่มี การคำนวณเพื่อปรับเปลี่ยนค่าสัญญาณควบคุมให้กับกระบวนการ เพราะเป็นการสร้างระบบควบคุมแบบวงรอบเปิด



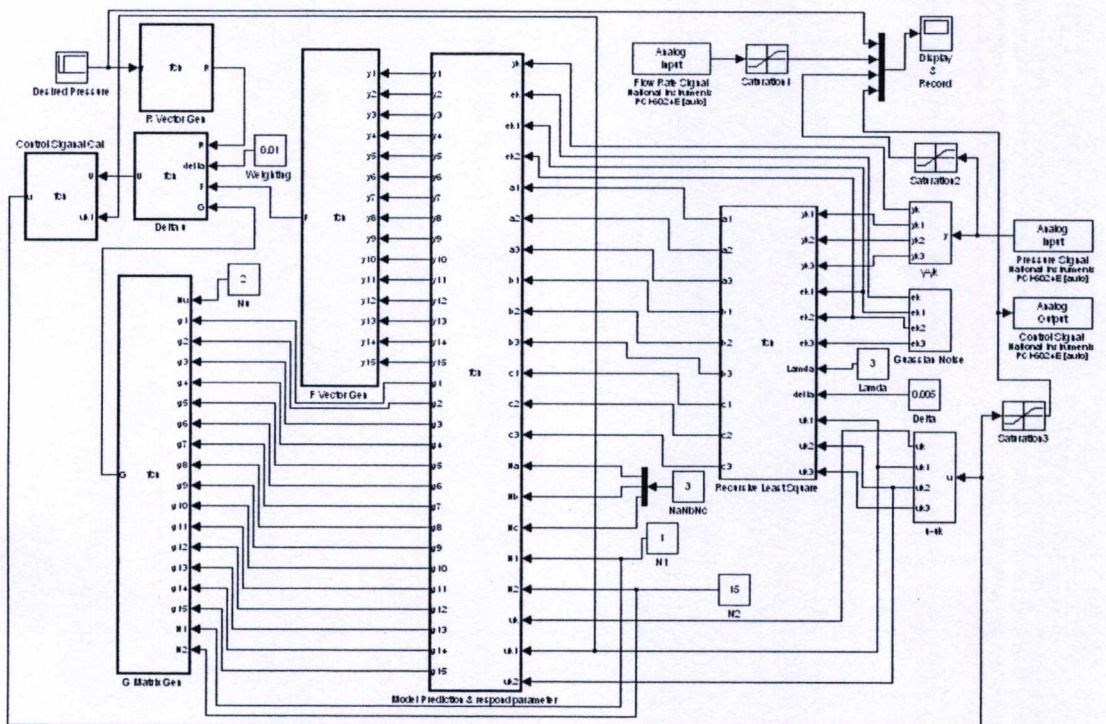
รูปที่ 3.4 แผนภาพบล็อกของการควบคุมระบบแบบวงรอบเปิดที่สร้างไว้ในโปรแกรม

MATLAB/Simulink

3.7.2 การใช้โปรแกรม MATLAB ในการควบคุมระบบแบบวงรอบปิดด้วยตัวควบคุม คาคการณ์ทั่วไป

จากบล็อกไดอะแกรมที่แสดงในรูปที่ 3.5 เป็นการใช้โปรแกรม MATLAB /Simulink สร้างตัวควบคุมตัวควบคุมคาคการณ์ทั่วไปและแบบจำลองคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มอันดับสาม โดยสังเกตได้ว่ามีขั้นตอนในการสร้างฟังก์ชันบล็อกของตัวควบคุมคาคการณ์ทั่วไปและแบบจำลองคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มอันดับสาม ที่นำมาวางและเชื่อมต่อกันนั้นเพิ่มขึ้นมา โดยตัวอุปกรณ์ประเภทหลักๆ เหมือนกับตัวควบคุมแบบวงรอบเปิด แต่จะมีฟังก์ชันบล็อกพิเศษที่เพิ่มขึ้นมาหลายตัว เพื่อทำการสร้างระบบควบคุมตามขั้นตอนวิธีดำเนินการสร้างที่สอดคล้องกับอัลกอริทึมที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.4 และ 3.5 โดยสังเกตว่าในขั้นตอนแรกมีฟังก์ชันบล็อกพิเศษทำการคำนวณค่า $\hat{\theta}(k)$ ที่เป็นค่าประมาณของเวกเตอร์พารามิเตอร์เพื่อหาสัมประสิทธิ์ของโพลิเมียด $-a_1, -a_2, -a_3$ $-b_1, -b_2, -b_3$ และ c_1, c_2, c_3 โดยใช้เวกเตอร์ข้อมูลของการสังเกตระบบควบคุมในกระบวนการ $\varphi(k)$ ซึ่งประกอบไปด้วย $y(k-1), y(k-2), y(k-3), u(k-1)$ และ $u(k-2), u(k-3), e(k-1), e(k-2), e(k-3)$ โดยใช้อัลกอริทึมการประมาณค่าวิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับพร้อมกับฟอร์เกทติ้งแฟกเตอร์และกำหนดค่าฟอร์เกทติ้งแฟกเตอร์ $\lambda = 0.95$ ค่าเริ่มต้นของพารามิเตอร์ของโปรแกรมที่ใช้คำนวณ $\delta = 0.005$ และค่าเริ่มต้นของสัมประสิทธิ์จากค่าที่กำหนดเอง และนำไปวางเชื่อมต่อกับฟังก์ชันบล็อกพิเศษที่ใช้สำหรับ

คำนวณหาเวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการแบบคาคการณื ดังสมการที่ (3.17) โดยการแทนค่าตัวแปรสัญญาณต่างๆที่ทราบ และใช้โปรแกรม MATLAB/ Simulink ทำการคำนวณค่าดังกล่าว และขั้นตอนถัดไปนำไปวางเชื่อมต่อกับฟังก์ชันบล็อกพิเศษคำนวณหาพารามิเตอร์ผลตอบสนองขั้นบันได เพื่อใช้คำนวณหากฎการควบคุมสำหรับคำนวณหาสัญญาณควบคุมที่ทำให้ค่าคอส์ที่ฟังก์ชันในช่วงที่กำหนดมีค่าน้อยที่สุดกับค่าพารามิเตอร์ของระยะของการควบคุมที่ใช้การคาคการณื โดยการกำหนดค่าระยะการควบคุม N_1, N_2, N_u ให้กับฟังก์ชันบล็อกพิเศษนี้และนำไปเชื่อมต่อกันเป็นลำดับกับทั้งฟังก์ชันบล็อกทั้งสองส่วนก่อนหน้าี้และฟังก์ชันบล็อกถัดไปตามขั้นตอนวิธีดำเนินการออกแบบตัวควบคุมคาคการณืทั่วไป จนกระทั่งถึงขั้นตอนสุดท้ายที่ใช้ฟังก์ชันบล็อกพิเศษหาผลลัพธ์สัญญาณควบคุมดังสมการที่ (3.19) และ (3.20)



รูปที่ 3.5 แผนภาพบล็อกของตัวควบคุมตัวควบคุมคาคการณืทั่วไปแบบวงรอบปิดที่สร้างไว้ในโปรแกรม MATLAB/Simulink

สรุปหลักการของตัวควบคุมคาคการณืทั่วไปคือ คำนวณหาสัญญาณควบคุมที่ทำให้ค่าคอส์ที่ฟังก์ชันในช่วงที่กำหนดมีค่าน้อยที่สุดในแต่ละครั้งของการสุ่มตัวอย่าง ซึ่งช่วงที่กำหนดนั้นเป็นช่วงของเวลาในอนาคต โดยหลักการของการควบคุมแบบคาคการณืนั้นจะนำสัญญาณควบคุมค่าแรกที่คำนวณได้ไปใช้งานและทำการคำนวณหาสัญญาณควบคุมใหม่ทุกครั้งของการสุ่มตัวอย่าง

เพื่อให้ระบบควบคุมสามารถปรับตัวได้ดีกับสภาวะที่อาจมีการเปลี่ยนแปลงได้ทุกขณะของกระบวนการและความเหมาะสม แต่หลักการของตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไปในงานวิทยานิพนธ์นี้ที่ต่างไปจากตัวควบคุมคาดการณ์แบบอื่นๆ คือ มีการเลือกแบบจำลองคณิตศาสตร์ที่เหมาะสมกับกระบวนการ ที่เป็นคุณลักษณะทางพลวัตของการควบคุมระบบ โหลดความดันนิวเมติก ดังกล่าวไว้แล้ว โดยสามารถพิจารณาและเลือกใช้สมการแบบจำลองคณิตศาสตร์อันดับสามกับกระบวนการที่มี อินพุตเดียว-เอาต์พุตเดียว ซึ่งก็คือแบบจำลองคณิตศาสตร์แบบซีเออาร์เอ็มเออันดับสาม และใช้อัลกอริทึมวิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับพร้อมกับฟอร์เกทติ้งแฟกเตอร์เพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์ของระบบที่เป็นสัมประสิทธิ์ของโพลีโนเมียลของแบบจำลองคณิตศาสตร์ เพื่อสร้างสมการคาดการณ์หรือหาค่าเวกเตอร์สัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการแบบคาดการณ์ซึ่งเป็นช่วงของเวลาในอนาคต และขั้นตอนถัดไปคำนวณหาพารามิเตอร์ผลตอบสนองขั้นบันได เพื่อใช้คำนวณหากฎการควบคุมสำหรับคำนวณหาสัญญาณควบคุมที่ทำให้ค่าคอสท์ฟังก์ชันในช่วงที่กำหนดมีค่าน้อยที่สุดกับค่าพารามิเตอร์ของระยะของการควบคุมที่ใช้การคาดการณ์ ที่เป็นหลักการพื้นฐานของตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไปดังกล่าวไว้ในหัวข้อก่อนหน้า และในขั้นตอนวิธีดำเนินการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าวในงานวิทยานิพนธ์นี้ไม่ต้องใช้การแก้สมการไดโอแฟนทิน ซึ่งมีความยุ่งยากและซับซ้อน แต่มีความสามารถหรือให้สมรรถนะในการควบคุมที่ดีและเชื่อถือได้ไม่แตกต่างกันกับหลักวิธีการควบคุมใช้การคาดการณ์ทั่วไปที่ใช้อัลกอริทึมการแก้สมการไดโอแฟนทิน ส่วนผลการทดลองในการหาผลตอบ สอนงสามารถดูรายละเอียดได้ในบทถัดไป

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 คำนำ

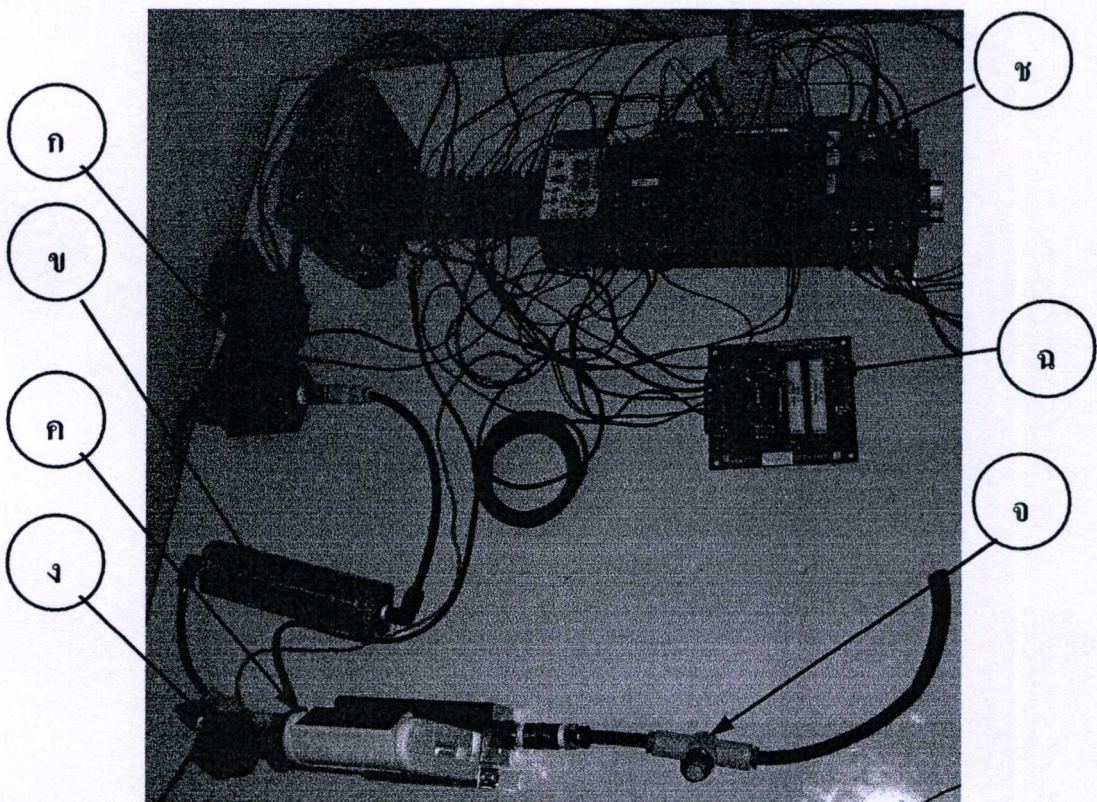
ในบทที่ผ่านมาได้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐาน การออกแบบตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป รวมทั้งการหาค่าพารามิเตอร์เพื่อใช้ประมาณค่าแบบจำลองคณิตศาสตร์ และเพื่อใช้สำหรับควบคุมกระบวนการที่ไม่เป็นเชิงเส้น และแปรผันตามเวลา ทั้งนี้จะเริ่มตั้งแต่กระบวนการจริงที่มีการพิจารณาเลือกใช้กับคุณสมบัติที่เหมาะสมของแบบจำลองที่สร้างขึ้น ต่อจากนั้นทำการหาค่าพารามิเตอร์เพื่อนำไปใช้ประมาณค่าของระบบและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ รวมทั้งค่าคอสต์ฟังก์ชันและสัญญาณควบคุมที่จำเป็น เพื่อพัฒนาตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป ให้ทำงานได้ถูกต้องตามหลักการ ด้วยคุณลักษณะที่เด่น ดังได้กล่าวไว้แล้วตอนต้น และเพื่อใช้สำหรับจำลองระบบในการทำงานของกระบวนการที่ใช้ เพื่อให้การทดลองนั้นบรรลุวัตถุประสงค์ดังเป้าหมายที่วางไว้

ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างของระบบควบคุม และอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองการควบคุมกับระบบไหลความดันนิวแมติก เพื่อทดสอบดูความเป็นไปได้ในความเป็นจริงโดยการใช้แบบจำลองระบบ ทำการทดสอบโดยใช้หลักการของตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป และใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ชนิดซีเออาร์เอ็มเอ็มอันดับสาม เพื่อจำลองระบบ โดยใช้วิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ พร้อมกับฟอร์เกทติงแฟกเตอร์ เพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ทั้งนี้จะเริ่มตั้งแต่การแนะนำกระบวนการจริงที่เป็นอุปกรณ์ต่างๆ และแบบจำลองที่นำมาประกอบกันขึ้นเป็นระบบที่ใช้ในการทดลอง พร้อมทั้งอธิบายโครงสร้างและการทำงาน จากนั้นจะกล่าวถึงวิธีการทดลอง โดยจะเริ่มจากค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ปรับตั้งในการทำงานของกระบวนการ เพื่อนำค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ไปสร้างตัวควบคุมภาคการณืทั่วไป และนำตัวควบคุมกับแบบจำลองที่ได้ไปทำการทดสอบโดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อทดสอบสมรรถนะในการทำงานที่เป็นแบบวงรอบเปิดของทั้งสองกรณีคือ ทั้งในกรณีใช้การควบคุมที่ไม่มีไหลที่จ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศ และในกรณีที่มีไหลที่จ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศของการทำงานของกระบวนการระบบควบคุมความดันของระบบไหลนิวแมติก โดยในการทดลองหาผลตอบสนองแบบวงรอบเปิดนั้นมีขั้นตอนในการทดสอบดังนี้ ขั้นตอนแรกทำการทดสอบหาผลตอบสนองกรณีที่ไม่มีไหลที่จ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศ และขั้นตอนที่สองทำการทดสอบหาผลตอบสนองของระบบควบคุม สำหรับในกรณีที่มีไหลที่จ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศ ส่วนการทดสอบหา

ผลตอบสนองแบบวงรอบปิดนั้นมีขั้นตอนในการทดสอบคือ ขั้นตอนแรกทำการทดสอบหาผลตอบสนองของระบบควบคุม ในกรณีใช้การควบคุมที่ไม่มีโพลด์จ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศ และขั้นตอนที่สองทำการทดสอบหาผลตอบสนอง สำหรับในกรณีที่มีโพลด์จ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศว่ามีผลอย่างไร โดยในการทดลองหาผลตอบสนองทั้งสองแบบดังกล่าว แบ่งขั้นตอนการทดลองย่อยที่เป็นการเปลี่ยนค่าสัญญาณจุดปรับตั้งค่าความดันอากาศหลายๆขนาด และสำหรับในกรณีที่มีโพลด์จ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศนั้น ยังได้ทำการทดลองปรับอัตราการไหลของความดันอากาศอีกหลายๆค่า เพื่อหาผลตอบสนองทั้งแบบวงรอบเปิดและแบบวงรอบปิด เปรียบเทียบสมรรถนะในการควบคุมว่าให้ผลที่แตกต่างกันอย่างไร และท้ายสุดทำการศึกษาและเปรียบเทียบสรุปว่า ผลตอบสนองในทุกกรณีที่ทำการทดลองนั้นว่าให้ผลที่แตกต่างกันอย่างไร

4.2 โครงสร้างของระบบควบคุม

ชุดอุปกรณ์จริงที่ใช้ทำการทดสอบการทำงานของระบบควบคุมความดันของระบบโพลด์นิวแมติก โดยตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป ดังแสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 ชุดอุปกรณ์จริงที่ใช้ในการทดลองของระบบโพลด์ความดันนิวแมติกเชิงไฟฟ้า

จากรูปที่ 4.1 รายละเอียดของอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ประกอบในการทดสอบการทำงานกระบวนการระบบควบคุมความดันของระบบไหลคความดันนิวแมติก ดังนี้

ก. วาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้าของบริษัท SMC รุ่น VEP 3121-1

ข. ถังเก็บความดัน (Chamber)

ค. เซนเซอร์อัตราการไหลอากาศของบริษัท SIERRA รุ่น 822S-M-2-OV1-PV1-VI สำหรับวัดอัตราการไหลอากาศ 0–100 ลิตรต่อนาที

ง. เซนเซอร์ความดันอากาศของบริษัท SUNX รุ่น DP2-22 สำหรับวัดความดันอากาศภายในถังเก็บความดัน 0 – 10 บาร์

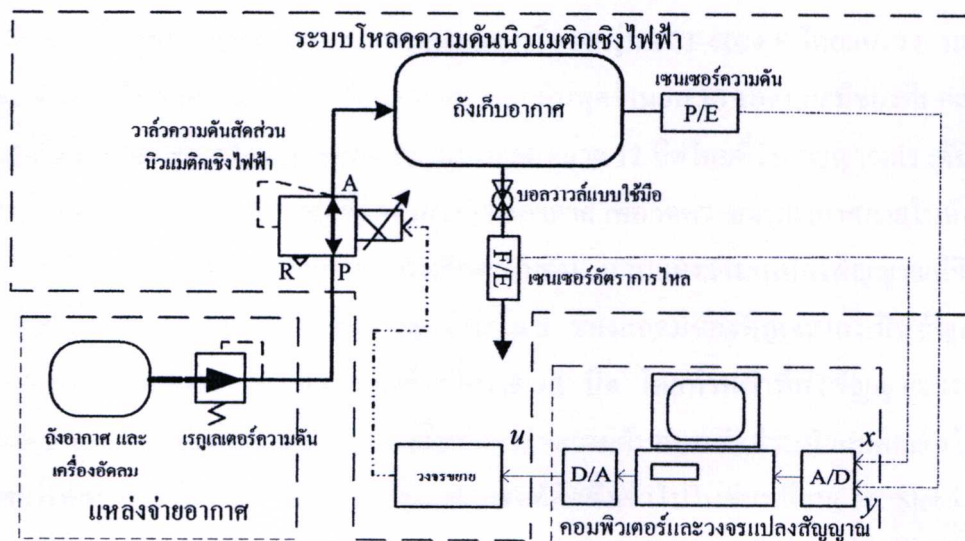
จ. วาล์วปรับแบบใช้มือ สำหรับควบคุมอัตราการไหลอากาศ

ฉ. ตัวขยายสัญญาณไฟฟ้า ของบริษัท SMC รุ่น VA 250 สำหรับใช้ขับวาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้า

ช. แผงสำหรับต่อสายสัญญาณ (Terminal) เพื่อต่อเข้ากับแผงวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล และดิจิทัลเป็นอนาล็อกของบริษัท National Instrument หรือ NI รุ่น PCI-6024 E

รูปแบบโครงสร้างของการควบคุมระบบไหลคความดันนิวแมติกเชิงไฟฟ้า ดังแสดงเป็นแผนภาพในรูปที่ 4.2 ประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก ดังนี้

1. แหล่งจ่ายอากาศ
2. ระบบไหลคความดันนิวแมติกเชิงไฟฟ้า
3. คอมพิวเตอร์ และวงจรแปลงสัญญาณ

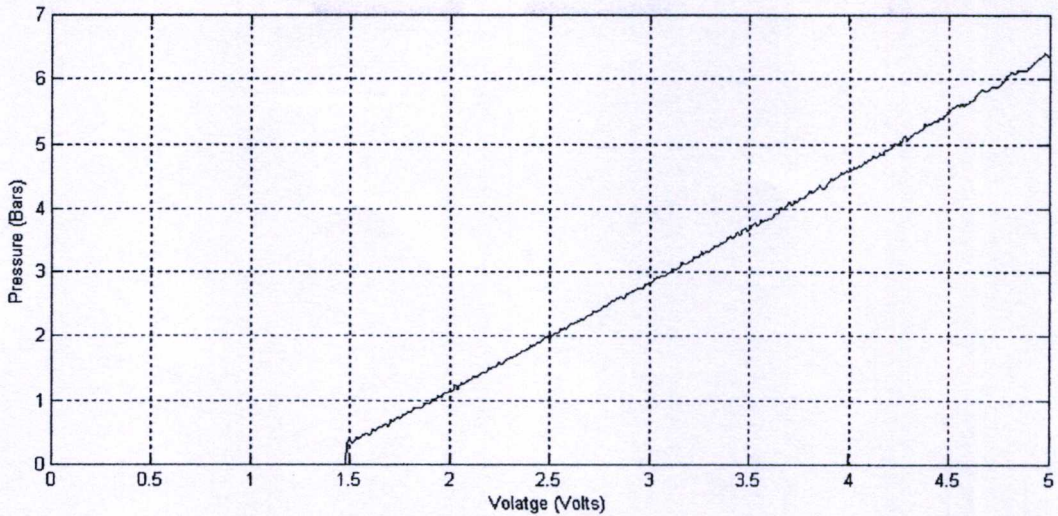


รูปที่ 4.2 โครงสร้างของการควบคุมระบบไหลคความดันนิวแมติกเชิงไฟฟ้า

โดยหลักการการทำงานของระบบอุปกรณ์จะเริ่มจากตัวตรวจจับความดันอากาศที่ต่อเข้ากับถังเก็บความดันหรือห้องพักอากาศ ด้วยการปรับเปลี่ยนเป็นความดันนิวแมติกเชิงเส้นที่สัมพันธ์กันได้สูงสุดขนาด 0 ถึง 10 บาร์ ทางด้านวัดความดันอากาศอินพุตและถูกปรับเปลี่ยนรูปแบบ เพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าแบบอนาล็อกขนาด 1-5 โวลต์ และจะมีตัวตรวจจับอัตราการไหลของความดันอากาศนิวแมติกในถังเก็บความดันที่ปรับเปลี่ยนอัตราการไหลเป็นเชิงเส้นที่สัมพันธ์กัน ขนาด 0 ถึง 100 ลิตรต่อนาที แล้วเปลี่ยนเป็นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแบบอนาล็อก เป็น 0-5 โวลต์ ถ้าในกรณีที่ต้องการทดสอบระบบด้วยวิธีที่มีไหลที่จ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของอากาศ และสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแบบอนาล็อกของตัวตรวจจับทั้งสองนี้ จะถูกส่งเข้าไปที่ตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล โดยสัญญาณที่วัดได้ทั้งความดันอากาศและอัตราการไหลของอากาศจะถูกประมวลผลโดยอัลกอริธึมของการควบคุมในคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลและผลการประมวลผลจะถูกส่งไปยังตัวจับ ด้วยตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก และสัญญาณอนาล็อกดังกล่าวมีค่า 0-5 โวลต์ และจะถูกส่งผ่านวงจรขยายเพื่อขับวาล์วควบคุมความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้าเพื่อควบคุมความดันอากาศทางด้านเอาต์พุตของวาล์วควบคุมให้อยู่ในช่วง 0.5-6.5 บาร์ ตั้งการให้มีการลดหรือเพิ่มความดันเพื่อควบคุมให้ได้ตามค่าปรับตั้งของระบบ หากกระบวนการมีสถานะเปลี่ยนแปลงในกรณีต่างๆ หรือระบบมีการปรับตัวจากการจำลองแบบในการทดสอบ

หลักการการทำงานของอุปกรณ์ควบคุมความดันหรือวาล์วควบคุมความดันนั้น ทั้งแบบใช้มือหมุนหรือแบบนิวแมติกเชิงไฟฟ้านั้น มีความสามารถในการปรับค่าความดันด้านเอาต์พุตได้เป็นอย่างดี โดยอุปกรณ์หรือวาล์วควบคุมความดันมีชิ้นส่วนที่เป็นกลไกสำหรับปรับค่าความดันด้านเอาต์พุตให้คงที่ และโดยเฉพาะอุปกรณ์ที่เป็นวาล์วควบคุมความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้านั้น จะมีชิ้นส่วนกลไกที่ใช้สำหรับตรวจสอบความดันด้านเอาต์พุต หากมีการเปลี่ยนแปลงชิ้นส่วนกลไกดังกล่าวก็จะมีมีการปรับตัวชดเชย เพื่อรักษาค่าความดันด้านเอาต์พุตคงที่ตลอดการใช้งาน และสามารถศึกษารายละเอียดเฉพาะและการทำงานของวาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้าของบริษัท SMC รุ่น VEP 3121-1 ได้ ในภาคผนวก

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าอินพุตแบบอนาล็อกกับความดันอากาศนิวแมติกเอาต์พุตของวาล์วควบคุมความดันสัดส่วนแบบนิวแมติกเชิงไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 4.3 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าที่ความดันอากาศนิวแมติกต่ำสุดด้านเอาต์พุตของวาล์ว ซึ่งมีสัญญาณแรงดันไฟฟ้าอนาล็อกขั้วที่ระดับ 1.5 โวลต์ ให้ค่าประมาณความดันอากาศเอาต์พุตได้ที่ 0.5 บาร์ ซึ่งสามารถศึกษารายละเอียดเฉพาะในการนำไปใช้งาน ได้ในภาคผนวก และข้อดีอีกประการหนึ่งก็คือมีความเป็นเชิงเส้นที่ดีในช่วงการปรับตั้งใช้งานระหว่าง 1.5 ถึง 5 โวลต์ เทียบกับความดันอากาศ 0.5 ถึง 6.5 บาร์



รูปที่ 4.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าอินพุตต่อความดันอากาศเอาต์พุตของ วาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้า

ตามข้อกำหนดของวาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้าสามารถควบคุมความดัน ในช่วง 0.5-6.5 บาร์ ดังความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าอินพุตต่อความดันอากาศ เอาต์พุตในรูปที่ 4.3 ดังนั้นในการทดลองจึงเลือกควบคุมความดันในถังเก็บอากาศไม่เกิน 5 บาร์

4.3 ผลตอบสนองวงรอบเปิดของระบบ

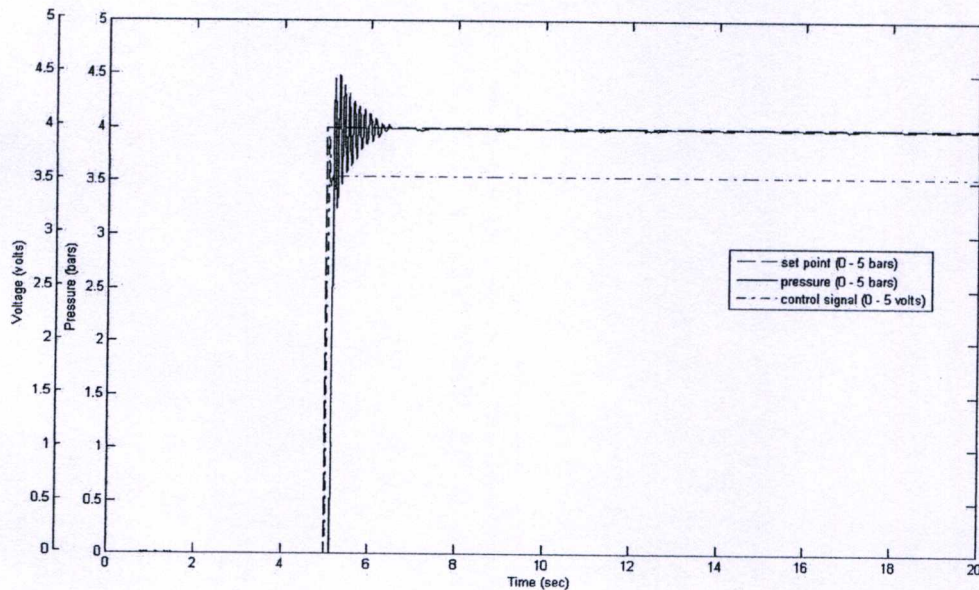
เพื่อที่จะทดสอบสมรรถนะของวาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้าสำหรับ ควบคุมความดันอากาศภายในถังเก็บอากาศของระบบไหลความดันนิวแมติกเชิงไฟฟ้า ทำการ ป้อนสัญญาณแรงดันไฟฟ้าอินพุตที่ค่าใดๆ (สัญญาณควบคุม) ซึ่งสอดคล้องกับกราฟความสัมพันธ์ ระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าอินพุตต่อความดันอากาศเอาต์พุต ซึ่งก็คือ ค่าความดันภายในถังเก็บ อากาศ โดยที่ไม่มีการควบคุม หรือกำหนดค่าสัญญาณควบคุมให้มีค่าคงที่ วิธีการทดลองแบ่ง ออกเป็น 2 แบบ คือ การทดลองหาผลตอบสนองวงรอบเปิด กรณีไม่มีไหลอัตราการไหล และ กรณีมีไหลอัตราการไหล

จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าอินพุตต่อความดันอากาศเอาต์พุต ของวาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้าตามรูปที่ 4.3 ซึ่งจะเห็นว่า กราฟมีลักษณะเกือบ เป็นเชิงเส้น ดังนั้นสมมุติว่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าและความดันเป็นเชิงเส้น ทำการ สร้างสมการเชิงเส้นด้วยวิธีการประมาณค่าในช่วงเชิงเส้น โดยใช้ข้อมูลจากความสัมพันธ์ระหว่าง สัญญาณแรงดันไฟฟ้าอินพุตต่อความดันอากาศเอาต์พุตของวาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิง ไฟฟ้า ในที่นี้เลือกใช้ลำดับข้อมูลทั้งหมด 21 ค่า กำหนดให้ลำดับค่าแรงดันเริ่มจาก 0 ถึง 5 โวลต์ และเพิ่มขึ้นครั้งละ 0.25 โวลต์ ซึ่งจะได้ลำดับค่าความดันที่สอดคล้องกับค่าแรงดัน กำหนดให้

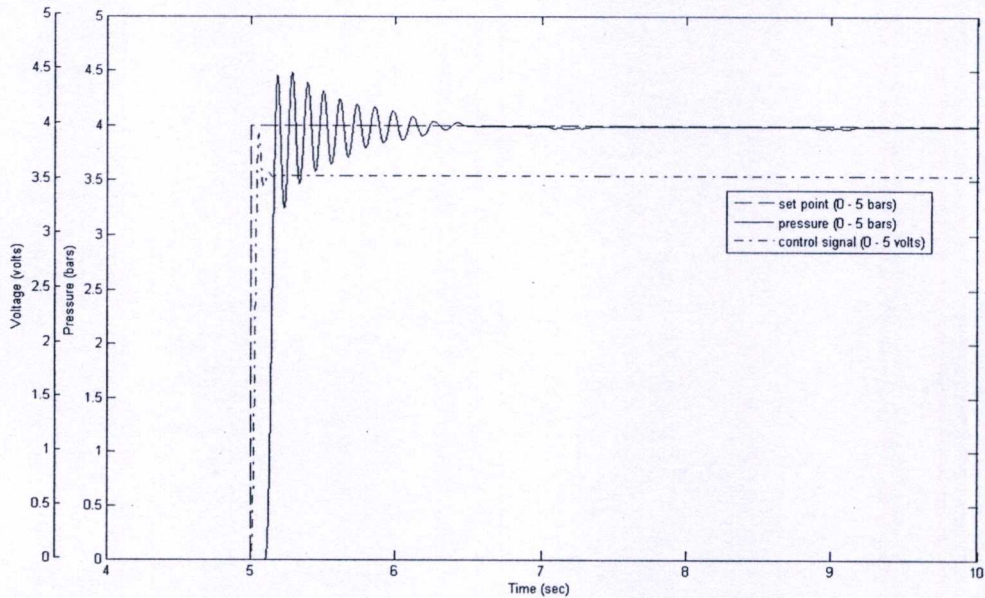
ค่าแรงดันเป็นตัวแปรอินพุต และความดันเป็นตัวแปรเอาต์พุต เพื่อใช้สำหรับการป้อนค่าความดันตามที่ต้องการใดๆ

4.3.1 ผลตอบสนองวงรอบเปิด กรณีไม่มีโหลดอัตราการไหล

ทำการทดลองเพื่อหาผลตอบสนองวงรอบเปิด สำหรับกรณีไม่มีโหลดอัตราการไหล โดยการป้อนสัญญาณจุดปรับตั้งแบบขั้นบันได กำหนดให้มีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 0 บาร์ และเปลี่ยนแปลงไปเป็น 4 บาร์ อย่างทันทีทันใด จะได้ผลตอบสนองดังรูปที่ 4.4 (ก) และส่วนขยายดังรูปที่ 4.4 (ข) จากผลการทดลองจะเห็นว่า ผลตอบสนองในภาวะชั่วคราวค่าความดันจะเกิด โอเวอร์ชูต หรือการพุ่งเกิน และเกิดการออสซิลเลต ส่วนผลตอบสนองในภาวะคงตัวค่าความดันจะมีค่ามากกว่าจุดปรับตั้งเล็กน้อย ในช่วงผลตอบสนองในช่วงของภาวะเริ่มต้น ที่เปลี่ยนแปลงจาก 0 บาร์ ไปเป็น 4 บาร์ จะเกิดแถบไร้ผลสนอง (Dead band) หรือแถบตายในการทำงาน สาเหตุหลักเนื่องจากผลของการทำงานของอุปกรณ์ที่เป็น โครงสร้างและส่วนประกอบหลักการทำงานของอุปกรณ์นิวแมติกเชิงไฟฟ้าที่เป็นตัวขับเคลื่อน ทั้งผลทางไฟฟ้าที่เกิดจากการทำงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของตัวขับเคลื่อน และผลทางกลที่เกิดจากแรงเสียดทานจากส่วนกลไกในการเคลื่อนที่และสปริงในวาล์วตัวขับเคลื่อน และสัญญาณควบคุมจะคงที่ไม่มีเปลี่ยนแปลง เนื่องจากเป็นวิธีการควบคุมแบบวงรอบเปิด



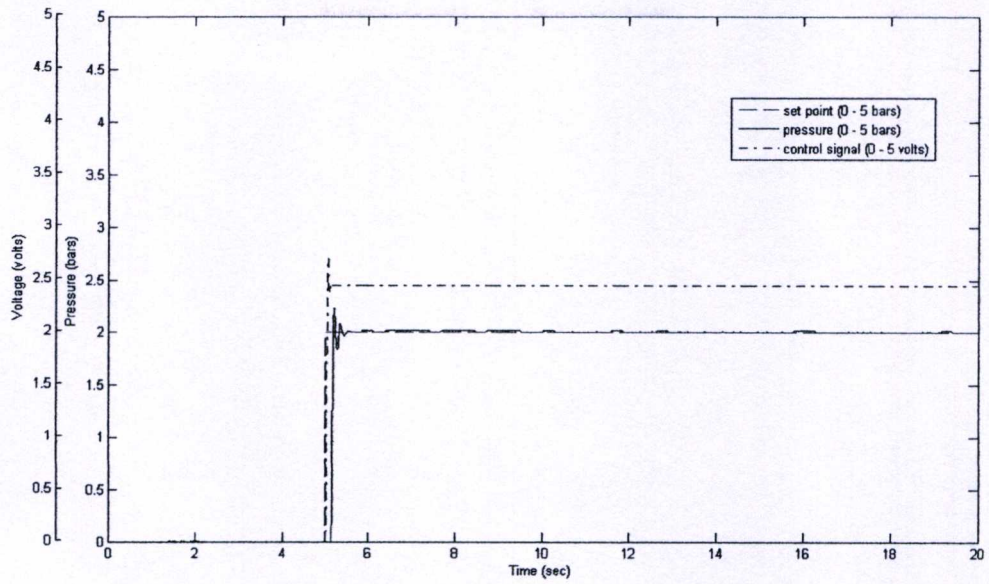
(ก)



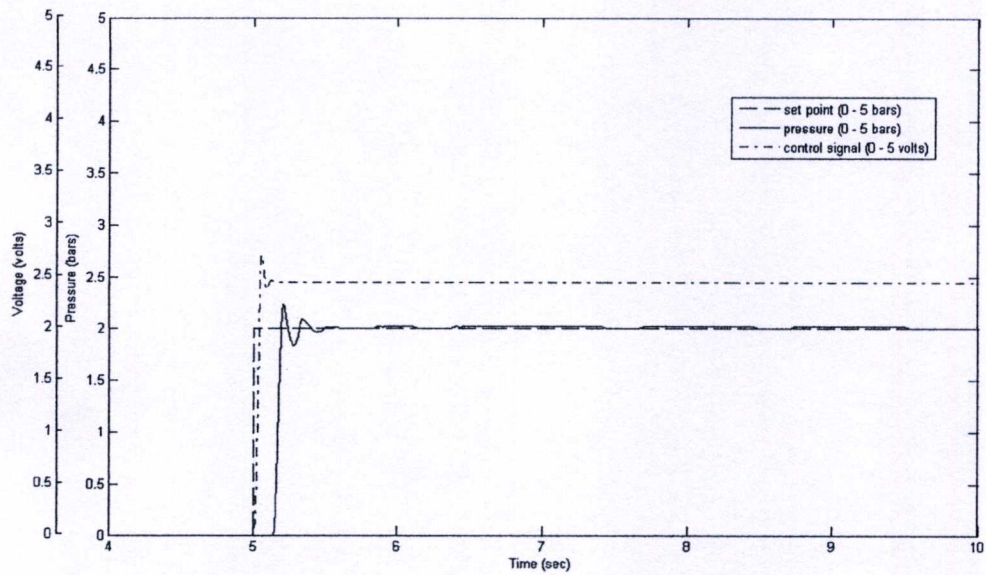
(ข)

รูปที่ 4.4 (ก) ผลตอบสนองแบบวงรอบเปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 4 บาร์ กรณีไม่มีโพลอัตรา
การไหล (ข) ส่วนขยาย

ขั้นต่อไปของการทดลองเพื่อหาผลตอบสนองวงรอบเปิด สำหรับกรณีไม่มีโพลอัตราการไหล โดยการป้อนสัญญาณจุดปรับตั้งแบบขั้นบันได กำหนดให้มีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 0 บาร์ และเปลี่ยนแปลงไปเป็น 2 บาร์ อย่างทันทีทันใด จะได้ผลตอบสนองดังรูปที่ 4.5 (ก) และส่วนขยายดังรูปที่ 4.5 (ข) จากผลการทดลองจะเห็นว่า ผลตอบสนองในภาวะชั่วครู่ค่าความดันจะเกิดโอเวอร์ชูต หรือการพุ่งเกินและเกิดการออสซิลเลต เช่นเดียวกับผลตอบสนองในรูปที่ 4.4 แต่มีค่าพุ่งเกินลดลง เนื่องจากมีขนาดสัญญาณจุดปรับตั้งที่น้อยกว่า ส่วนผลตอบสนองในภาวะคงตัวค่าความดันจะมีค่ามากกว่าจุดปรับตั้งเล็กน้อยเช่นเดียวกัน และผลตอบสนองในช่วงของภาวะเริ่มต้น ที่เปลี่ยนแปลงจาก 0 บาร์ ไปเป็น 2 บาร์ จะเกิดแถบไร้ผลสนอง (Dead band) หรือแถบตายในการทำงานเช่นเดียวกัน ซึ่งสาเหตุหลักเนื่องจากผลของการทำงานของอุปกรณ์ที่เป็นโครงสร้างและส่วนประกอบหลักการทำงานของอุปกรณ์นิวแมติกเชิงไฟฟ้าที่เป็นตัวขับเคลื่อนแล้วดังกล่าวไปแล้ว และสัญญาณควบคุมจะคงที่ไม่มีเปลี่ยนแปลง



(ก)

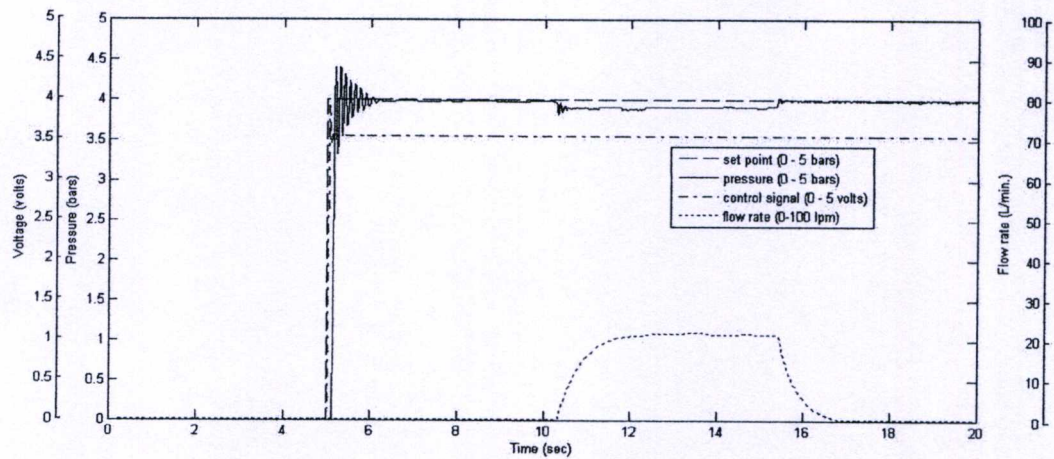


(จ)

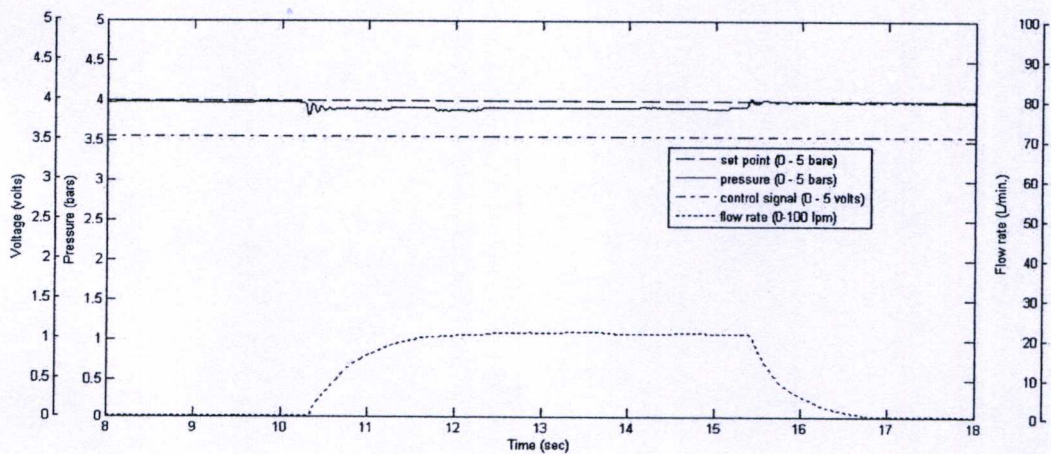
รูปที่ 4.5 (ก) ผลตอบสนองแบบวงรอบเปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 2 บาร์ กรณีไม่มีโหลดอัตรา
การไหล (จ) ส่วนขยาย

4.3.2 ผลตอบสนองวงรอบเปิด กรณีมีโหลดอัตราการไหล

การทดลองเพื่อหาผลตอบสนองวงรอบเปิดสำหรับกรณีมีโหลดอัตราการไหล โดยการป้อนสัญญาณจุดปรับตั้งแบบขั้นบันได กำหนดให้มีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 0 บาร์ และเปลี่ยนแปลงไปเป็น 4 บาร์ อย่างทันทีทันใด เมื่อผลตอบสนองเข้าสู่สภาวะคงตัว ทำการปล่อยอากาศออกจากถังเก็บความดัน ให้มีอัตราการไหลเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจาก 0 ถึง 20 ลิตรต่อนาที และลดลงจาก จาก 20 ถึง 0 ลิตรต่อนาที เพื่อเป็นการรบกวนค่าความดันในถังเก็บ จะได้ผลตอบสนองดังรูปที่ 4.6 (ก) และส่วนขยายดังรูปที่ 4.6 (ข) จากผลการทดลองจะเห็นว่า ผลตอบสนองในภาวะคงตัวค่าความดันจะมีค่าลดลงเมื่ออัตราการไหลเพิ่มขึ้น และจะไม่กลับสู่ค่าเดิม เมื่อค่าอัตราการไหลคงที่ และสัญญาณควบคุมจะคงที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากการควบคุมแบบวงรอบเปิด



(ก)



(ข)

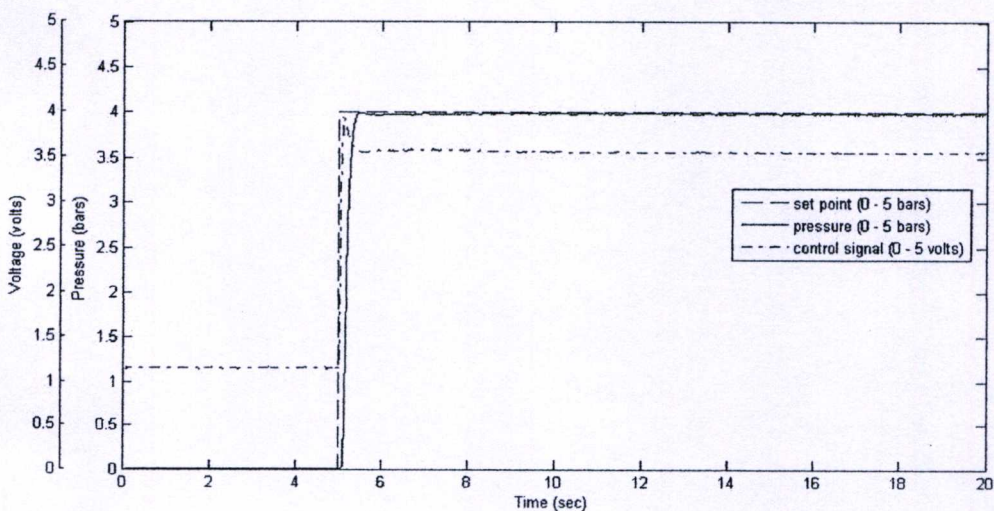
รูปที่ 4.6 (ก) ผลตอบสนองแบบวงรอบเปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 4 บาร์ กรณีมีโหลดอัตราการไหลขนาด 0 ถึง 20 ลิตรต่อนาที (ข) ส่วนขยาย

4.4 ผลตอบสนองวงรอบปิดของระบบ

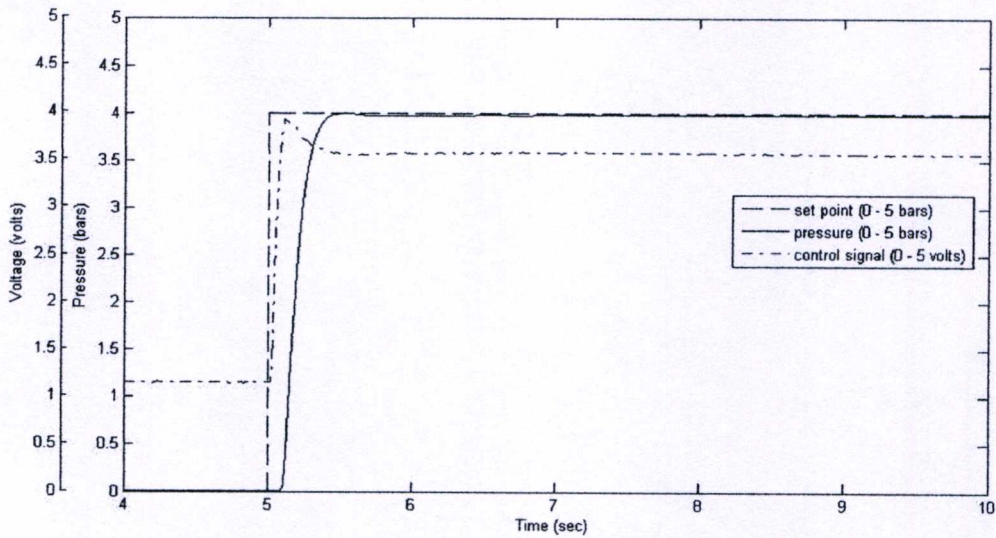
การทดลองหาผลตอบสนองวงรอบปิดของระบบ โหลดความดันนิวแมติกเชิงไฟฟ้าตามวิธีการควบคุมที่ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 3 วิธีการทดลองแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะ เช่นเดียวกับการทดลองหาผลตอบสนองวงรอบเปิด คือ การทดลองหาผลตอบสนองวงรอบปิด กรณีไม่มีโหลด อัตราการไหล และกรณีมีโหลดอัตราการไหล สำหรับการทดลอง กำหนดให้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมคาค่าการตั้งค่าไว้ ดังนี้ $N_1 = 1$ $N_2 = 15$ $N_U = 2$ และ $\lambda = 0.01$ โดยที่ใช้คาบเวลาในการสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 1 ms สำหรับการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล

4.4.1 ผลตอบสนองวงรอบปิดกรณีไม่มีโหลดอัตราการไหล

ทำการทดลองเพื่อหาผลตอบสนองวงรอบปิด สำหรับกรณีไม่มีโหลดอัตราการไหล โดยการป้อนสัญญาณจุดปรับตั้งแบบขั้นบันไดเช่นเดียวกับการทดลองเพื่อหาผลตอบสนองวงรอบเปิด กำหนดให้มีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 0 บาร์ และเปลี่ยนแปลงไปเป็น 4 บาร์ อย่างทันทีทันใด จะได้ผลตอบสนองดังรูปที่ 4.7 (ก) และส่วนขยายดังรูปที่ 4.7 (ข) จากผลการทดลองจะเห็นว่าผลตอบสนองในภาวะชั่วครู่ค่าความดันไม่เกิดโอเวอร์ชูต และไม่เกิดการออสซิลเลต ส่วนผลตอบสนองในภาวะคงตัวมีความแม่นยำเพียงพอสำหรับควบคุมความดัน พร้อมทั้งลดแถบไว้ผลสนองเล็กน้อย และสังเกตว่าในการควบคุมแบบวงรอบปิด สัญญาณควบคุมจะถูกป้อนรื้อไว้ที่ค่าหนึ่งให้กับระบบ และจะเกิดค่าพุ่งเกินในช่วงภาวะเริ่มต้นที่มีการปรับเข้าหาจุดปรับตั้งเช่นเดียวกับการทดลองแบบวงรอบเปิด และหลังจากนั้นจะคงที่ โดยสัญญาณควบคุมจะคงที่ตลอดไม่มีการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากกระบวนการมีภาวะคงที่และไม่มีการรบกวนใด



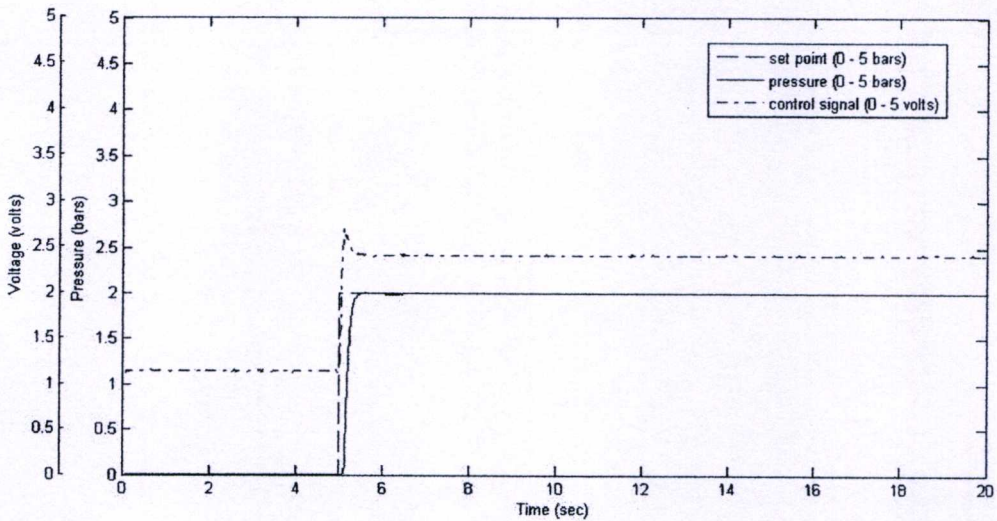
(ก)



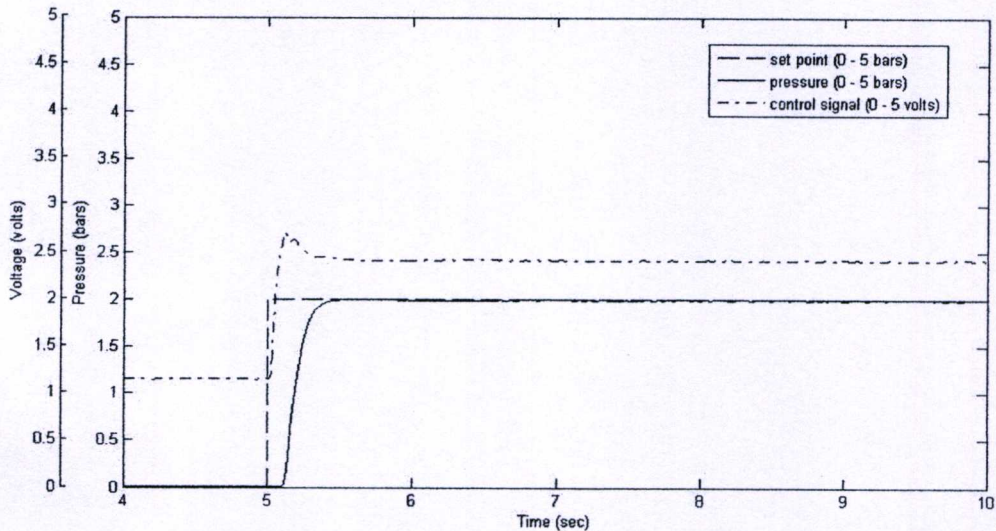
(ก)

รูปที่ 4.7 (ก) ผลตอบสนองแบบวงรอบปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 4 บาร์ กรณีไม่มีโพลด์อัตรา
การไหล (ข) ส่วนขยาย

ขั้นต่อไปทำการทดลองเพื่อหาผลตอบสนองวงรอบปิด สำหรับกรณีไม่มีโพลด์อัตราการไหล กำหนดให้มีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 0 บาร์ และเปลี่ยนแปลงไปเป็น 2 บาร์ อย่างทันทีทันใด โดยการป้อนสัญญาณจุดปรับตั้งแบบขั้นบันไดเช่นเดียวกับการทดลองเพื่อหาผลตอบสนองวงรอบเปิด จะได้ผลตอบสนองดังรูปที่ 4.8 (ก) และส่วนขยายดังรูปที่ 4.8 (ข) จากผลการทดลองจะเห็นว่าผลตอบสนองในภาวะชั่วคราวค่าความดันไม่เกิดโอเวอร์ชูต และไม่เกิดการออสซิลเลต ส่วนผลตอบสนองในภาวะคงตัวมีความแม่นยำเพียงพอสำหรับควบคุมความดัน พร้อมทั้งลดแถบไว้ผลตอบสนองเล็กน้อย หลังจากนั้นจะคงที่ และสังเกตว่าในการควบคุมแบบวงรอบปิด สัญญาณควบคุมจะถูกป้อนรอไว้ที่ค่าหนึ่งให้กับระบบ และจะเกิดค่าพุ่งเกินในช่วงภาวะเริ่มต้นที่มีการปรับเข้าหาจุดปรับตั้ง เช่นเดียวกับการทดลองแบบวงรอบเปิด และหลังจากนั้นจะคงที่ โดยสัญญาณควบคุมจะคงที่ตลอดไม่มีการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากกระบวนการมีภาวะคงที่และไม่มีการรบกวนใด โดยให้ผลตอบสนองเหมือนกับการทดลองในรูปที่ 4.7



(ก)



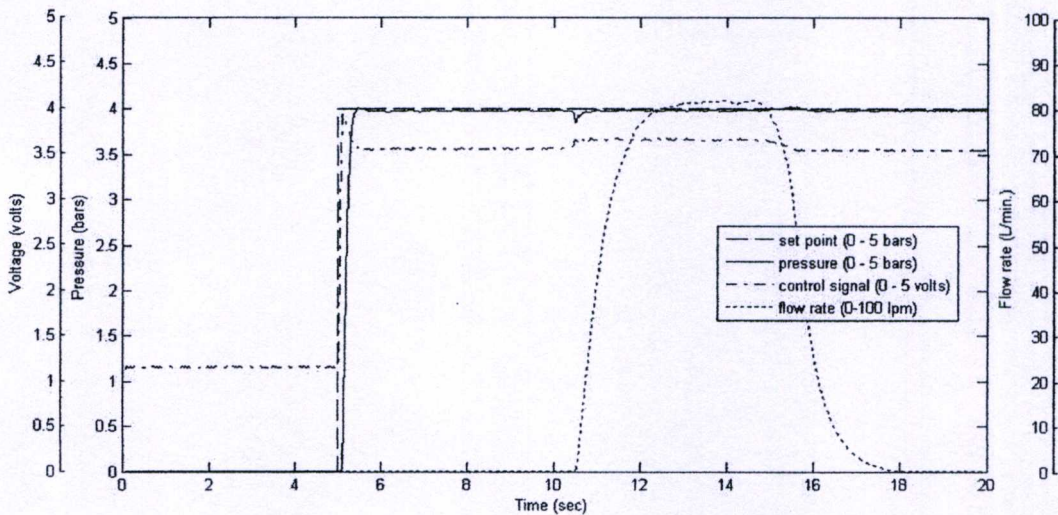
(ข)

รูปที่ 4.8 (ก) ผลตอบสนองแบบวงรอบปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 2 บาร์ กรณีไม่มีโหลดอัตรา
การไหล (ข) ส่วนขยาย

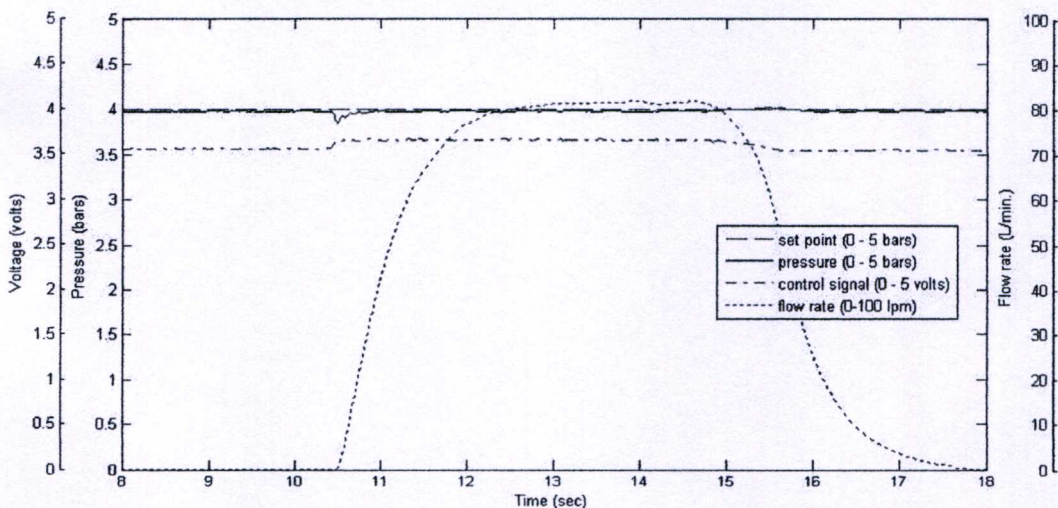
4.4.2 ผลตอบสนองวงรอบปิด กรณีมีโหลดอัตราการไหล

ขั้นตอนแรกทำการทดลองเพื่อหาผลตอบสนองวงรอบปิด สำหรับกรณีมีโหลดอัตราการไหล โดยการป้อนสัญญาณจุดปรับตั้งแบบขั้นบันได กำหนดให้มีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 0 บาร์ และเปลี่ยนแปลงไปเป็น 4 บาร์ อย่างทันทีทันใด เมื่อผลตอบสนองเข้าสู่สภาวะคงตัว ทำการปล่อยอากาศออกจากถังเก็บความดัน ให้มีอัตราการไหลเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจาก 0 ถึง 80 ลิตรต่อนาที

และลดลงจาก จาก 80 ถึง 0 ลิตรต่อนาที เพื่อเป็นการรบกวนค่าความดันภายในถังเก็บ จะได้ผลตอบสนองดังรูปที่ 4.9 (ก) และส่วนขยายดังรูปที่ 4.9 (ข) จากผลการทดลองจะเห็นว่าผลตอบสนองในภาวะคงตัวค่าความดันจะมีค่าลดลงเมื่ออัตราการไหลเพิ่มขึ้น และจะกลับเข้าค่าจุดปรับตั้งในเวลาอย่างรวดเร็ว เนื่องจากตัวควบคุมจะทำการสั่งให้ปรับสัญญาณควบคุมเพิ่มขึ้น เพื่อทำการชดเชยให้กับระบบ จากสาเหตุที่กระบวนการมีการรบกวน และในช่วงภาวะเริ่มต้น สัญญาณควบคุมจะเกิดค่าพุ่งเกิน หลังจากนั้นจะคงที่เหมือนกับกรณีที่ไม่มีโหลดอัตราการไหล



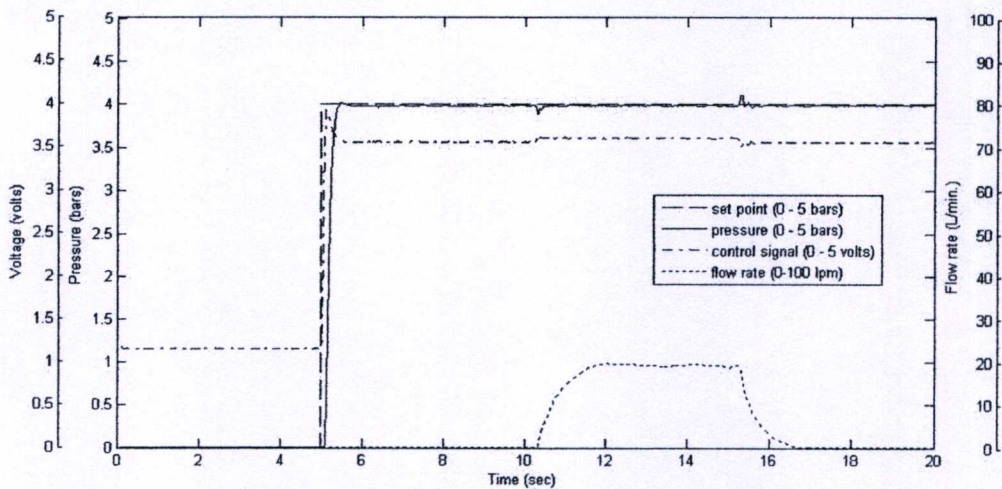
(ก)



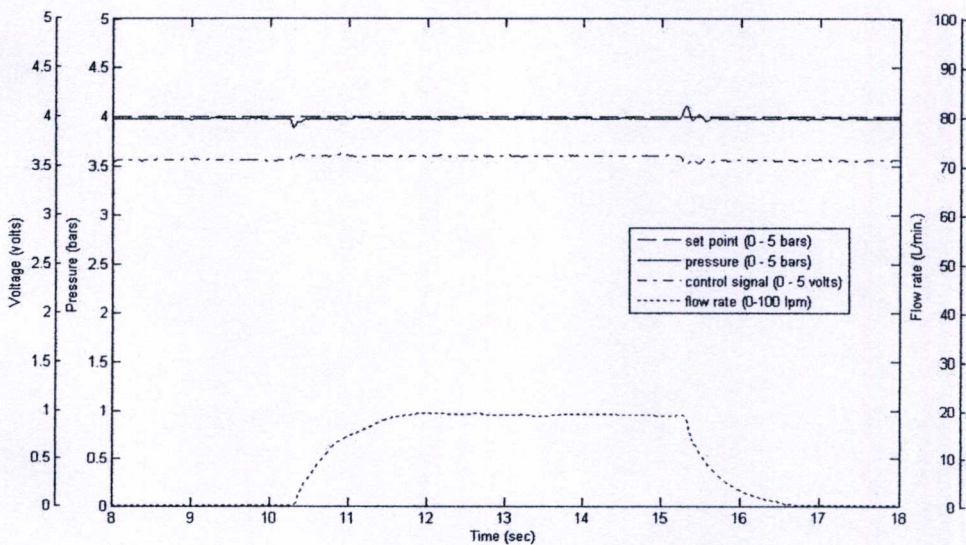
(ข)

รูปที่ 4.9 (ก) ผลตอบสนองแบบวงรอบปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 4 บาร์ กรณีมีโหลดอัตราการไหลขนาด 0 ถึง 80 ลิตรต่อนาที (ข) ส่วนขยาย

ขั้นต่อไปทำการทดลองเพื่อหาผลตอบสนองวงรอบปิด สำหรับกรณีมีไหลอัตราการไหล โดยการป้อนสัญญาณจุดปรับตั้งแบบขั้นบันได กำหนดให้มีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 0 บาร์ และเปลี่ยนแปลงไปเป็น 4 บาร์ อย่างทันทีทันใด เมื่อผลตอบสนองเข้าสู่สภาวะคงตัว ทำการปล่อยอากาศออกจากถังเก็บความดัน ให้มีอัตราการไหลเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจาก 0 ถึง 20 ลิตรต่อนาที และลดลงจาก 20 ถึง 0 ลิตรต่อนาที เพื่อเป็นการรบกวนค่าความดันภายในถังเก็บ จะได้ผลตอบสนองดังรูปที่ 4.10 (ก) และส่วนขยายดังรูปที่ 4.10 (ข) จากผลการทดลองจะเห็นว่า ผลตอบสนองในภาวะคงตัวค่าความดันจะมีค่าลดลงน้อยมากในช่วงที่เริ่มมีอัตราการไหลเพิ่มขึ้น และจะกลับเข้าค่าจุดปรับตั้งในเวลาทีรวดเร็ว เนื่องจากตัวควบคุมจะทำการสั่งให้ปรับสัญญาณควบคุมเพิ่มขึ้น เพื่อทำการชดเชยให้กับระบบ จากสาเหตุที่กระบวนการมีการรบกวน



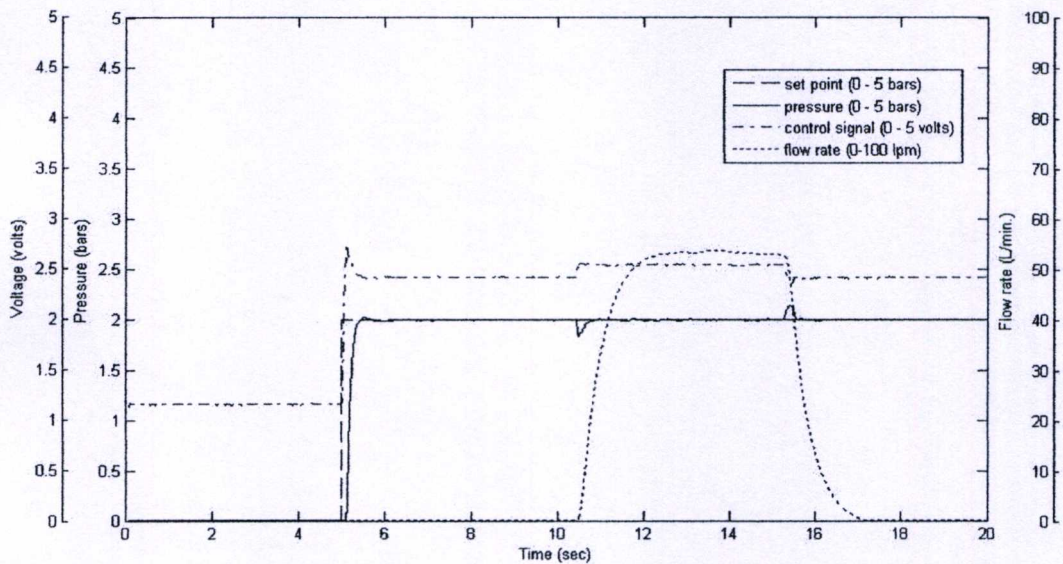
(ก)



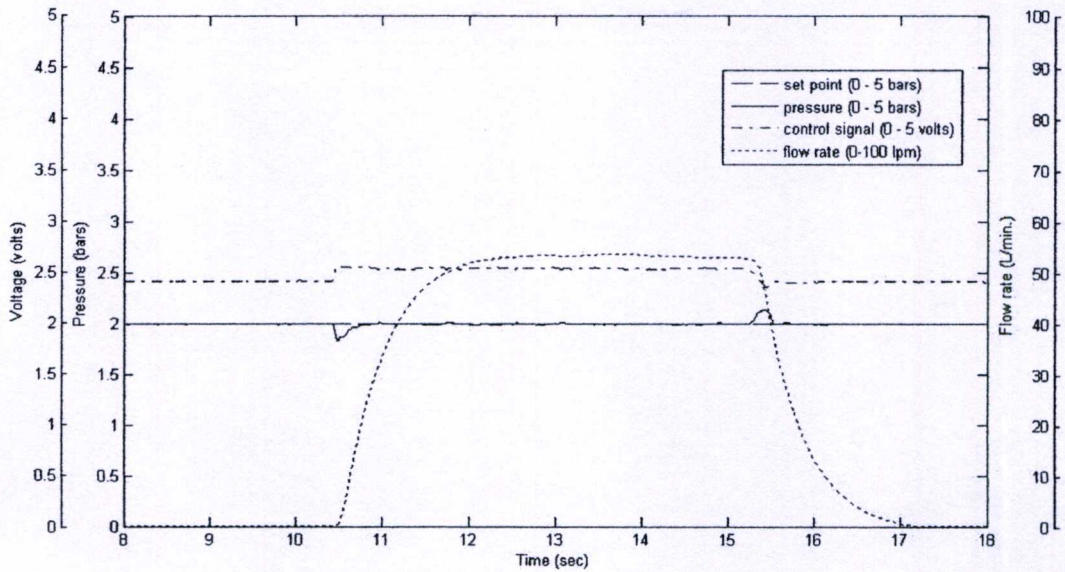
(ข)

รูปที่ 4.10 (ก) ผลตอบสนองแบบวงรอบปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 4 บาร์ กรณีมีไหลอัตราการไหลขนาด 0 ถึง 20 ลิตรต่อนาที (ข) ส่วนขยาย

ขั้นต่อไปทำการทดลองเพื่อหาผลตอบสนองวงรอบปิด สำหรับกรณีมีโหลดอัตราการไหล โดยการป้อนสัญญาณจุดปรับตั้งแบบขั้นบันได กำหนดให้มีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 0 บาร์ และเปลี่ยนแปลงไปเป็น 2 บาร์ อย่างทันทีทันใด เมื่อผลตอบสนองเข้าสู่สภาวะคงตัว ทำการปล่อยอากาศออกจากถังเก็บความดัน ให้มีอัตราการไหลเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจาก 0 ถึง 53 ลิตรต่อนาที และลดลงจาก จาก 53 ถึง 0 ลิตรต่อนาที เพื่อเป็นการรบกวนค่าความดันภายในถังเก็บ จะได้ผลตอบสนองดังรูปที่ 4.11 (ก) และส่วนขยายดังรูปที่ 4.11(ข) จากผลการทดลองจะเห็นว่าผลตอบสนองในภาวะคงตัวค่าความดันจะมีค่าลดลงน้อยมากในช่วงที่เริ่มมีอัตราการไหลเพิ่มขึ้น และจะกลับเข้าค่าจุดปรับตั้ง ในเวลาที่รวดเร็ว เนื่องจากตัวควบคุมจะทำการสั่งให้ปรับสัญญาณควบคุมเพิ่มขึ้น เพื่อทำการชดเชยให้กับระบบ จากสาเหตุที่กระบวนการมีการรบกวน และสัญญาณควบคุมจะเกิดค่าพุ่งเกิน ในช่วงภาวะเริ่มต้น หลังจากนั้นจะคงที่เช่นเดียวกันกับรูปที่ 4.9 และ 4.10



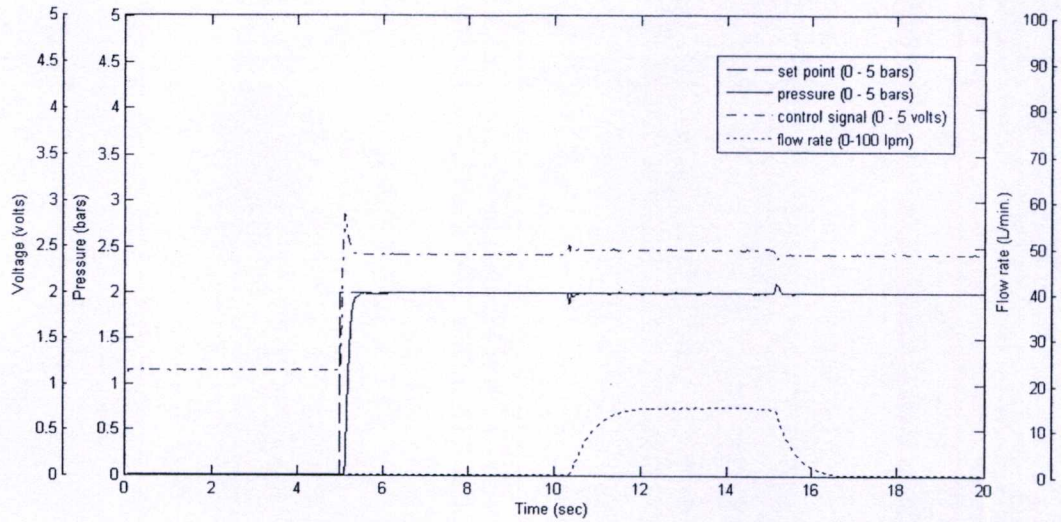
(ก)



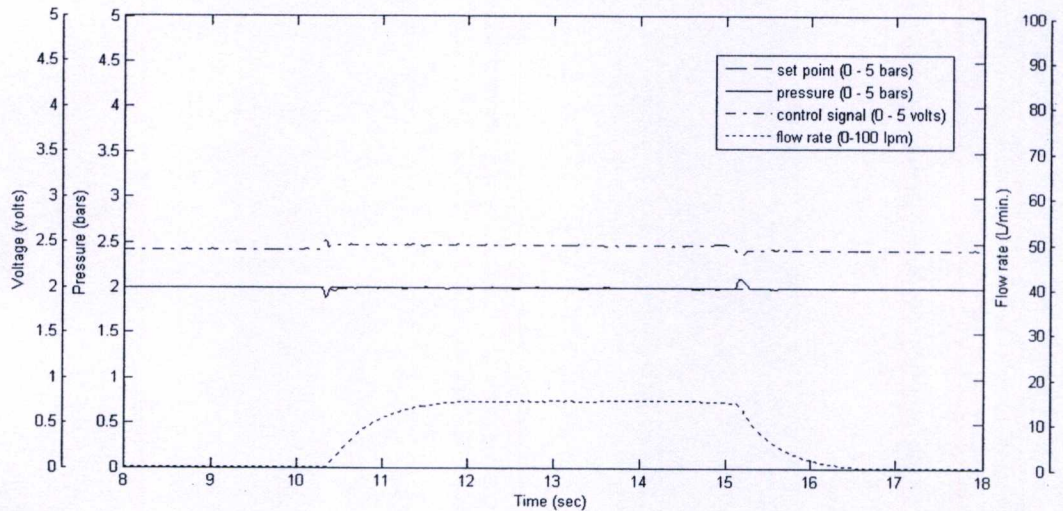
(ข)

รูปที่ 4.11 (ก) ผลตอบสนองแบบวงรอบปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 2 บาร์ กรณีมีโหลดอัตราการไหลขนาด 0 ถึง 53 ลิตรต่อนาที (ข) ส่วนขยาย

ขั้นตอนสุดท้ายทำการทดลองเพื่อหาผลตอบสนองวงรอบปิด สำหรับกรณีมีโหลดอัตราการไหล โดยการป้อนสัญญาณจุดปรับตั้งแบบขั้นบันได กำหนดให้มีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 0 บาร์ และเปลี่ยนแปลงไปเป็น 2 บาร์ อย่างทันทีทันใด เมื่อผลตอบสนองเข้าสู่สภาวะคงตัว ทำการปล่อยอากาศออกจากถังเก็บความดัน ให้มีอัตราการไหลเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจาก 0 ถึง 20 ลิตรต่อนาที และลดลงจาก จาก 20 ถึง 0 ลิตรต่อนาที เพื่อเป็นการรบกวนค่าความดันภายในถังเก็บ จะได้ผลตอบสนองดังรูปที่ 4.12(ก) และส่วนขยายดังรูปที่ 4.12 (ข) จากผลการทดลองจะเห็นว่าผลตอบสนองในภาวะคงตัวค่าความดันจะมีค่าลดลงน้อยมากในช่วงที่เริ่มมีอัตราการไหลเพิ่มขึ้น และจะกลับเข้าค่าจุดปรับตั้ง ในเวลาที่รวดเร็ว เนื่องจากตัวควบคุมจะทำการสั่งให้ปรับสัญญาณควบคุมเพิ่มขึ้น เพื่อทำการชดเชยให้กับระบบ จากสาเหตุที่กระบวนการมีการรบกวน และสัญญาณควบคุมจะเกิดค่าพุ่งในช่วงภาวะเริ่มต้น หลังจากนั้นจะคงที่เช่นเดียวกับกับรูปที่ 4.8 4.9, 4.10 และรูปที่ 4.11



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.12 (ก) ผลตอบสนองแบบวงรอบปิดที่สัญญาณจุดปรับตั้งขนาด 2 บาร์ กรณีมีไหลอัตราการไหลขนาด 0 ถึง 20 ลิตรต่อนาที (ข) ส่วนขยาย

4.5 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองเราสามารถสรุปได้ว่าผลตอบสนองที่เป็นแบบวงรอบเปิดในกรณีที่ไม่มีการไหลของอากาศความดันอากาศนั้น ให้ผลตอบสนองในภาวะชั่วคราวค่าความดันจะเกิดการพุ่งเกินและเกิดการออสซิลเลต โดยขึ้นอยู่กับค่าอ้างอิงที่ใช้ปรับตั้งความดันอากาศนั้นก็คือ หากค่าปรับตั้งอ้างอิงมีค่าสูงก็จะมีค่าที่เกิดจากการพุ่งเกินมากและใช้เวลานานก่อนจะเข้าสู่

สถานะอยู่ตัว ส่วนผลตอบแทนในภาวะคงตัวค่าความดันจะมีค่ามากกว่าจุดปรับตั้งเล็กน้อย และในช่วงเริ่มต้นจะเกิดแถบไร้ผลสนอง (Dead band) หรือแถบตายในการทำงาน และผลตอบแทนที่เป็นแบบวงรอบเปิดในกรณีที่มีอัตราการไหลของความดันอากาศนิวแมติกนั้น ได้ทำการทดสอบภายหลังจากช่วงที่เข้าสู่สภาวะคงตัว แล้วทำการปล่อยอากาศออกจากถังเก็บความดัน จากผลการทดลองจะเห็นว่า ผลตอบแทนในภาวะคงตัวค่าความดันจะมีค่าลดลงเมื่ออัตราการไหลเพิ่มขึ้น และจะไม่กลับสู่ค่าเดิม เมื่อค่าอัตราการไหลคงที่ ทำนองเดียวกันเมื่ออัตราการไหลลดลงมาที่ค่าต่ำสุด ความดันจะเพิ่มขึ้นเป็นช่วงสั้นๆ และจะกลับเข้าค่าจุดปรับตั้งในเวลาทีรวดเร็ว

ส่วนผลตอบแทนที่เป็นแบบวงรอบปิดในกรณีที่ไม่มีการไหลของความดันอากาศนิวแมติกนั้น จะเห็นว่าผลตอบแทนในภาวะชั่วครู่ค่าความดันไม่เกิดโอเวอร์ชูตและไม่เกิดการออสซิลเลต ส่วนผลตอบแทนในภาวะคงตัวมีความแม่นยำเพียงพอสำหรับควบคุมความดัน พร้อมทั้งลดแถบไร้ผลสนองเล็กน้อย และในกรณีที่มีอัตราการไหลของความดันอากาศนิวแมติกนั้น เมื่อผลตอบแทนเข้าสู่สภาวะคงตัว แล้วทำการทดสอบ โดยการปล่อยอากาศออกจากถังเก็บความดัน จากผลการทดลองจะเห็นว่าผลตอบแทนในภาวะคงตัวค่าความดันจะมีค่าลดลงเป็นช่วงสั้นๆ ในช่วงเริ่มต้นของการปล่อยอากาศออก และเมื่ออัตราการไหลเพิ่มขึ้น ตัวควบคุมจะทำการสั่งให้ปรับสัญญาณควบคุมเพิ่มขึ้น เพื่อทำการชดเชยให้กับระบบ จากสาเหตุที่กระบวนการมีการรบกวนและความดันจะกลับเข้าค่าจุดปรับตั้งอย่างรวดเร็ว ทำนองเดียวกันเมื่ออัตราการไหลลดลงมาที่ค่าต่ำสุด ความดันจะเพิ่มขึ้นเป็นช่วงสั้นๆ และจะกลับเข้าค่าจุดปรับตั้งในเวลาทีรวดเร็วเช่นกัน

ตัวขับเคลื่อนแบบนิวแมติกมีความได้เปรียบที่ราคาถูก มีกำลังขับเคลื่อนสูงต่ออัตราส่วนน้ำหนัก และมีความสะอาด ฯลฯ อย่างไรก็ตาม สาเหตุหลักนี้ก็คือการอัดตัวได้ของสื่อกลางในการทำงานที่เป็นอากาศ (Compressibility of air media) ค่าแรงสถิตและแรงเสียดทานของอุปกรณ์ขับเคลื่อน ดังนั้นการจำลองกระบวนการให้มีความแม่นยำและการควบคุมสำหรับตัวขับเคลื่อนชนิดนิวแมติกจึงเป็นสิ่งที่ยากในทางปฏิบัติ รวมทั้งการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดด้วยเป็นสิ่งสำคัญที่ต้องพิจารณา

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

5.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการพัฒนาตัวควบคุมแบบคาคการณ้ทั่วไป เพื่อให้สามารถควบคุมกระบวนการที่ไม่เป็นเชิงเส้น เนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของกระบวนการดังที่ได้กล่าวมาแล้ว โดยนำเสนอวิธีการควบคุมโดยใช้หลักการของตัวควบคุมคาคการณ้ทั่วไป และใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ชนิดซีเออาร์เอ็มเอันดับสาม เพื่อจำลองระบบกระบวนการ โดยใช้วิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ พร้อมกับฟอร์เกทติงแฟกเตอร์ เพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในการวิจัยระบบควบคุมความดันของระบบไหลคินิวแมติกด้วยตัวควบคุมดังกล่าว แต่ไม่ต้องมีการประมาณค่าพารามิเตอร์ของสเทแบบที่ใช้การควบคุมแบบวิธีการเกาส์เซียนกำลังสองเชิงเส้น

โดยได้ทำการวิจัยโดยการศึกษา ออกแบบ จัดสร้าง และทดสอบการทำงานของกระบวนการระบบควบคุมความดันของระบบไหลคินิวแมติกโดยใช้ตัวควบคุมคาคการณ้ทั่วไป และผลตอบสนองของระบบเพื่อจำลองกระบวนการทำงานของตัวควบคุม ด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลอง โดยทดสอบกับกระบวนการและแบบจำลองที่เตรียมไว้สำหรับงานวิจัยนี้ การทดสอบหาผลตอบสนองแบ่งได้เป็นสองกรณีหลักๆมีดังนี้

1 การทดสอบความสามารถในการควบคุมและหาผลตอบสนองแบบวงรอบเปิดของการทำงานของกระบวนการระบบควบคุมความดันระบบไหลคินิวแมติกโดยใช้ตัวควบคุมคาคการณ้ทั่วไป ทั้งในกรณีใช้การควบคุม ที่ไม่มีไหลคจ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศ และในกรณีที่มีไหลคจ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศ

2 การทดสอบความสามารถในการควบคุมและหาผลตอบสนองแบบวงรอบปิดของการทำงานของกระบวนการระบบควบคุมความดันของระบบไหลคินิวแมติก โดยใช้ตัวควบคุมคาคการณ้ทั่วไป ทั้งในกรณีใช้การควบคุม ที่ไม่มีไหลคจ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศ และในกรณีที่มีไหลคจ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศ

ซึ่งผลการทดลองของผลตอบสนองวงรอบปิดนั้น สามารถควบคุมกำจัดการพุ่งเกินและการออสซิลเลตได้เป็นอย่างดี ลดช่วงไว้ผลตอบสนอง พร้อมทั้งความดันในสภาวะคงตัวมีความแม่นยำเพียงพอและมีเสถียรภาพที่ดีและเชื่อถือได้ เมื่อเทียบกับการทดลองหาผลตอบสนองวงรอบเปิด ทั้งในขณะที่มีและไม่มีไหลคที่จ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศ

วิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นเทคนิคหนึ่งที่จะช่วยในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบควบคุมด้วยวิธีการใช้ตัวควบคุมแบบคาดการณ์ทั่วไป ซึ่งส่วนประกอบในการควบคุมนั้นใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ชนิดซีเออาร์เอ็มเออันดับสาม โดยใช้วิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ พร้อมกับฟอร์เกทติงแฟกเตอร์ เพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองด้วยตัวควบคุมแบบดังกล่าว เนื่องจากคุณลักษณะของวาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้าไม่เป็นเชิงเส้น และแปรผันตามเวลา ดังนั้นวิธีการที่นำเสนอ โดยใช้ตัวควบคุมคาดการณ์ทั่วไป จึงมีความเหมาะสมที่จะนำไปใช้ให้สัมฤทธิ์ผลกับตัวขับเคลื่อนนิวแมติกแบบอื่นๆ ได้ด้วย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการวิจัยและพัฒนาต่อเนื่องสำหรับการออกแบบตัวควบคุมชนิดปรับตัวได้แบบใช้การคาดการณ์ทั่วไป เพื่อให้สามารถควบคุมกระบวนการให้มีประสิทธิภาพและสมรรถนะที่สูงที่สุดเป็นไปตามข้อกำหนด โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อออกแบบตัวควบคุมชนิดปรับตัวได้ดังกล่าว เพื่อนำไปใช้ควบคุมระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นและแปรผันตามเวลากับอุปกรณ์นิวแมติกเชิงไฟฟ้า แทนการควบคุมแบบปรับตัวได้ชนิด การควบคุมแบบวิธีการเกาส์เซียนกำลังสองเชิงเส้นที่ต้องมีการประมาณทั้งค่าพารามิเตอร์และสเตทของระบบ

เพราะว่าผลตอบสนองของความดันอากาศนิวแมติกของการควบคุมแบบวงรอบเปิดกับแรงสมดุลภายในของระบบไหลความดันนิวแมติก โดยการใช้วาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้าเป็นตัวขับให้ผลตอบสนองจากการทดลองที่มีการพุ่งเกินและเกิดแถบไร้ผลสนอง ในการทำงาน ส่วนในการควบคุมการทำงานแบบวงรอบปิดโดยใช้วิธีการควบคุมแบบคาดการณ์ทั่วไป ด้วยกันกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ชนิดซีเออาร์เอ็มเออันดับสาม ซึ่งใช้การประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการยกกำลังสองน้อยที่สุดย้อนกลับ พร้อมกับฟอร์เกทติงแฟกเตอร์และค่าของระยะในการควบคุม ของวิธีการควบคุมแบบใช้การคาดการณ์ทั่วไปนั้น ถูกเลือกให้เหมาะสมกับกระบวนการที่เป็นอุปกรณ์ประเภทวาล์วความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้า โดยในขั้นแรกของงานวิจัยนี้ เราสามารถจัดการพุ่งเกินไม่เกิดการออสซิลเลต และลดแถบไร้ผลสนอง ในการทำงานของระบบควบคุม ได้เป็นอย่างดีสำหรับการทดสอบหาผลตอบสนองแบบวงรอบปิด แต่ผลตอบสนองค่าเวลาที่สถานะอยู่ตัวนั้นยังใช้เวลานานซึ่งไม่แตกต่างกับผลตอบสนองแบบวงรอบเปิด และในกรณีที่มีไหลจ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศของการทำงานระบบควบคุมความดันของระบบไหลนิวแมติกนั้น ก็ให้ผลตอบสนองที่ดีในภาวะคงตัวค่าความดันจะมีค่าลดลงเมื่ออัตราการไหลเพิ่มขึ้น และจะกลับเข้าค่าจุดปรับตั้ง เมื่อเวลาผ่านไป และทำนองเดียวกันเมื่ออัตราการไหลลดลง ค่าความดันจะเพิ่มขึ้น และจะกลับเข้าค่าจุดปรับตั้ง เมื่อเวลาผ่านไปเช่นกัน ส่วนผลการทดสอบหาผลตอบสนองแบบวงรอบเปิดนั้น ให้สมรรถนะที่พอใช้ได้สำหรับในกรณีที่ไม่มีไหลที่จ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศ แต่ถ้าในกรณีที่ไม่มีไหลที่จ่ายออกไปเป็นอัตราการไหลของความดันอากาศ จะทำให้มีสมรรถนะในการควบคุมไม่ดี

5.2 ปัญหาที่พบในการวิจัยและแนวทางในการแก้ปัญหา

ปัญหาที่พบในการทดลองนั้นมีด้วยกันหลายปัญหาโดยแต่ละปัญหานั้น สามารถอธิบายได้ดังนี้

1. เมื่อระบบควบคุมทำการประมวลผลส่งสัญญาณควบคุมที่ถูกคำนวณได้ หลังจากนั้นทำการแปลงสัญญาณ เพื่อส่งไปยังตัวขับ และสัญญาณ จะถูกส่งผ่านวงจรขยาย เพื่อไปขับวาล์วควบคุมความดันแบบสัดส่วนนิวแมติกเชิงไฟฟ้า การตอบสนองของระบบจะถูกหน่วงเวลาอันเนื่องมาจากสาเหตุโครงสร้างและส่วนประกอบหลักการทำงานของอุปกรณ์นิวแมติกเชิงไฟฟ้าที่เป็นตัวขับวาล์ว ทั้งทางด้านผลทางไฟฟ้าที่เกิดจากการทำงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของตัวขับ และผลทางกลที่เกิดจากแรงเสียดทานจากส่วนกลไกในการเคลื่อนที่และสปริงในวาล์วตัวขับ ซึ่งเป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้เกิดแถบไร้ผลสนอง
2. ปัญหาในการเลือกปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด สำหรับการทดสอบการควบคุมระบบที่เป็นอุปกรณ์นิวแมติก เป็นสิ่งสำคัญที่ต้องพิจารณาเพื่อทำการวิจัยและพัฒนาต่อไปในอนาคต เพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่ดีที่สุด

5.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

งานวิจัยนี้ได้ทำการพัฒนาตัวควบคุมแบบคาดการณ์ทั่วไปหรือตัวควบคุมแบบ GPC เพื่อให้สามารถควบคุมกระบวนการที่ไม่เป็นเชิงเส้นได้ แต่ยังมีปัญหาที่สามารถทำการศึกษาวิจัยต่อไปได้อีกในหลายแนวทางอาทิเช่น

1. . ทำการปรับปรุงกับกระบวนการระบบควบคุมความดันของระบบไหลนิวแมติกที่ทำการทดสอบในงานวิจัยนี้เพื่อให้ได้ผลตอบสนองของค่าเวลาที่สถานะอยู่ตัว (Steady-state response) ที่เร็วขึ้นกว่าเดิม และพัฒนาเพื่อใช้ในการควบคุมแบบมีการติดตาม (Tracking Control)
2. พัฒนาเพื่อให้ใช้ได้กับตัวขับชนิดที่เป็นวาล์วควบคุมแบบอื่นๆที่มีใช้ในกระบวนการแต่ละประเภท ที่มีลักษณะเกี่ยวกับระบบควบคุมที่ไม่เป็นเชิงเส้น
3. . พัฒนาเพื่อให้ใช้ได้กับ ระบบกระบวนการที่มีหลายอินพุท-หลายเอาต์พุท [Multi-input Multi-output (MIMO)] ชนิดที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งเป็นอีกแนวทางที่น่าสนใจ

ตัวขับอุปกรณ์แบบนิวแมติกมีความได้เปรียบที่ราคาถูก มีกำลังขับเคลื่อนสูงต่ออัตราส่วนน้ำหนัก และมีความสะอาด ฯลฯ อย่างไรก็ตาม ไม่มีการใช้งานกันมากนักในสายงานเครื่องจักรที่เป็นหุ่นยนต์และระบบอัตโนมัติสำหรับที่เกี่ยวข้องกับความแม่นยำสูง สาเหตุหลักนี้ก็คือการอัดตัวของสื่อกลางในการทำงานที่เป็นอากาศ (Compressibility of air media) ค่าแรงสถิต และแรงเสียดทานของอุปกรณ์ขับเคลื่อน ดังนั้นการจำลองกระบวนการ ให้มีความแม่นยำและการควบคุมสำหรับตัวขับอุปกรณ์ชนิดนิวแมติก จึงเป็นสิ่งที่ยากในทางปฏิบัติ

บรรณานุกรม

- [1] D. W. Clarke, C. Mohtadi and P. S. Tuffs, **“Generalized predictive control-Part I, II,”** Automatica, vol. 23, Iss. 2, pp. 137-160, 1987.
- [2] D. W. Clarke, **“Application of generalized predictive control to industrial processes,”** IEEE Control System Magazine, vol. 8, Iss. 2, pp. 49-55, April 1988
- [3] Qiang Son and Fang Liu, **“The direct approach to unified GPC based on ARMAX/CARIMA/CARMA model and application for pneumatic actuator control,”** IEEE International Conference on Innovative Computing, Information and Control (ICICIC'06), pp. 1-4, 2006
- [4] X.-S. Wang, Y.-H. Cheng, and G.-Z. Peng, **“Modeling and self-tuning pressure regulator design for pneumatic-pressure-load systems,”** Control Engineering Practice, vol. 15, Iss. 9, pp. 1161-1165, 2007
- [5] D. Pavkovic, I. Petrovic ,N. Peric **“ Fuzzy model Predictive control of Electrical drives with transmission elasticity and backlash ”** Automatika 43(2002) pp.5-11 ATKAAF 43(1-2), 5-11 (2002)
- [6] R.Isermann K. Lachmann , D. Matko **“Adaptive Control Systems”** 1st Ed. Prentice Hall International International Ltd. 1992 , pp. 6-46
- [7] P.P.Kanjilal **“Adaptive Prediction and Predictive Control”** Peter Peregrinus Ltd.on behalf of The Institution of Electrical Engineers 1995 , pp..9-29, pp.344-363
- [8] Chaewieang Pipat, Sirisantisamrit Kaset, and Thepmanee Teerawat **“ Pressure Control of Pneumatic-Load system using Generalized Predictive Controller ,”** IEEE International Conference on Mechatronics and Automation ICMA 2008

Electro-pneumatic Proportional Valve

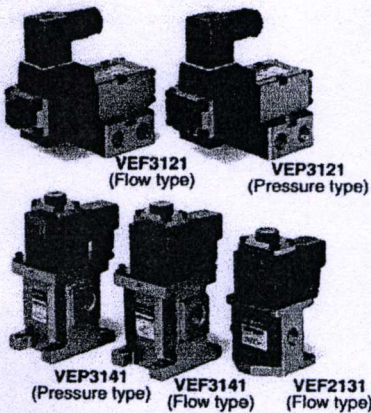
Series VEF/VEP

Electro-pneumatic proportional valve: Flow type (VEF)

Controls the flow rate steplessly according to current. (It is a 2/3 port valve that has an electrical throttle valve function.) A model that is suitable for operating conditions, such as the number of ports or maximum effective area, can be selected.

Electro-pneumatic proportional valve: Pressure type (VEP)

Controls the pressure steplessly according to current. Also, because the effective fully opened area of the exhaust side is identical due to its construction, this valve provides a large exhaust capacity and can be used as a relief valve. (It is a 3 port valve that has an electrical pressure reducing valve function.)



Specifications

Item	Flow type			Pressure type	
	VEF2121 VEF3121	VEF2121	VEF2141 VEF3141	VEP3121	VEP3141
Port size Rc	1/4, 3/8	1/4, 3/8, 1/2	3/8, 1/2, 3/4	1/4, 3/8	3/8, 1/2, 3/4
Fluid	Air (Inert gas)				
Proof pressure	1.5 MPa				
Maximum operating pressure	1.0 MPa				
Ambient and fluid temperature	0 to 50°C (With no condensation)				
Response time	0.03 s or less		0.05 s or less	0.03 s or less	0.05 s or less
Hysteresis	3% F.S.				
Repeatability	3% F.S.				
Sensitivity	0.5% F.S.				
Linearity	—			3% F.S. or less	
Lubrication	Not required (Use turbine oil Class 1, ISO VG32, if lubricated.)				
Weight (kg)	0.9	1.0	1.4	0.9	1.4

Proportional Solenoid Specifications

Proportional solenoid recognition symbol	1 (Applicable power amplifier: VEA25□)
Applicable power amplifier	VEA25□
Max. current	1 A
Coil resistance	13 Ω (20°C)
Rated power consumption	13 W (20°C, with maximum current)
Coil insulation type	Class H or equivalent (180°C)
Max. temperature	140°C (With maximum current)
Electrical entry	DIN terminal

How to Order

<Flow type>

VEF 3 1 4 1 1 03 □

Applicable power amplifier
Symbol Power amplifier
1 VEA25□

Thread type
Nil Rc
F G
N NPT
T NPTF

Port	Body size	Standard characteristics		Symbol	Port size
Symbol	Symbol	Symbol	Max. effective area (mm ²)		
2	2	1	13	Nil	Without sub-plate
		2	9	02	Rc 1/4
		3	5	03	Rc 3/8
	3	1	30	02	Rc 1/4
				03	Rc 3/8
				04	Rc 1/2
4	1	45	03	Rc 3/8	
			04	Rc 1/2	
			06	Rc 3/4	
3	2	1	12	Nil	Without sub-plate
		2	8	02	Rc 1/4
		3	4.5	03	Rc 3/8
		4	2.5		
	4	1	25	03	Rc 3/8
				04	Rc 1/2
			06	Rc 3/4	

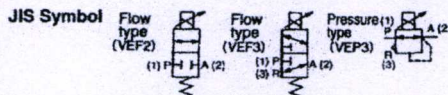
<Pressure type>

VEP31 4 1 1 03 □

Applicable power amplifier
Symbol Power amplifier
1 VEA25□

Thread type
Nil Rc
F G
N NPT
T NPTF

Body size	Standard characteristics		Symbol	Port size
Symbol	Symbol	Set pressure range (MPa)		
2	1	0.05 to 0.65 MPa	Nil	Without sub-plate
	2	0.1 to 0.9 MPa	02	Rc 1/4
4	1	0.005 to 0.15 MPa	03	Rc 3/8
			04	Rc 1/2
			06	Rc 3/4

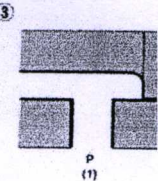
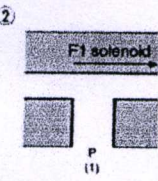
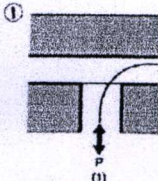
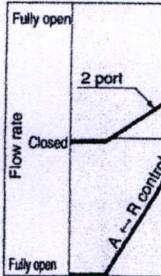


- F.R.L.
- AV
- AU
- AF
- AR
- IR
- VEX
- AMR
- ITV
- IC
- VBA
- VE□
- VY1
- G
- PPA
- AL

Series VEF/VEP

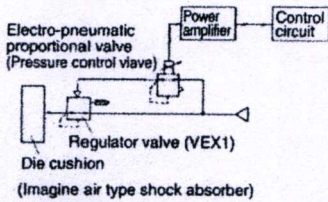
Diagram of V

The spool controls the balance between the pulling force (F1) and the pushing force (F2). The spool movement is controlled by the current through the solenoid, thus controlling the flow rate.

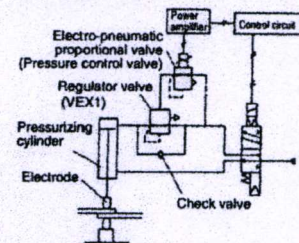


Application Example

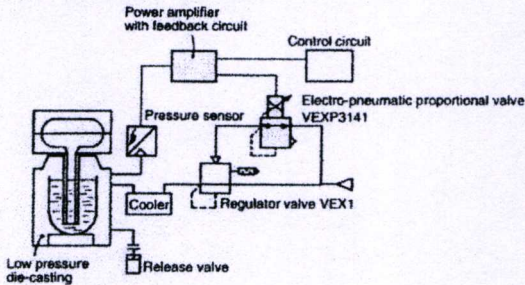
Controlling pressure for die press cushion



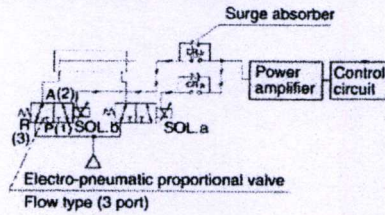
Controlling welding pressure of welding machine electrode



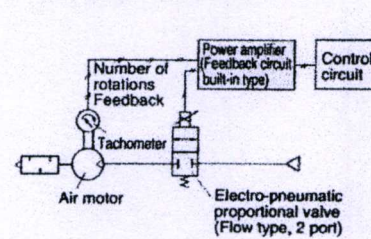
Controlling pressure of low pressure die-casting



Controlling multispeed of cylinder



Controlling rotation of air motor



How to Use DIN Ter

Caution

Wiring procedure

1. Loosen the retaining screw and remove the connector from the pin plug.
2. Make sure to remove the terminal cover. Insert the tip of a flat head screwdriver into the groove below the terminal cover and push it up to separate the terminal cover from the terminal block.
3. Securely connect the wires to the terminals in accordance with the wiring procedure.

Wiring



Terminal block connection for terminal coil
* Coil has n

Pin plug shape

Applicable cable (Heavy)
0.75 mm², 1.25 mm² core, 3-core, ø1.5 based on JIS C 3312 and JIS C 3313

Outlet changing procedure
To change the wire outlet, first remove the terminal cover from the terminal block. Then, reinstall the terminal cover in the desired direction (in 90° increments).

Caution

Be sure to read before use. Refer to pages 14-21-1 for Safety Instructions and Common Precautions.

Caution

1. Air supply

Poor quality air could increase sliding resistance, while preventing it from attaining its specified characteristics. Use a compressor oil with a minimum viscosity of 100 (AM series). Refer to page 14-21-1.

2. Mounting

- Vibrations are transmitted to the proportional solenoid. To prevent the solenoid from vibrating, insert vibration-dampening material.
- Thoroughly flush the piping to eliminate any dust or scale inside.
- Install a silencer (AN series) at the exhaust port.
- Be careful with the mold. The mold generates heat while curing.

3. Lubrication

This product can be used without lubrication. But if lubricated, use turbine oil VG32 (with no additive). It is not recommended to use spindle oil, machine oil, or other oils.

4. Manual operation

To check the operation of the solenoid, apply a current, remove the terminal cover, and use a screwdriver or the like to touch the terminals of the core. After checking the operation, reinstall the rubber cap in its original position.

Previous Type VEF□□□□0, VEA1□□□□

Caution

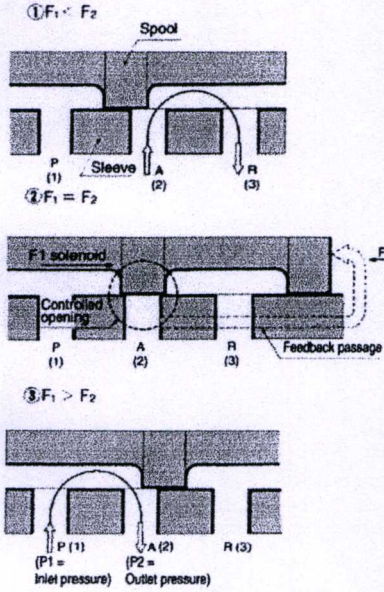
VEF□□□□0 must be used in conjunction with the power amplifier VEA1□□□□. An old VEA1□□□□ cannot be used in combination with the current VEF□□□□1.

Series VEF/VEP

Pressure Type: VEP

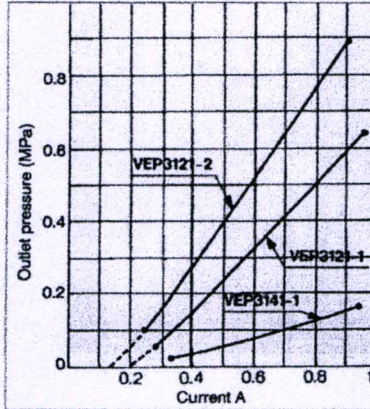
Diagram of Working Principle

The control opening becomes closed when the solenoid's pulling force (F1) balances with the force (F2), which is created by the outlet pressure (P2) that passes through the feedback passage and acts on the spool surface. As a result, the outlet pressure (P2) is established.

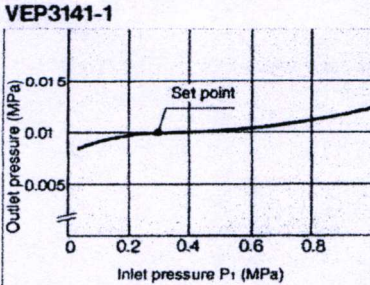
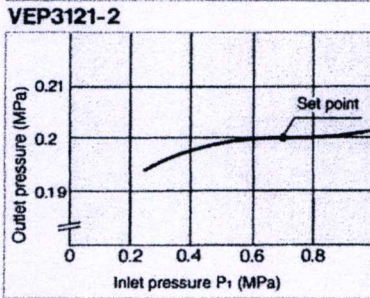
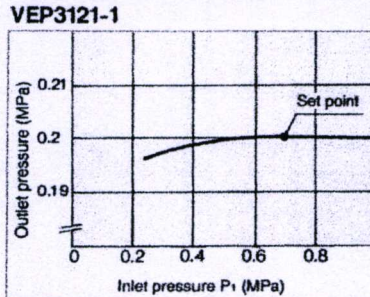


Current-Pressure Characteristics

The horizontal axis of the characteristics represents the output amperage of the power amplifier VEA25□. (If NULL and GAIN are in the shipping condition, 0 to 1 A can be viewed by substituting them with command signals 0 to 5 V.)

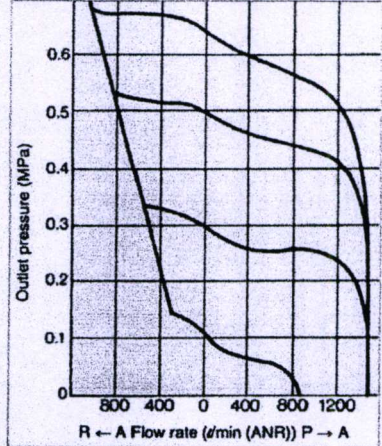


Pressure Characteristics JIS B 8372 (in accordance with air regulator)

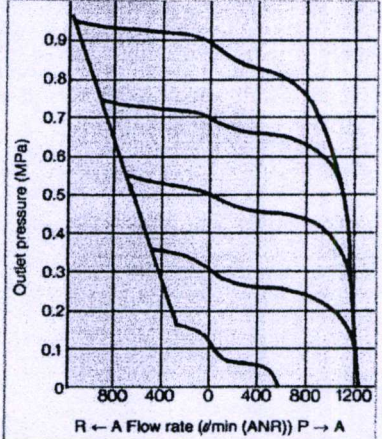


Flow Characteristics

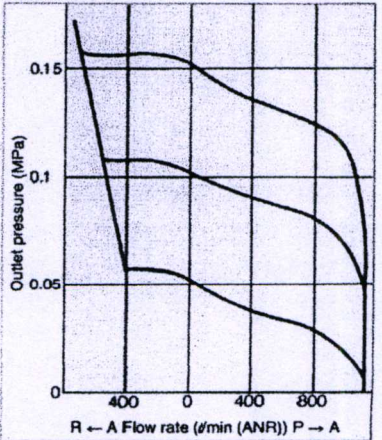
VEP3121-1-02 Inlet pressure: 1.0 MPa



VEP3121-2-02 Inlet pressure: 1.0 MPa



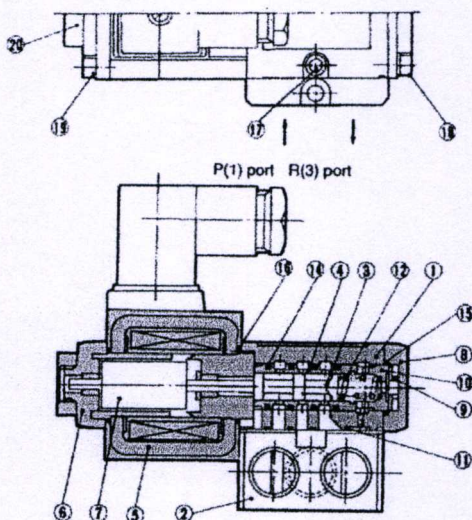
VEP3141-1-04 Inlet pressure: 0.3 MPa



Electro-pneumatic Proportional Valve Series VEF/VEP

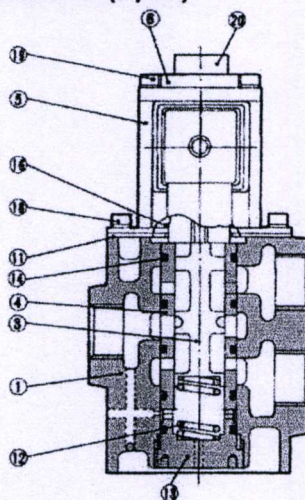
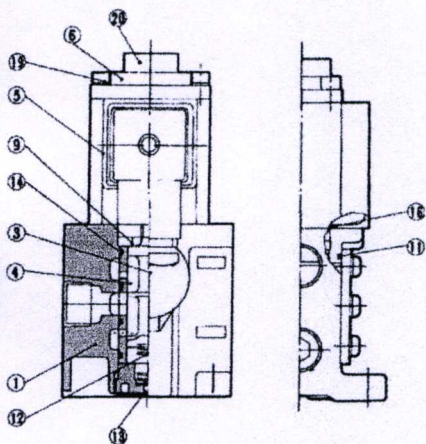
Construction

Flow type: VEF2121 (2 port)
 VEF3121 (3 port)
 Pressure type: VEP3121 (3 port)



Flow type: VEF2131 (2 port)

Flow type: VEF2141 (2 port)
 VEF3141 (3 port)
 Pressure type: VEP3141 (3 port)



Component Parts

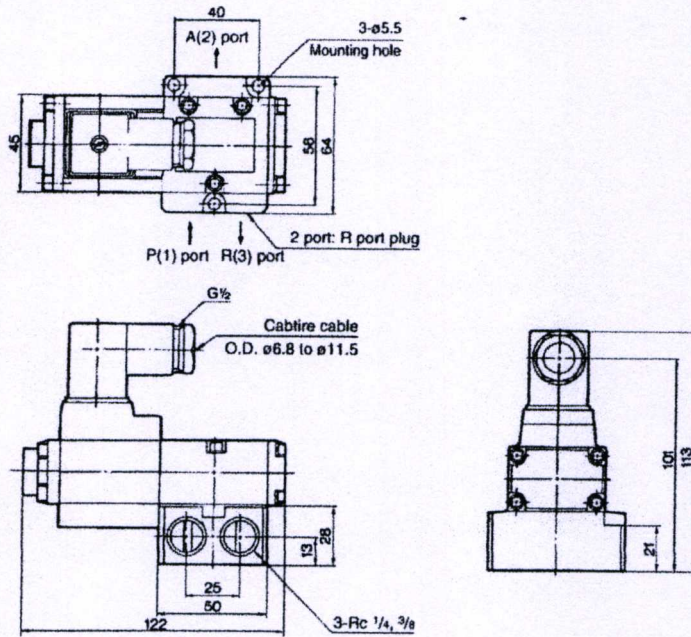
No.	Description	Material	Note	No.	Description	Material	Note
①	Body	Aluminum alloy	Metallic painted	⑪	Gasket	NBR	—
②	Sub-plate	Aluminum alloy	Metallic painted	⑫	Spring	Stainless steel/Piano wire	—
③	Spool	Special stainless steel	—	⑬	Spring seat	Brass	—
④	Sleeve	Special stainless steel	—	⑭	O-ring	NBR	—
⑤	Mold coil	—	—	⑮	O-ring	NBR	—
⑥	Solenoid cap assembly	Aluminum alloy	Metallic painted	⑯	O-ring	NBR	—
⑦	Movable core assembly	—	—	⑰	Hex. socket head cap screw	Chromium-molybdenum	—
⑧	End cover	Aluminum alloy	—	⑱	Hex. socket head cap screw	Chromium-molybdenum	—
⑨	Bush	Resin	—	⑲	Hex. socket head cap screw	Chromium-molybdenum	—
⑩	Set bushing	Brass	—	⑳	Lock nut	NBR	—

- F.R.L.
- AV
- AU
- AF
- AR
- IR
- VEX
- AMR
- ITV
- IC
- VBA
- VE
- VY1
- G
- PPA
- AL

Series VEF/VEP

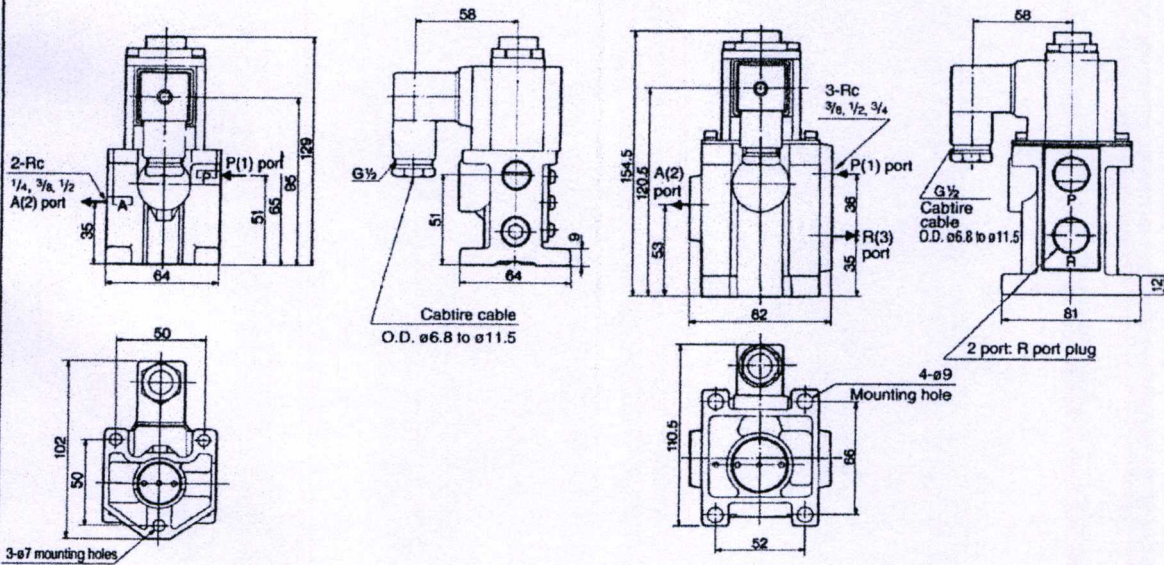
Flow Type: VEF, Pressure Type: VEP **Dimensions**

Flow type: VEF2121, VEF3121
Pressure type: VEP3121



Flow type: VEF2131

Flow type: VEF2141, VEF3141
Pressure type: VEP3141



Low-Cost E Series Multifunction DAQ – 200 kS/s, 12-Bit, 16 Analog Inputs

NI 6023E, NI 6024E, NI 6025E

- 200 kS/s, 12-bit resolution, 16 single-ended analog inputs
- Two 12-bit analog outputs
- 8 or 32 digital I/O lines (5 V/TTL); two 24-bit counter/timers
- Digital triggering
- Available for PCI, PXI/Compact, and PCMCIA
- NI DAQ driver software simplifies configuration and measurements

Models

NI 6023E

- PCI-6023E

NI 6024E

- PCI-6024E
- DAQCard-6024E

NI 6025E

- PCI-6025E
- PXI-6025E

Real-Time

See page 142

NI Application Software

- LabVIEW
- Measurement Studio
- VI Logger

Operating System Compatibility

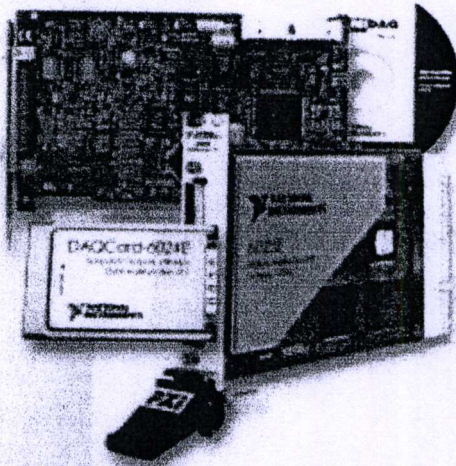
- Windows 2000/NT/Me/9x*
- Mac OS – not for all hardware

Accessories

See page 256

Calibration Certificate Included

See page 24



*Visit ni.com/info and enter winxp for the latest operation system information.

E Series DAQ Devices

Ordering Information

NI 6023E		
PCI-6023E	777742-01
NI 6024E		
PCI-6024E	777743-01
DAQCard-6024E*	778269-01
NI 6025E		
PCI-6025E*	777744-01
PXI-6025E*	777798-01

Includes NI-DAQ driver software.

*Windows only

For information on extended warranty and value-added services, see page 22.

Recommended Configurations

Family	DAQ Device	Accessory	Cable
NI 6023E	PCI-6023E	CB-68LP (777145-01)	R6868 (182482-01)
NI 6024E	PCI-6024E	CB-68LP (777145-01)	R6868 (182482-01)
	DAQCard-6024E	CB-68LP (777145-01)	RC68-68 (187252-01)
NI 6025E	PCI-6025E	Two CB-50LPs (777101-01)	R1005050 (182762-01)
	PXI-6025E	Two CB-50LPs (777101-01)	R1005050 (182762-01)

For E Series accessory and cable information, see page 256.

Overview

The NI 6023E, NI 6024E, and NI 6025E are our low-cost 12-bit DAQ devices that use E Series technology to deliver high performance and reliable data acquisition capabilities in a wide range of applications. You get up to 200 kS/s, 12-bit performance on 16 single-ended analog inputs. Depending on your type of hard drive, these devices can stream to disk at rates up to 200 kS/s. The new DAQCard-6024E gives you the same performance in a PCMCIA card for portable application needs.

These E Series devices feature digital triggering capability, as well as two 24-bit, 20 MHz counter/timers; and 8 digital I/O lines. The NI 6024E and NI 6025E also feature two 12-bit analog outputs. An additional 24 lines of 5 V/TTL I/O make the NI 6025E family the best value of any PCI data acquisition device available.

See the *E Series Multifunction DAQ Overview* on page 230 for a more detailed hardware overview.

INFO CODES

For more information or to order products online, visit ni.com/info and enter:

pci6023e
pci6024e
daqcard6024e
pci6025e
pxi6025e

BUY ONLINE!

Measurements

Family	Bus	Analog Inputs	Resolution	Sampling Rate S/s	Input Range	Analog Outputs	Resolution	Output Rate	Output Range	Digital I/O	Counter/ Timers	Trigger
NI 6023E	PCI	16 SE/8 DI	12 bits	200 kS/s	±0.05 to ±10 V	—	—	—	—	8	2, 24-bit	Digital
NI 6024E	PCI, PCMCIA	16 SE/8 DI	12 bits	200 kS/s	±0.05 to ±10 V	2	12 bits	10 kS/s ¹	±10 V	8	2, 24-bit	Digital
NI 6025E	PCI, PXI/CompactPCI	16 SE/8 DI	12 bits	200 kS/s	±0.05 to ±10 V	2	12 bits	10 kS/s ¹	±10 V	32	2, 24-bit	Digital

¹10 kS/s system-dependent when using the single DMA channel for analog output. 1 kS/s system-dependent when using the single DMA channel for either analog input or counter/timer operations.

Table 1. NI 6023E, NI 6024E, and NI 6025E Channel, Speed, and Resolution Specifications (see page 266 for detailed specifications)

Low-Cost E Series Multifunction DAQ – 200 kS/s, 12-Bit, 16 Analog Inputs

E Series DAQ Devices

Nominal Range (V)		Absolute Accuracy						Relative Accuracy		
Positive FS	Negative FS	% of Reading		Offset	Noise + Quantization (mV)		Temp	Absolute Accuracy	Resolution (mV)	
		24 Hrs	1 Year	(mV)	Single Pt.	Averaged	Drift (%/°C)	at Full Scale (mV)	Single Pt.	Averaged
10.0	-10.0	0.0872	0.0914	6.380	3.910	0.975	0.0010	16.504	5.890	1.290
5.0	-5.0	0.0272	0.0314	3.200	1.950	0.488	0.0005	5.263	2.950	0.642
0.5	-0.5	0.0872	0.0914	0.340	0.195	0.049	0.0010	0.846	0.295	0.064
0.05	-0.05	0.0872	0.0914	0.054	0.063	0.006	0.0010	0.106	0.073	0.008

Note: Accuracies are valid for measurements following an internal E Series Calibration. Averaged numbers assume dithering and averaging of 100 single-channel readings. Measurement accuracies are listed for operational temperatures within $\pm 1^\circ\text{C}$ of internal calibration temperature and $\pm 10^\circ\text{C}$ of external or factory-calibration temperature. One-year calibration interval recommended. The Absolute Accuracy at Full Scale calculations were performed for a maximum range input voltage (for example, 10 V for the $\pm 10\text{ V}$ range) after one year, assuming 100 pt averaging of data. See overview on page 234 for an example calculations.

Table 2. NI 6023E, PCI-6024E, and NI 6025E Analog Input Accuracy Specifications

Nominal Range (V)		Absolute Accuracy						Relative Accuracy		
Positive FS	Negative FS	% of Reading		Offset	Noise + Quantization (mV)		Temp	Absolute Accuracy	Resolution (mV)	
		24 Hrs	1 Year	(mV)	Single Pt.	Averaged	Drift (%/°C)	at Full Scale (mV)	Single Pt.	Averaged
10.0	-10.0	0.0872	0.0914	8.830	3.910	1.042	0.0010	19.012	5.890	1.370
5.0	-5.0	0.0272	0.0314	4.420	1.950	0.521	0.0005	6.517	2.950	0.686
0.5	-0.5	0.0872	0.0914	0.462	0.452	0.052	0.0010	0.972	0.516	0.069
0.05	-0.05	0.0872	0.0914	0.066	0.063	0.007	0.0010	0.119	0.073	0.009

Note: Accuracies are valid for measurements following an internal E Series Calibration. Averaged numbers assume dithering and averaging of 100 single-channel readings. Measurement accuracies are listed for operational temperatures within $\pm 1^\circ\text{C}$ of internal calibration temperature and $\pm 10^\circ\text{C}$ of external or factory-calibration temperature. One-year calibration interval recommended. The Absolute Accuracy at Full Scale calculations were performed for a maximum range input voltage (for example, 10 V for the $\pm 10\text{ V}$ range) after one year, assuming 100 pt averaging of data. See overview on page 234 for an example calculations.

Table 3. DAQCard-6024E Analog Input Accuracy Specifications

Nominal Range (V)		Absolute Accuracy					Absolute
Positive FS	Negative FS	% of Reading			Offset	Temp	at Accuracy
		24 Hrs	90 Days	1 Year	(mV)	Drift (%/°C)	Full Scale (mV)
10	-10	0.0177	0.0197	0.0219	5.93	0.0005	8.127

Note: Temp Drift applies only if ambient is greater than $\pm 10^\circ\text{C}$ of previous external calibration. See page 234 for example calculations.

Table 4. NI 6023E, PCI-6024E, and NI 6025E Analog Output Accuracy Specifications

Nominal Range (V)		Absolute Accuracy					Absolute
Positive FS	Negative FS	% of Reading			Offset	Temp	at Accuracy
		24 Hrs	90 Days	1 Year	(mV)	Drift (%/°C)	Full Scale (mV)
10	-10	0.0177	0.0197	0.0219	8.37	0.0005	10.568

Note: Temp Drift applies only if ambient is greater than $\pm 10^\circ\text{C}$ of previous external calibration. See page 234 for example calculations.

Table 5. DAQCard-6024E Analog Output Accuracy Specifications

Product	Analog Input			Analog Output			Available DMA Channels	PCI Bus Master
	Sample Rate	Polarity	Range Selections	Update Rate	Polarity	FIFO Size		
PCI-6023E/6024E/6025E	200 kS/s	Bipolar	20 V, 10 V, 1 V, 100 mV	Up to 10 kS/s ¹	Bipolar	—	1	3
PCI-6040E	250 kS/s	Unipolar	20 V, 10 V, 5 V, 2 V, 1 V	Up to 1 MS/s	Unipolar	512 Samples	3	3
		or Bipolar	500 mV, 200 mV, 100 mV		or Bipolar	2,048 Samples		
PCI-6070E	1.25 MS/s	Unipolar	20 V, 10 V, 5 V, 2 V, 1 V	Up to 1 MS/s	Unipolar	2,048 Samples	3	3
		or Bipolar	500 mV, 200 mV, 100 mV		or Bipolar			

¹ 10 kS/s system-dependent when using the single DMA channel for analog output. 1 kS/s system-dependent when using the single DMA channel for either analog input or counter/timer operations.

Table 6. How To Choose Between the PCI-6024E, PCI-6040E, and PCI-6070E DAQ Devices. This table highlights the differences between these product families. Use the table to determine which device has the features your application requires.

To find block diagrams in the user manuals for the NI 6023E, NI 6024E, and NI 6025E devices, visit ni.com/info and enter ex6q2w.

See page 233 in the E Series Multifunction DAQ Overview for I/O connector diagrams.

See page 266 for more detailed specifications.

Measurements

E Series Multifunction DAQ Accessories

Selection Guide

Step 1. Select your E Series device.

Step 2. Using Tables 1 and 2 as a guide, determine which accessories are appropriate for that device. Select an accessory. Table 3 provides descriptions for E Series device accessories.

Step 3. Using Tables 1 and 2, determine which cable is required to connect your selected device and accessory.

Device	Accessory			
	TBX-68, CB-68LP, CB-68LPR, DAQ Signal Accessory, CA-1000, BNC-2110, BNC-2120, BNC-2090, SCB-68	TB-7705	SCXI Signal Conditioning	SCC Modular
68-pin E Series	SH68-68-EP (shielded)	Connects directly to the device (PXI only)	See page 385 for SCXI Signal Conditioning details	See page 461 for SCC Modular Signal Conditioning details
(except DAQCard)	R6868 (unshielded)			
Latching DAQCards	SHC68-68-EP (shielded)	N/A	See page 385 for SCXI Signal Conditioning details	See page 461 for SCC Modular Signal Conditioning details
NI 6024E, NI 6062E	RC68-68 (unshielded)	N/A	See page 385 for SCXI Signal Conditioning details	See page 461 for SCC Modular Signal Conditioning details
Nonlatching DAQCards	PSHR68-68 (shielded)	N/A	See page 385 for SCXI Signal Conditioning details	See page 461 for SCC Modular Signal Conditioning details
AI-16E-4, AI-16XE-50	PR68-68F (unshielded)	N/A	See page 385 for SCXI Signal Conditioning details	See page 461 for SCC Modular Signal Conditioning details

Table 1. Accessories and Cables for 68-Pin and DAQCard E Series Devices

Device	Accessory					
	TBX-68, CB-68LP, CB-68LPR, DAQ Signal Accessory, CA-1000, BNC-2110, BNC-2120, BNC-2090, SCB-68	BNC-2115	TBX-68, CB-68LP, CB-68LPR, CA-1000, SCB-68	SCB-100	SCXI Signal Conditioning	SCC Modular Signal Conditioning
100-pin E Series with 64 AI channels	SH1006868 (shielded); splits into two 68-pin connectors; these accessories are used with the first 68-pin connector. See Figure 16 on page 260.	SH1006868 (shielded); splits into two 68-pin connectors; these accessories are used with the second 68-pin connector.	SH1006868 (shielded); splits into two 68-pin connectors; these accessories are used with the second 68-pin connector.	SH100100 (shielded)	See page 385 for SCXI Signal Conditioning details	See page 461 for SCC Modular Signal Conditioning details
NI 6071E, NI 6031E, NI 6033E AT-MIO-64E-3						
100-pin E Series with 16 AI channels and 32 DIO lines	SH1006868 (shielded); splits into two 68-pin connectors; these accessories are used with the first 68-pin connector. See Figure 16 on page 260.	SH1006868 (shielded); splits into two 68-pin connectors; these accessories are used with the second 68-pin connector.	SH1006868 (shielded); splits into two 68-pin connectors; these accessories are used with the second 68-pin connector.	SH100100 (shielded)	See page 385 for SCXI Signal Conditioning details	See page 461 for SCC Modular Signal Conditioning details
PCI-6025E, AT-6021E						

Table 2. Accessories and Cables for 100-Pin and DAQCard E Series Devices

Accessory	Description	Page
SCXI Signal Conditioning	High channel-count signal conditioning platform	385
SCC Modular Signal Conditioning	Single or dual channel signal conditioning modules	461
AMUX-64T, 5B, SSR, ER, and SC-204x Signal Conditioning	External signal conditioning accessories	478
BNC-2110	BNC accessory for 68-pin E Series devices	257
BNC-2115	BNC accessory for extended I/O on 100-pin E Series devices	257
BNC-2120	BNC accessory with function generator (for 68-pin E Series devices)	257
BNC-2090	Rack-mountable BNC accessory (for 68-pin E Series devices)	257
CA-1000 enclosure	Configurable connectivity enclosure	257
TB-7705	Latching screw terminal block for PXI E Series modules	258
SCB-100	100-pin, shielded screw terminal block with breadboard areas	258
SCB-68	68-pin, shielded screw terminal block with breadboard areas	258
TBX-68	68-pin, DIN rail-mountable screw terminal block	258
CB-68LP, CB-68LPR	68-pin, low-cost screw terminal block	258
Signal Source and Demo Accessory	DAQ signal accessory to demo and test analog, digital and counter/timer functions	259

For complete and up-to-date information about accessories, visit ni.com/catalog

Table 3. Overview of E Series DAQ Accessories

ภาคผนวก ข.

สำเนาบทความของตนเองที่ได้รับการตีพิมพ์หรือยอมรับให้ตีพิมพ์
แนบเอกสารยอมรับการตีพิมพ์ ในงาน IEEE International Conference on Mechatronics and
Automation ICMA 2008 Takamatsu, Kagawa, Japan 5-8 August 2008.



Proceedings of 2008 IEEE International Conference on

Mechatronics and Automation

August 5 - 8, 2008 Takamatsu, Japan



IEEE Catalog #: CFP08839
 ISBN: 978-1-4244-2632-4
 Library of Congress: 2008904875

Plenary Talks

Message from General Chair

Conference Summary

Technical Papers

Authors Index

Sponsored by IEEE Robotics and Automation Society, Kagawa University
 Technical Co-Sponsors: Harbin Engineering University, The Japan Society of Mechanical Engineers,

The Robotics Society of Japan, The Society of Instrument and Control Engineers, The Japan Society of Precision Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Changchun University
 Sponsored by Kagawa Prefecture, Takamatsu Convention and Visitors Bureau

© 2008 IEEE. Personal use of this material is permitted. However, permission to reprint/republish this material for advertising or promotional purposes or for creating new collective works for resale or redistribution to servers or lists, or to reuse any copyright component of this work in other works must be obtained from the IEEE

**IEEE
 ICMA2008**

TD3-2

Pressure Control of Pneumatic-Pressure-Load System using Generalized Predictive Controller

Pipat Chaewieang, Kaset Sirisantisamrit, and Teerawat Thepmanee

Abstract—This paper presents the pressure control by using generalized predictive controller (GPC) for the pneumatic-pressure-load system at which electro-pneumatic proportional pressure valve is employed as actuator. Since characteristic of one is time-varying and nonlinear, a three-order controlled auto-regressive moving average (CARMA) model suitable for pneumatic actuator is then used to modeling process system by using recursive least-squares method with forgetting factor to estimate the model parameter. For the proposed control method, system parameters are estimated only, state parameters are not. Experimental results show, both open and closed loop response, that overshoot happen for open loop response is eliminated and steady-state pressure is accurate enough.

I. INTRODUCTION

The disadvantage of electro-pneumatic actuator is not only nonlinear characteristic but also time-varying system. The linear and non-adaptive control method such as a conventional PID controller can not be high performance to control the nonlinear and time-varying system. The adaptive and self-tuning regulator [4] has been proposed to regulate pressure only by using LQG method. The mentioned one as model based method must employ the system model which requires both parameter estimation and state estimation. It is not convenient to implement to other actuator because an internal structure of actuator is different. A predictive control [1, 2] is suitable to control nonlinear and time-varying system. The electro-pneumatic based position control [3] used the GPC method has been proposed, also but not required the state estimation. The actuator for the pressure and the position control is very similar, that is, the electro-pneumatic valve. The position control employs the electro-pneumatic proportional flow valve; the pressure control employs the electro-pneumatic proportional pressure valve. Then, in this paper, we represent the GPC method for the pressure control using system model as CARMA model at which its parameter is estimated by the recursive least-squares method with forgetting factor. We avoid to modeling the pneumatic system, the state estimation is not then required. The represented GPC method is suitable to implement to other pneumatic actuator.

This paper is organized as follows. In Section II, overview

Pipat Chaewieang, Kaset Sirisantisamrit, and Teerawat Thepmanee are with the Department of Instrumentation Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520 Thailand (e-mail: pipatc@thai-trinity.th.com, kskaset@kmitl.ac.th, and ktteeraw@kmitl.ac.th).

detail of the system description is described for setting up system to evaluate. The control system structure comprises of process model, estimation of system parameter, and the GPC method are briefly described in Section III. Experimental results and conclusions is shown and discussed in Section IV and V, respectively.

II. SYSTEM DESCRIPTION

The general overview of the pneumatic-pressure-load system [4] is shown in Fig. 1. The one consists of three parts (1) air supply prepared pressure of 7.5 bars, (2) pneumatic-pressure-load system, and (3) personal computer (PC). The pneumatic-pressure-load system comprises of (a) chamber, (b) a pressure sensor (SUNX, DP2-22) which is used to measure the pressure in chamber, and (c) the electro-pneumatic proportional pressure valve (SMC, VEP3121-1) together with amplifier (SMC, VA250). The output voltage as analog signal, 1-5 V corresponding to 0-1 Mpa or 0-10 bars, from the pressure sensor is converted into the digital data in PC via a data acquisition board (NI, PCI-6024E) as analog to digital converter (ADC). A control algorithm computed within PC will generate the control signal, 0-5V, by using the data acquisition board as digital to analog converter (DAC) used to drive the pneumatic-pressure-load system actuator which is the electro-pneumatic proportional pressure valve for converting input current through an amplifier as voltage to current converter, 0-5V to 0-1A, into output pressure, 0.05-0.65Mpa or 0.5-6.5bars. In our case, the maximum output pressure is controlled of 5 bars.

The relationship curve between input voltage and the

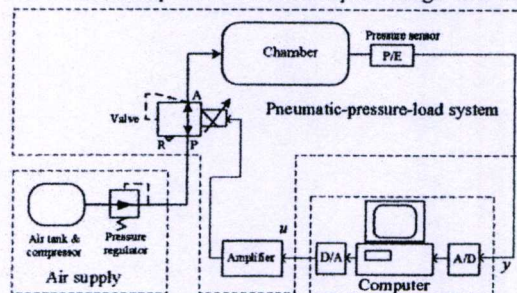


Fig. 1. Electro-pneumatic pressure load system.

output pressure of the electro-pneumatic proportional

pressure valve is shown in Fig. 2. Seeing that the minimum output pressure, at which the input voltage is of 1.5 V, is approximately of 0.5 bars corresponds with its specification [http://www.smcworld.com]. Also it is linear in rang of 1.5 – 5 V and 0.5 – 6.5 bars.

III. CONTROL SYSTEM STRUCTURE

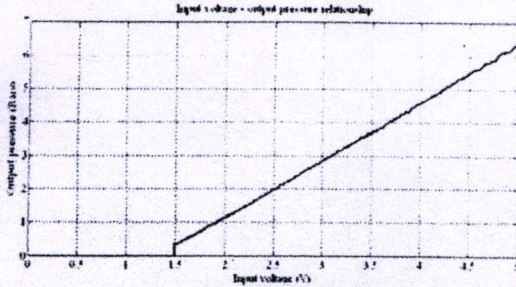


Fig. 2. Relationship curve between input voltage to output pressure.

The structure of the pressure control system is depicted by the block diagram shown in Fig. 3 which comprises of (a) the pneumatic-pressure-load system, (b) CARMA model, and (c) GPC controller.

A. Process Model

In this paper, a three-order CARMA model is employed.

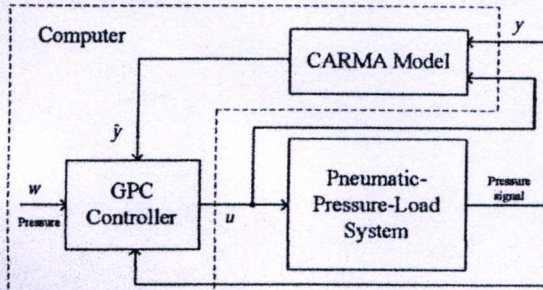


Fig. 3. Control system structure.

$n = 3$. Consider single-input single-output process (SISO) given by

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k-d) + C(z^{-1})e(k) \quad (1)$$

where $u(k)$ is the process input, $y(k)$ is the output, d is the time delay between $u(k)$ and $y(k)$. $e(k)$ is a sequence of independent noise with zero mean and σ^2 variance and A , B , and C are polynomials in back-ward shift operator z^{-1} and defined as follows:

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n} \\ &= 1 + \sum_{i=1}^n a_i z^{-i} \end{aligned} \quad (2.1)$$

$$\begin{aligned} B(z^{-1}) &= b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n} \\ &= \sum_{i=1}^n b_i z^{-i} \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} C(z^{-1}) &= 1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + \dots + c_n z^{-n} \\ &= \sum_{i=1}^n c_i z^{-i} \end{aligned} \quad (2.3)$$

In case of $n = 3$, let $n_a = n_b = n_c = 3$ and $d = 1$, rewritten (2.1), (2.2), and (2.3)

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3} \quad (3.1)$$

$$B(z^{-1}) = b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3} \quad (3.2)$$

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + c_3 z^{-3} \quad (3.3)$$

where a_i , b_i , and c_i , $i = 1, 2, 3$ are the parameters of system.

B. Estimation of System Parameter

The pneumatic pressure-load system is time-varying, also the system parameters, a_i , b_i , and c_i , $i = 1, 2, 3$ are unknown. The recursive least-squares method with forgetting factor is employed to estimate as follows:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)[y(k) - \varphi^T(k)\hat{\theta}(k-1)] \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} K(k) &= P(k-1)\varphi(k)[\lambda I - \varphi^T(k)P(k-1)\varphi(k)]^{-1} \\ &= \frac{\lambda^{-1}P(k-1)\varphi(k)}{[I - \lambda^{-1}\varphi^T(k)P(k-1)\varphi(k)]} \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$P(k) = \lambda^{-1}P(k-1)I - \lambda^{-1}K(k)\varphi^T(k)P(k-1) \quad (4.3)$$

where

λ is the forgetting factor and $0 < \lambda < 1$,

$\hat{\theta}(k)$ denoted the parameter vector,

$$\hat{\theta}(k) = [-\hat{a}_1, -\hat{a}_2, -\hat{a}_3, \hat{b}_1, \hat{b}_2, \hat{b}_3, \hat{c}_1, \hat{c}_2, \hat{c}_3]^T.$$

$\varphi(k)$ is the observed data vector of the controlled system,

$$\begin{aligned} \varphi(k) &= [y(k-1), y(k-2), y(k-3), \\ &u(k-1), u(k-2), u(k-3), \\ &e(k-1), e(k-2), e(k-3)]^T. \end{aligned}$$

C. The Generalized Predictive Controller

Here, the GPC method is only described briefly. The detailed description of one can be found in [1,2]. The basic principle of the GPC method is shown in Fig. 4. The time scale is expressed in terms of sampling period with sample k denoting the present discrete time step.

The cost function is defined as follows

$$J(\mathbf{w}, \hat{\mathbf{y}}, \hat{\mathbf{u}}) = \sum_{j=N_1}^{N_2} [w(k+j) - \hat{y}(k+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_U} \Delta \hat{u}^2(k+j-1) \quad (5)$$

where

$\hat{\mathbf{u}}$ is the predictive controller output vector,

\mathbf{w} is the desired reference trajectory vector,

$\hat{\mathbf{y}}$ is the predictive process output vector,

N_U is the control horizon,

N_1 is the minimum costing horizon,

N_2 is the maximum costing horizon,

λ is the control output weighting.

For the pneumatic pressure-load system, $\hat{\mathbf{u}}$ is the predictive control signal vector, 0-5 V, computed by GPC

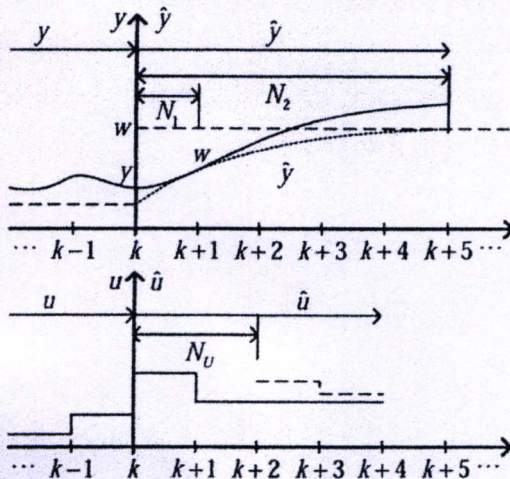


Fig. 4. Basic principle of the GPC.

method within PC, \mathbf{w} is the desired pressure reference valve vector, 0.5-5 bars, $\hat{\mathbf{y}}$ is the predictive output pressure vector, 0-5 bars, which is calculated within PC by using a three-order CARMA model at which the parameters is estimated by the recursive least-squares method with forgetting factor, as mentioned. The GPC method will generate the control signal until the predictive output pressure is as close as possible to the desired pressure reference within the minimum and maximum costing horizon, that is, between N_1 and N_2 . To chose the costing horizon, usually the first prediction horizon, N_1 , is of 1, the second prediction horizon, N_2 , is selected dependent on the transient response of system. The control horizon, N_U ,

affecting to the future control signal output should not be greater than $N_2/2$.

For the represented GPC method, we follow the control law detailed in [3] which is specially called that the unified GPC.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

Experimental tests were carried out to evaluate the proposed control method by utilizing the Matlab/Simulink with real-time workshop software. The sampling time is of 1 ms. For GPC method, the prediction horizons are chosen as follows: $N_1 = 1$, $N_2 = 15$, $N_U = 2$ and the control output weighting, λ is of 0.01. By using the our setup system shown in Fig.1, Fig. 5 shows the experimental results both open and closed loop control with different pressure reference value. The curve 1 and 3 depict the open loop response for pressure reference of 4 and 2 bars, respectively. The curve 2 and 4 depict the closed loop response. We see that the open loop responses have overshoot dependent on the pressure reference value, that is, the higher pressure reference value, the higher overshoot and also more dean-zone of pressure response. For the proposed control method, the closed loop response can eliminate the overshoot and also reduce the dean-zone of pressure response. The steady-state time response is dependent on the pressure reference value but it is accurate enough.

V. CONCLUSIONS

Because the pressure response of the open loop control with

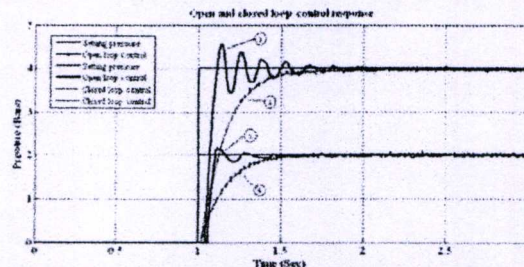


Fig. 5. Experiment results of open and closed loop control pressure response.

internal force balance for the pneumatic-pressure-load system using the electro-pneumatic proportional pressure valve as actuator was overshoot and dean-zone, the closed loop control is then proposed by using the GPC method together with a three-order CARMA model at which parameter of ones is estimated by the recursive least-squares method with forgetting factor. Also the costing horizons of the GPC method are chosen to correspond with the electro-pneumatic proportional pressure valve. On the first step of our research, we can actually eliminate the overshoot and reduce the dean-zone but the steady-state time response

is still long time which is not different from the open loop response. In future, we will improve to get shorter steady-state time response and develop to control as tracking.

REFERENCES

- [1] D. W. Clarke, C. Mohtadi and P. S. Tuffs, "Generalized predictive control-Part I, II," *Automatica*, vol. 23, Iss. 2, pp. 137-160, 1987.
- [2] D. W. Clarke, "Application of generalized predictive control to industrial processes," *IEEE Control System Magazine*, vol. 8, Iss. 2, pp. 49-55, April 1988.
- [3] Qiang Son and Fang Liu, "The direct approach to unified GPC based on ARMAX/CARIMA/CARM model and application for pneumatic actuator control," *IEEE International Conference on Innovative Computing, Information and Control (ICIC'06)*, pp. 999-999, 2006.
- [4] X.-S. Wang, Y.-H. Cheng, and G.-Z. Peng, "Modeling and self-tuning pressure regulator design for pneumatic-pressure-load systems," *Control Engineering Practice*, vol. 15, Iss. 9, pp. 1161-1163, 2007.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายพิพัฒน์ ชาวเวียง
วัน เดือน ปีเกิด	1 มีนาคม 2503 ที่จังหวัดลพบุรี
ที่อยู่	24/247 หมู่ที่ 9 หมู่บ้านอยู่เจริญ ซอย วิภาวดีรังสิต 37 ถ.วิภาวดีรังสิต แขวงสีกัน เขตดอนเมือง กรุงเทพฯ 10210 โทร.0-2533-5823 E-mail pipatc.eas.co@gmail.com
ประวัติการศึกษา	2531 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมเทคโนโลยี สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตเทเวศร์ 2543 อดุศาสตรศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรม โทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1.) ระบบควบคุมอัตโนมัติสำหรับเครื่องจักรอุปกรณ์ที่ใช้ในโรงงานพ่นสี ของสายงานประกอบรถยนต์ เช่น เครื่องพ่นสีอัตโนมัติ ห้องพ่นสี 2.) การประยุกต์ใช้งานตัวควบคุมแบบโปรแกรมได้ [Programmable Logic Control (PLC)] และตัวควบคุมแบบดิจิทัล (Digital Controller) ที่ใช้กับงาน ควบคุมในกระบวนการท่ออุตสาหกรรมและโรงงานประกอบรถยนต์
ประสบการณ์การทำงาน	
พ.ศ.2531-2535	ตำแหน่งวิศวกรควบคุมในการเดินเครื่องจักรอุปกรณ์และวิศวกรซ่อมบำรุง ตามลำดับ บริษัท ลิกวิด คาร์บอนิก และ ก๊าซอินดัสเตรียล ประเทศไทยจำกัด ที่ตั้งบริเวณ โรงแยกก๊าซแห่งชาติ การปิโตรเลียมแห่งประเทศไทย ตำบลมาบตาพุด อำเภอเมือง จังหวัดระยอง
พ.ศ.2536-2551	ตำแหน่งวิศวกรไฟฟ้าและผู้จัดการแผนกวิศวกรรม ตามลำดับ บริษัท ไทย ครีนิตรี จำกัด อาคารทสพลแลนด์3 ชั้น 10 เลขที่ 947 หมู่ 12 ถ.บางนา-ตราด กม.3 แขวงบางนา เขตบางนา กรุงเทพฯ
พ.ศ.2552-ปัจจุบัน	ประกอบธุรกิจส่วนตัว ตำแหน่งผู้จัดการทั่วไปและกรรมการ บริษัท อีอีไอเอส เอ็นจิเนียริง จำกัด