

ตัวควบคุมพีไอดีชนิดหาค่าอัตโนมัติ  
Universal Input and Autotune PID Controller



T 0 4 2 5 0 6



โดย

นาย กนก

ต้นตียวุฒิ

นาย ชานนท์

สารพานิช

Handwritten notes in blue ink

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 42506  
วัน, เดือน, ปี..... 4 พ.ค. 2545

Empty rectangular box with blue border

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2543

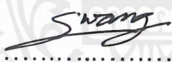
ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ตัวควบคุมพีไอไดซ์ชนิดหาค่าอัตโนมัติ

ผู้จัดทำ

1. นายกนก ตันติขวุติ รหัสประจำตัว 40010003
2. นายชานนท์ สารพานิช รหัสประจำตัว 40010183

  
.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(อาจารย์ สุวong เลิศศิริสุนทร)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ตัวควบคุมพีไอดีชนิดหาค่าอัตโนมัติ

กนก                      คันทิยวุฒิ  
ชานนท์                สารพานิช

อ.สว่าง เลิศถิรสุนทร อาจารย์ที่ปรึกษา  
ปีการศึกษา            2543

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เรียบเรียงขึ้นจากผลงานที่ได้พัฒนา ไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล เอ็มซีเอส-51(MCS-51)มาใช้เป็นตัวควบคุมพีไอดีชนิดหาค่าอัตโนมัติ(Autotuning PID Controller) เพื่อใช้ในการควบคุมระบบ, กระบวนการ หรือเครื่องจักรโดยใช้การคำนวณจากผลตอบสนองที่ได้ เช่น ค่า เวลา ค่าคงที่ของเวลา และการสังเคราะห์ของดาร์ลีน เพื่อให้ผลตอบสนองที่ได้ทำงานตามค่าเป้าหมาย และรักษาผลตอบสนองนั้นเอาไว้จนกว่าจะมีการปรับค่าเป้าหมายใหม่

### Abstract

This thesis is composed by an application of MCS-51 families used as Autotuning PID Controller to control plants, systems or process by means of the calculation of response i.e deadtime, timeconstant and Dahlin's Synthesis. These controllers manipulate system beyoned to setpoint and hold it until the setpoint changing happen

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

<b>บทที่ 1 บทนำ</b>	
1. ที่มาของโครงการ	1
2. ขอบเขตของโครงการ	1
3. ขั้นตอนการดำเนินงาน	2
<b>บทที่ 2 ทฤษฎี</b>	
2.1 ระบบควบคุม	3
2.2 ผลตอบสนองของระบบต่อสัญญาณอินพุทชนิดต่างๆ	10
2.3 การปรับเครื่องควบคุม	16
2.4 การสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบป้อนกลับ	21
<b>บทที่ 3 การออกแบบวงจร</b>	
3.1 โครงสร้างโดยรวม	29
3.2 วงจรอินพุทที่ใช้ในการรับสัญญาณต่างๆ	30
3.3 ตัวควบคุม	36
3.4 ส่วนของวงจรเอาต์พุท	42
<b>บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง</b>	
4.1 ผลการทดลองเมื่อนำวงจรรับอินพุทไปรับสัญญาณชนิดต่างๆ	45
4.2 ผลการทดลองวงจรแปลงความต่างศักย์เป็นกระแส	51
4.3 ผลตอบสนองของระบบต่างๆ	53
<b>บทที่ 5 สรุปและวิเคราะห์</b>	
สรุปผลการดำเนินงาน	61
ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางการแก้ปัญหา	62
แนวทางการพัฒนาในอนาคต	63
<b>ภาคผนวก</b>	64

สารบัญรูปภาพ

รูปที่	หน้า
บทที่ 2 ทฤษฎี	
2.1 ระบบควบคุมแบบวงเปิด	3
2.2 ระบบควบคุมแบบวงปิด	3
2.3 (ก). แผนผังบล็อกของตัวควบคุมแบบ 2 ตำแหน่งหรือแบบ On-Off	5
2.3 (ข). ช่วง Differential Gap	5
2.4 การควบคุมแบบสัดส่วน	5
2.5 ผลตอบสนองของการควบคุมแบบสัดส่วน	6
2.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรควบคุมและอัตราการเปิดวาล์ว	6
2.7 แผนผังบล็อกการควบคุมแบบอินทิกรัล	7
2.8 แสดงผลตอบสนองการควบคุมแบบอินทิกรัลจากสัญญาณขั้นบันได	8
2.9 แผนผังบล็อกของตัวควบคุมแบบเดริเวทีฟ	8
2.10 ผลตอบสนองสัญญาณแบบขั้นบันไดของกริยาควบคุมแบบเดริเวทีฟ	8-9
2.11 การควบคุมแบบพีไอ	9
2.12 การควบคุมแบบพีดี	10
2.13 ผลตอบสนองของการควบคุมแบบพีไอดีกับสัญญาณแบบขั้นบันได	10
2.14 ผลตอบสนองต่อสัญญาณเสถียรของระบบอันดับหนึ่ง	12
2.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของโพลกับการตอบสนองของ กระบวนการ	15-16
2.16 แผนผังบล็อกของระบบป้อนกลับทั่วไป	17
2.17 แผนผังบล็อกเมื่อทำการลดรูปแล้ว	18
2.18 แผนผังบล็อกของวงเปิดเมื่อทดสอบด้วยสัญญาณเสถียร	19
2.19 กราฟแสดงการหาค่า $\Delta C_s$	20
2.20 ผลตอบสนองของระบบอันดับสองแบบหน่วงเกิน	22
2.21 แสดงแผนผังสัญญาณอย่างง่าย	22
2.22 ผลตอบสนองของระบบอันดับหนึ่ง	23
2.23 ผลตอบสนองของระบบที่มีการหน่วงเวลา	26

### บทที่ 3 การออกแบบ

3.1	แผนผังบล็อกโครงสร้างโดยรวมของตัวควบคุม	31
3.2	วงจรบริดจ์ที่ใช้รับสัญญาณจากอาร์ทีดี	31
3.3	วงจรบริดจ์เมื่อต่อวงจรขยายสัญญาณแล้ว	32
3.4	วงจรบริดจ์ที่ต่อวงจรขยายสัญญาณเมื่อแทนค่าต่างๆแล้ว	33
3.5	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุต และเอาต์พุตของ วงจรเทอร์โมคัปเปิลเปิด	33
3.6	วงจรขยายสัญญาณอินพุตจากเทอร์โมคัปเปิล	33
3.7	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรสัญญาณ 1-5 โวลต์	34
3.8	วงจรแปลงสัญญาณ 1-5 โวลต์เป็น 0-5 โวลต์	34
3.9	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุต ของวงจรแปลง สัญญาณ 4-20mA เป็น 0-5V	35
3.10	วงจรแปลงสัญญาณกระแสเป็นสัญญาณความต่างศักย์	35
3.11	ขาของตัวเลขแสดงผล	36
3.12	แสดงขาของสวิตช์	37
3.13	แสดงการเชื่อมต่อระหว่าง 98C51 กับสวิตช์	37
3.14	แสดงการเชื่อมต่อระหว่าง 98C51 กับ 8255	39
3.15	การต่อวงจรรีเซตและวงจรถ่ายสัญญาณความถี่	40
3.16	ตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล ADC0809	41
3.17	วงจรของ DAC0800	41
3.18	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจร V/I Converter	42
3.19	วงจร V/I Converter เดิม	43
3.20(ก)	วงจรถอดความต่างศักย์	44
3.20(ข)	วงจรแปลงความต่างศักย์เป็นกระแส	44

#### บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

4.1 กราฟแสดงผลการรับสัญญาณของวงจรรับสัญญาณจากเทอร์โมคัปเปิล	46
4.2 กราฟแสดงผลการรับสัญญาณของวงจรรับสัญญาณจากอาร์ทีดี	48
4.3 กราฟแสดงผลการรับสัญญาณของวงจรรับสัญญาณมาตรฐานขนาด 1-5 โวลต์	49
4.4 กราฟแสดงผลการรับสัญญาณของวงจรรับสัญญาณมาตรฐานขนาด 4-20 มิลลิแอมป์	50
4.5 กราฟแสดงผลการแปลงสัญญาณของวงจรแปลงความต่างศักย์เป็นกระแส	52
4.6 ระบบอิเล็กทรอนิกส์อันดับหนึ่ง	53
4.7 ระบบอิเล็กทรอนิกส์อันดับสอง	53
4.8 ผลตอบสนองของระบบ $1 / (0.01S+1)$	54
4.9 ผลตอบสนองของระบบ $1 / (0.1S+1)$	55
4.10 ผลตอบสนองของระบบ $1 / (0.001S^2+0.02S+1)$	55
4.11 ผลตอบสนองของระบบ $1 / (0.001S^2+0.2S+1)$	56
4.12 ผลตอบสนองของระบบ $1 / (0.01S^2+0.2S+1)$	56
4.13 ผลตอบสนองของระบบ $1/(0.01S+1)$ เมื่อทำการทดลองจริง	57
4.14 ผลตอบสนองของระบบ $1/(0.1S+1)$ เมื่อทำการทดลองจริง	57
4.15 ผลตอบสนองของระบบ $1/(0.001S^2+0.02S+1)$ เมื่อทำการทดลองจริง	58
4.16 ผลตอบสนองของระบบ $1/(0.001S^2+0.2S+1)$ เมื่อทำการทดลองจริง	58
4.17 ผลตอบสนองของระบบ $1/(0.01S^2+0.2S+1)$ เมื่อทำการทดลองจริง	59

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
<b>บทที่ 2 ทฤษฎี</b>	
2.1 ผลการตอบสนองเมื่อค่าของอัตราความหน่วงที่แตกต่างกัน	14
2.2 โหมดของคู่ควบคุมและพารามิเตอร์ในการปรับแต่ง	28-29
<b>บทที่ 3 การออกแบบ</b>	
3.1 แสดง Data ของ 7-Segment	36
3.2 แสดงการเชื่อมต่อขา 89C51 กับ 8255	38
3.3 แสดงค่า Select Bit ที่ส่งไป 8255	38
<b>บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง</b>	
4.1 ผลการรับสัญญาณสมมติของวงจรรับสัญญาณจากเทอร์โมคัปเปิล	45-46
4.2 ผลการรับสัญญาณสมมติของวงจรรับสัญญาณจากอาร์ทีดี	47
4.3 ผลการรับสัญญาณสมมติของวงจรรับสัญญาณขนาด 1-5 โวลต์	48
4.4 ผลการรับสัญญาณสมมติของวงจรรับสัญญาณขนาด 4-20 มิลลิแอมป์	49-50
4.5 ผลการแปลงสัญญาณของวงจรแปลงความต่างศักย์เป็นกระแส	51
4.6 ผลการทดลองหาค่าชดเชยของระบบต่างๆ	54
4.7 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของระบบอันดับหนึ่ง	60
4.8 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของระบบอันดับสอง	60

## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1. ที่มาของโครงการ

ในกระบวนการทางอุตสาหกรรมในปัจจุบันนี้ ได้มีการนำเครื่องจักรอัตโนมัติมาใช้งานกันอย่างแพร่หลายมากขึ้น ซึ่งจะมีส่วนช่วยให้การทำงานมีความถูกต้องได้มากกว่าการใช้แรงงานคนเป็นอย่างมาก และเพื่อให้เครื่องจักรทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ก็จำเป็นจะต้องมีส่วนควบคุมไว้ใช้ในการควบคุมเครื่องจักรเหล่านั้นด้วย

ด้วยความสำคัญดังกล่าวมา ปริญญาโทฉบับนี้จึงได้ทำการศึกษาถึงการนำวงจรอิเล็กทรอนิกส์ (Electronics) และ ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) มาใช้ในระบบควบคุมชนิดอัตโนมัติ โดยทำเป็นตัวควบคุมแบบหลายอินพุท (Universal Input Controller) ที่มีระบบควบคุมภายในเป็นตัวควบคุมพีไอดีชนิดหาค่าอัตโนมัติ (PID Autotune Controller)

#### 2. ขอบเขตของโครงการ

1. ตัวควบคุมพีไอดีชนิดหาค่าอัตโนมัติสามารถรับสัญญาณอินพุท (Input) ได้ทั้งหมด 4 ชนิดคือ สัญญาณจากเทอร์โมคัปเปิลชนิด เค-ไทป์ (K-type Thermocouple), อาร์ทีดี ชนิด พีที100 (RTD pt100), สัญญาณมาตรฐาน 4-20 มิลลิแอมป์, สัญญาณมาตรฐาน 1-5 โวลต์
2. ตัวควบคุมพีไอดีชนิดหาค่าอัตโนมัติสามารถรับค่าเป้าหมายซึ่งเป็นค่าที่ระบบต้องการรักษาเสถียรภาพไว้ โดยจะรับผ่านทางปุ่มคีย์บอร์ด (Keyboard) โดยค่าเป้าหมายของอุณหภูมิจะอยู่ในช่วง 0-150 องศาเซลเซียส , ค่าเป้าหมายของกระแสอยู่ในช่วง 4-20 มิลลิแอมป์ , และค่าเป้าหมายของความต่างศักย์อยู่ในช่วง 1-5 โวลต์
3. ตัวควบคุมพีไอดีชนิดหาค่าอัตโนมัติสามารถเลือกการรับสัญญาณอินพุทได้ทางคีย์บอร์ด
4. ตัวควบคุมพีไอดีชนิดหาค่าอัตโนมัติเป็นตัวควบคุมพีไอดีในรูปแบบของซอฟต์แวร์โปรแกรม (Software Program) ซึ่งอยู่ในไมโครคอนโทรลเลอร์ ทำหน้าที่เป็นตัวคำนวณค่าที่จะต้องส่งให้แก่พลานท์เพื่อทำให้ค่าตัวแปรระบบ (Process Variable) เข้าสู่ค่าเป้าหมาย
5. ตัวควบคุมพีไอดีชนิดหาค่าอัตโนมัติจะให้สัญญาณเอาต์พุท (Output Signal) เป็นสัญญาณมาตรฐาน 4-20 มิลลิแอมป์ไปใช้ในการควบคุมพลานท์ให้มีเสถียรภาพ เช่นส่งสัญญาณไปเพิ่มหรือลดความร้อนของฮีตเตอร์ (Heater) เพื่อให้อุณหภูมิของพลานท์มีค่าเข้าสู่ค่าเป้าหมาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3. ขั้นตอนการดำเนินงาน

1. แบ่งตัวควบคุมพีไอชนิดหาค่าอัตราโนมัลคือออกเป็น 3 ส่วนคือ
  - วงจรสำหรับรับสัญญาณอนาลอก(Analog)และแปลงเป็นดิจิตอล(Digital)โดยผ่านตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล(Analog to Digital Converter: A/D)
  - ส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ทำหน้าที่ประมวลผล
  - ส่วนวงจรเอาพุทที่รับค่าดิจิตอลจากไมโครคอนโทรลเลอร์แล้วแปลงเป็นอนาลอกโดยใช้ตัวแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก(Digital to Analog Converter: D/A)
2. ศึกษาถึงพฤติกรรมของการจ่ายสัญญาณเอาท์พุทของเทอร์โมคัปเปิลและอาร์ทีดี รวมทั้งจัดทำ วงจรเพื่อรับค่าเข้ามาคำนวณ
3. จัดทำวงจรขยายและวงจรรับสัญญาณอินพุทชนิดต่างๆเพื่อแปลงสัญญาณอินพุททั้ง 4 ชนิดให้เป็นสัญญาณมาตรฐาน 0-5 โวลต์ก่อนเข้า A/D
4. จัดทำวงจรในส่วนของการนำข้อมูลจาก A/D เข้าไมโครคอนโทรลเลอร์และเขียนโปรแกรมเพื่อใช้ในการรับค่า คำนวณ และประมวลผลเพื่อส่งออกไปยัง D/A
5. จัดทำวงจรรับข้อมูลจากไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านD/Aเพื่อแปลงเป็นสัญญาณมาตรฐาน 1-5 โวลต์
6. จัดทำวงจรแปลงสัญญาณเอาท์พุทของตัวควบคุมให้เป็นสัญญาณมาตรฐาน 4-20 มิลลิแอมป์

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการ

#### 2.1. ระบบควบคุม

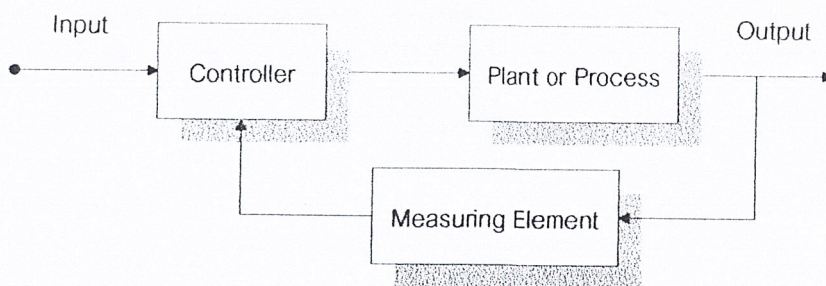
ระบบควบคุมอาจจะแบ่งอย่างง่าย ๆ ออกเป็น 2 แบบ คือ ระบบควบคุมแบบวงปิด (Closed-loop) และระบบควบคุมแบบวงเปิด (Open-loop)

ระบบควบคุมแบบวงเปิดเป็นระบบควบคุมที่เอาต์พุตของระบบจะ ไม่มีผลต่อ การควบคุมเลย นั่นคือ ในกรณีของระบบควบคุมแบบวงเปิดนั้น เอาต์พุต ของระบบ จะไม่ถูกวัด หรือถูกป้อนกลับเพื่อนำมาเปรียบเทียบกับอินพุต รูปที่ 2.1 เป็นแผนผังบล็อก(Block Diagram)แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุต และเอาต์พุตของระบบควบคุมแบบ Open-loop



รูปที่ 2.1 ระบบควบคุมแบบวงเปิด

ระบบควบคุมแบบวงปิดเป็นระบบควบคุมแบบหนึ่งซึ่งสัญญาณเอาต์พุต จะมีผลโดยตรงต่อการควบคุม ดังนั้นระบบควบคุมแบบวงปิดก็คือระบบควบคุม แบบป้อนกลับนั่นเอง โดยที่สัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน (Actuating Error Signal) ซึ่งเป็นสัญญาณความแตกต่างระหว่างสัญญาณอินพุตกับสัญญาณป้อนกลับ (Feedback Signal) จะถูกป้อนให้กับตัวควบคุม (Controller) เพื่อลดค่าความคลาดเคลื่อน ให้น้อยลง และทำให้เอาต์พุตของระบบมีค่าเป้าหมายตามที่ต้องการ สัญญาณป้อนกลับนี้อาจ เป็นสัญญาณเอาต์พุตโดยตรง หรือเป็นสัญญาณที่เป็นฟังก์ชัน หรือเป็นค่าอนุพันธ์ของสัญญาณเอาต์พุตก็ได้ ดังรูปที่ 2.2 เป็นแผนผังบล็อกที่แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุต ของระบบควบคุม แบบวงปิด



รูปที่ 2.2 ระบบควบคุมแบบวงปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมที่นิยมใช้ในกระบวนการ ได้แก่ การควบคุมแบบป้อนกลับซึ่งเป็นการควบคุมด้วยมือ(manual)หรือแบบอัตโนมัติก็ได้ ตัวอย่างเช่นการควบคุมอุณหภูมิของน้ำในอ่างอาบน้ำผู้ควบคุมอาจใช้มือข้างหนึ่งจุ่มลงในอ่างน้ำ เพื่อวัดอุณหภูมิน้ำ และใช้มือ อีกข้างปรับน้ำร้อนที่ไหลเข้าให้มากหรือน้อย เพื่อให้ในอ่างมีอุณหภูมิตามที่ต้องการ การควบคุม แบบนี้จะเรียกว่าการควบคุมแบบป้อนกลับแบบ Manual ถ้าผู้ควบคุมใช้เทอร์โมมิเตอร์ในการวัดอุณหภูมิแล้ว เขาก็จะสามารถควบคุมอุณหภูมิ ของน้ำในอ่างได้เที่ยงตรงมากขึ้น ซึ่งจะเห็นได้ว่าถ้าทำการวัดได้อย่างเที่ยงตรงแล้วก็สามารถ ทำให้ควบคุม ได้ดีขึ้นสำหรับในกรณีของการควบคุมแบบป้อนกลับแบบอัตโนมัตินั้นจะต้องใช้ อุปกรณ์ควบคุมด้วยเครื่องส่งสัญญาณ เพื่อไปทำการเปรียบเทียบกับค่าของอุณหภูมิของน้ำ ที่ต้องการ ตัวควบคุมก็จะสร้างสัญญาณควบคุมเพื่อไปควบคุมการเปิด-ปิดของวาล์วควบคุม ที่ทำหน้าที่ควบคุมปริมาณของน้ำร้อนที่ไหลเข้าอ่างให้มากขึ้น หรือน้อยลง เพื่อให้ในอ่าง มีอุณหภูมิตามที่ต้องการ

ตัวควบคุมอัตโนมัติที่ใช้ในงานอุตสาหกรรมแบ่งตามลักษณะการควบคุมออกได้เป็นดังนี้

1. ตัวควบคุมแบบ 2 ตำแหน่ง (Two Position) หรือแบบ On-Off
2. ตัวควบคุมแบบพี (Proportional ; P)
3. ตัวควบคุมแบบไอ (Integral ; I)
4. ตัวควบคุมแบบดี (Derivative ; D)
5. ตัวควบคุมแบบพีไอ (Proportional and Integral ; PI)
6. ตัวควบคุมแบบพีดี (Proportional and Derivative ; PD)
7. ตัวควบคุมแบบพีไอดี (Proportional Integral and Derivative ; PID)

### 2.1.1 การควบคุมแบบ 2 ตำแหน่งหรือการควบคุมแบบ ON-OFF

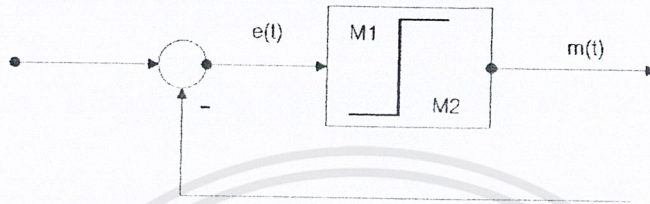
ในระบบควบคุมแบบ 2 ตำแหน่งการควบคุมจะทำงานในตำแหน่งที่คงที่เพียง 2 ตำแหน่งเท่านั้น ในบางครั้งจึงมีชื่อเรียกว่าการควบคุมแบบ ON หรือ OFF การควบคุมแบบ 2 ตำแหน่งหรือแบบ ON-OFF นี้ จะเป็นการควบคุมแบบง่าย ๆ และราคาไม่แพง จึงนิยมใช้กันอย่างกว้างขวางในงานควบคุมทางอุตสาหกรรม และในกรณีที่เกิดจากการแกว่ง (Oscillate) นั้นเป็นที่ยอมรับได้ กำหนดให้สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมเป็น  $m(t)$  และสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนเป็น  $e(t)$  ฉะนั้นในการ ควบคุมแบบ 2 ตำแหน่งนั้น สัญญาณ  $m(t)$  จะมีค่าอยู่เพียงค่าสูงสุดและค่าต่ำสุดเท่านั้น โดยจะขึ้นอยู่กับว่าสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน มีค่าเป็น + หรือ - นั่นคือ

$$M(t) = M1 \quad \text{สำหรับ } E(t) > 0 \quad ; \text{โดยที่ } M1 \text{ และ } M2 \text{ เป็นค่าคงที่}$$

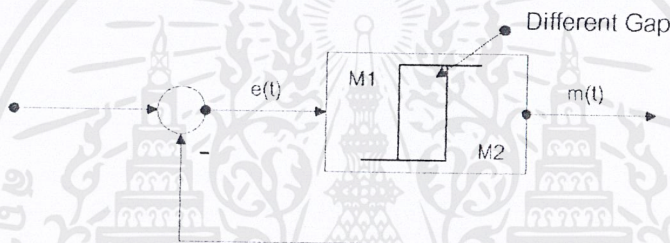
$$M(t) = M2 \quad \text{สำหรับ } E(t) < 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.3 (ก) แสดงถึง Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ 2 ตำแหน่ง และสำหรับช่วง ซึ่งสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนเปลี่ยนแปลงไปก่อนเกิดการเปลี่ยนตำแหน่ง (Switching) ของการควบคุมนั้นเรียกว่า Differential Gap ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ข) ช่วง Differential Gap นี้บางครั้งเป็นการทำให้เกิดขึ้นเพื่อป้องกันการ ON-OFF บ่อยครั้งเกินไป



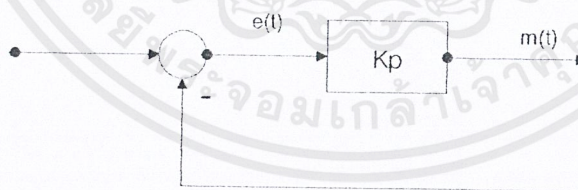
รูปที่ 2.3 (ก) แผนผังบล็อก ของตัวควบคุมแบบ 2 ตำแหน่ง หรือแบบ On-Off



รูปที่ 2.3 (ข) ช่วง Differential Gap

2.1.2 การควบคุมแบบสัดส่วน(Proportional Control Action)

เป็นปฏิบัติการควบคุมซึ่งค่อนข้างจะสม่ำเสมอและเป็นเชิงเส้น ระหว่างการเปลี่ยนแปลง ของอินพุตและเอาต์พุต สามารถแสดงความสัมพันธ์ในรูปแบบของ แผนผังบล็อก ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 การควบคุมแบบสัดส่วน

ความสัมพันธ์ของสัญญาณควบคุม(เอาต์พุตของตัวควบคุม)m(t)กับสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน e(t) คือ

$$m(t) = K_p e(t)$$

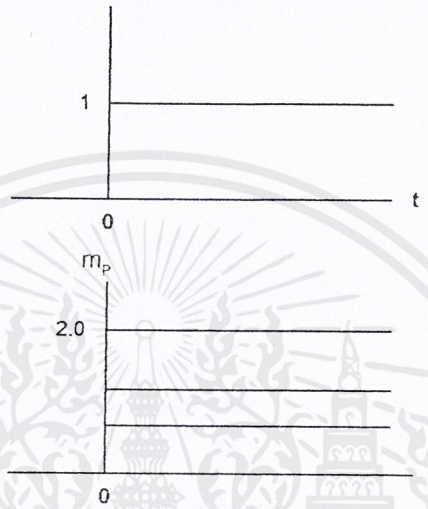
หรือ

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p$$

$$PB = \left( \frac{1}{K_p} \right) \times 100 \%$$

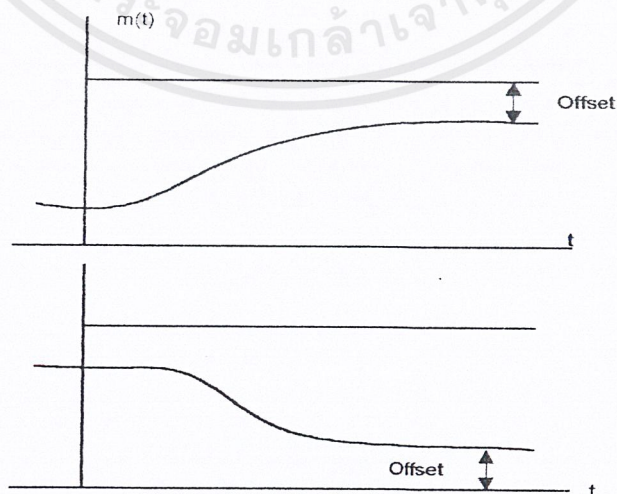
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $K_p$  จะอยู่ในเทอมของ Proportional Sensitivity หรือ Gain  
 Proportional Band (PB) เป็นการเปลี่ยนแปลงของอินพุทเพื่อที่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของเอาต์พุทมากที่สุดในการควบคุมแบบสัดส่วน ดังรูป 2.5



รูปที่ 2.5 ผลตอบสนองของการควบคุมแบบสัดส่วน

การเกิด Offset เป็นคุณลักษณะของระบบควบคุมแบบ Proportional ทั้งนี้เนื่องจาก การทำงานของระบบควบคุมแบบ Proportional นั้นไม่สามารถควบคุมระบบที่มี load เปลี่ยนแปลงได้ดีเท่าที่ควรและในกรณีที่ load คงที่แต่เปลี่ยนค่าของระดับ Set point ที่ควบคุมไปก็ เช่นเดียวกัน จะเกิดมี Offset ขึ้น โดยที่ Offset ก็คือ ค่าความแตกต่างของอินพุท และเอาต์พุทที่สภาวะคงที่เมื่อเป้าหมายคงที่นั่นเอง ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรควบคุมกับอัตราการเปิดวาล์ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถลดค่าการเกิด Offset ได้โดย

1. เพิ่มอัตราขยายแบบสัดส่วน
2. เพิ่มค่าสัญญาณจัดการที่สถานะเริ่มต้น ( $m_0$ ) คือ  $m_T = (K_p * e) + m_0$
3. เปลี่ยนค่าเป้าหมาย

### 2.1.3 การควบคุมแบบอินทิกรัล(Integral Control Action)

เป็นการควบคุมซึ่งค่าเอาต์พุตเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าอินทิกรัลเชิงเวลาของอินพุตโดยจะมีความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตของตัวควบคุม  $m(t)$  และค่าความคลาดเคลื่อน  $e(t)$  ดังนี้

$$\frac{dm(t)}{dt} = K_i e(t)$$

หรือ

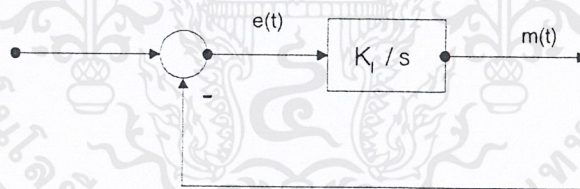
$$m(t) = K_i \int_0^t e(t) dt$$

โดยที่  $K_i$  เป็นค่าคงที่ที่สามารถปรับค่าได้

ฟังก์ชันถ่ายโอน(Transfer Function)ของตัวควบคุมแบบอินทิกรัลคือ

$$\frac{M(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s}$$

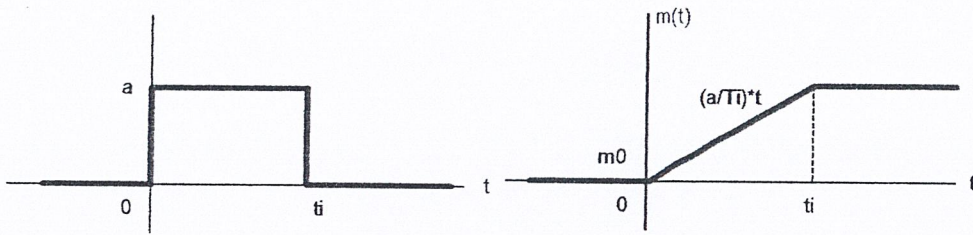
โดยสามารถแสดงในรูปของ แผนผังบล็อก ได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แผนผังบล็อก ของการควบคุมแบบอินทิกรัล

ในการควบคุมแบบอินทิกรัลนั้นค่าเอาต์พุตของตัวควบคุม  $m(t)$  จะเปลี่ยนแปลงตามค่า ความผิดพลาด  $e(t)$  ดังนั้น ถ้าความผิดพลาดซึ่งได้เกิดขึ้น ทำให้ระบบได้ค่าที่ผิดไป จากค่า ที่ต้องการแล้ว อุปกรณ์ควบคุมจะจัดการกับค่าความผิดพลาดโดยเร็ว (โดยลดให้ค่า error นี้หมดไป) เมื่อตัว แปรควบคุมอยู่ที่ค่าเป้าหมายแล้วอุปกรณ์ควบคุมส่วนสุดท้าย (Final element control) จะยังไม่ทำงาน ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ระบบอยู่ในสถานะคงที่แล้วนั่นเอง

ดังนั้นในการควบคุมแบบอินทิกรัลจะไม่ทำให้เกิดค่า Offset ขึ้นมา ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แสดงผลตอบสนองการควบคุมแบบอินทิกรัลจากสัญญาณขั้นบันได

2.1.4 การควบคุมแบบเดริเวทีฟ (Derivative Control Active)

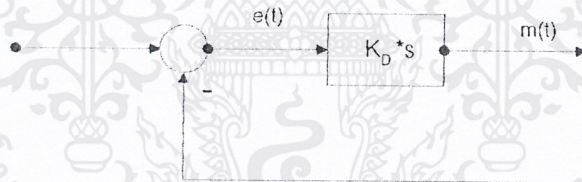
เป็นการควบคุมที่ค่าเอาต์พุตเป็นสัดส่วนกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของอินพุต โดยมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$m(t) = K_D \times \frac{de(t)}{dt}$$

หรือ

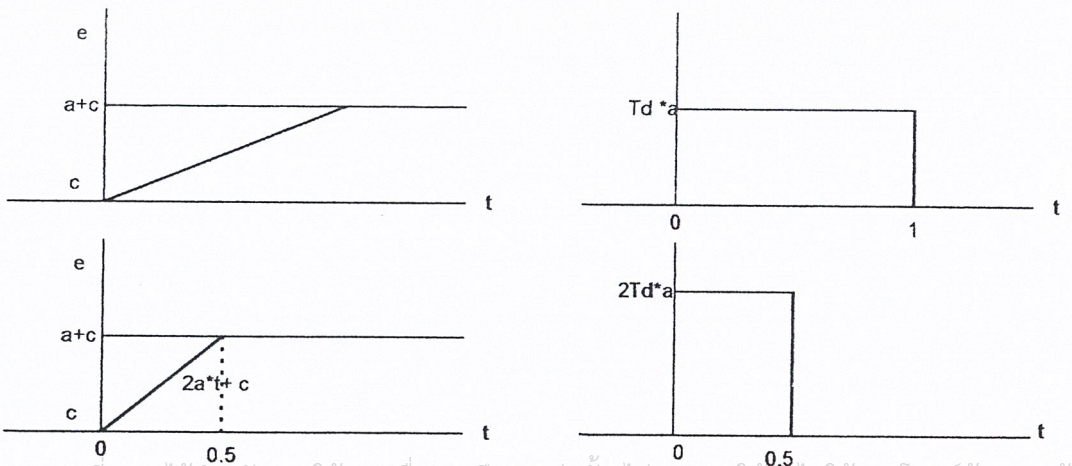
$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_D s$$

โดยที่  $K_D$  เป็นค่าคงที่ที่สามารถปรับค่าได้  
แผนผังบล็อก ของตัวควบคุมแบบเดริเวทีฟแสดง ได้ดังรูปที่ 2.9

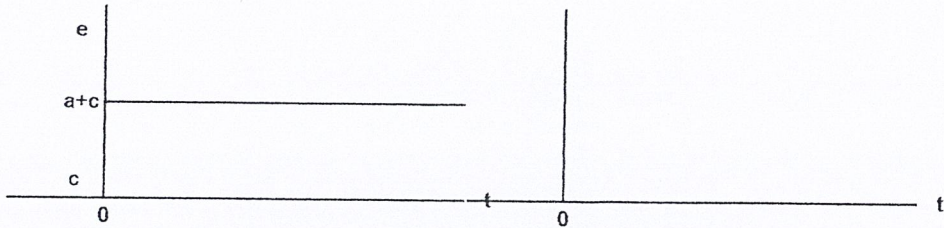


รูปที่ 2.9 แผนผังบล็อก ของตัวควบคุมแบบเดริเวทีฟ

เมื่อเพิ่มการควบคุมแบบ Derivative ไปในเครื่องควบคุมจะเป็นการบวกมุนำใน เครื่องควบคุม เพื่อชดเชยมุมตาม ในฟังก์ชันถ่ายโอน ซึ่งขบวนการส่วนใหญ่ จะมีค่ามุนเป็นแบบมุมตาม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองสัญญาณแบบขั้นบันไดของกริยาควบคุมแบบเดริเวทีฟ

### 2.1.5. การควบคุมแบบพีไอ(Proportional and Integral Control Active)

เป็นการควบคุมที่ค่าเอาต์พุต เป็นสัดส่วนแบบเชิงเส้นกับผลรวมของค่าอินพุตและ ค่าอินทิกรัลเชิงเวลาของอินพุต โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการต่อไปนี้

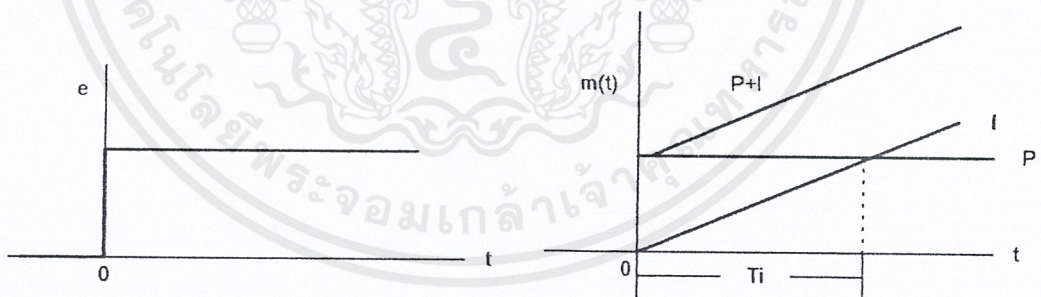
$$m(t) = [K_p e(t)] + \left(\frac{K_p}{T_i}\right) \int_0^t e(t) dt$$

หรือ

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right)$$

โดยที่  $K_p$  เป็นค่าของ Proportional Sensitivity หรือ Gain

$T_i$  เป็นค่าของ Integral Time



ดังรูปที่ 2.11

### รูปที่ 2.11 การควบคุมแบบพีไอ

ข้อดีของการควบคุมแบบพีไอคือตัวควบคุมอินทิกรัลจะกำจัด Offset ของตัวควบคุมแบบสัดส่วนให้หมดไป

### 2.1.6 การควบคุมแบบพีดี(Proportional and Derivative Control Action)

เป็นการควบคุมซึ่งค่าเอาต์พุตเป็นสัดส่วน โดยตรงกับผลรวมของค่าอินพุตกับผลคูณคาบเวลากับ อัตราการเปลี่ยนแปลงอินพุต โดยสามารถแสดงด้วยสมการดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m(t) = [K_p e(t)] + \left[ K_p T_D \frac{de(t)}{dt} \right]$$

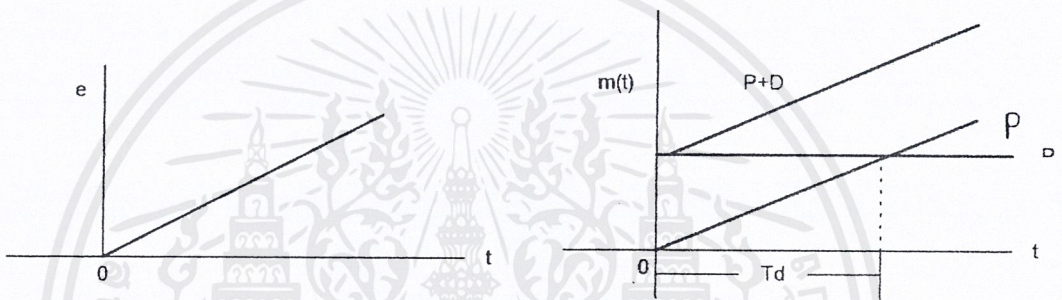
หรือ

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p (1 + T_D s)$$

โดยที่  $K_p$  เป็นค่าของ Proportional Sensitivity หรือ Gain

$T_D$  เป็นค่าของ Derivative Time

ผังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 การควบคุมแบบพีดี

ข้อดีของการควบคุมพีดีคือเมื่อมีสัญญาณเข้าเป็นเชิงเส้น(Ramp)จะมีผลตอบสนองทางเวลาได้เปรียบกว่าการควบคุมแบบสัดส่วนเพียงอย่างเดียว

### 2.1.7 การควบคุมแบบพีไอดี(Proportional Integral and Derivative Control Action)

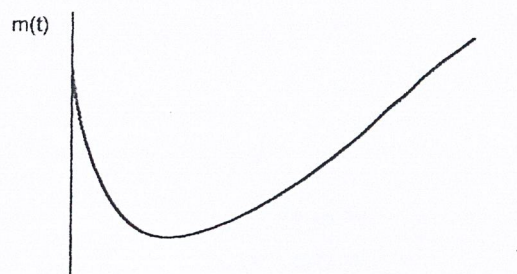
เป็นการควบคุมที่เอาค่าเอาท์พุทเป็นสัดส่วนกับค่าอินทิกรัลเชิงเวลาของอินพุทและค่าผลคูณของเวลากับอัตราการเปลี่ยนแปลงของอินพุท โดยสามารถแสดงได้ตามสมการต่อไปนี้

$$m(t) = [K_p e(t)] + \left[ K_p T_D \frac{de(t)}{dt} \right] + \left( \frac{K_p}{T_i} \right) \int_0^t e(t) dt$$

หรือ

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + T_D s + \frac{1}{T_i s} \right)$$

ผังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 ผลตอบสนองของการควบคุมแบบพีไอดีกับสัญญาณแบบขั้นบันได

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2 ผลตอบสนองของระบบต่อสัญญาณอินพุทชนิดต่างๆ

ในที่นี้จะพิจารณาผลตอบสนองของระบบอันดับหนึ่งและอันดับสอง ดังนี้

### 2.2.1 ผลตอบสนองต่อระบบอันดับหนึ่ง (Response of First-order System)

พิจารณาระบบอันดับหนึ่งต่อไปนี้

$$\text{โดยที่} \quad a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = bx(t) = c \quad \dots(2.1)$$

$y(t)$  = เอาท์พุทหรือตัวแปรตาม

$x(t)$  = อินพุท

$t$  = เวลา

$a_0, a_1, b, c$  = ค่าคงที่

ถ้าพิจารณา ณ สถานะเริ่มต้น (Initial Steady State) ของระบบจะ ได้ความสัมพันธ์ ดังนี้

$$a_0 y(0) = bx(0) + c \quad \dots(2.2)$$

เราสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าเริ่มต้นของ  $x$  และ  $y$  ได้ดังนี้

$$a_1 \frac{dy(t)}{dt} - a_0 y(0) + a_0 y(t) = bx(t) - bx(0) + c - c$$

$$a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 [y(t) - y(0)] = b[x(t) - x(0)]$$

$$\text{ให้} \quad Y(t) = y(t) - y(0)$$

$$X(t) = x(t) - x(0)$$

จะได้ว่า

$$a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 Y(t) = bX(t) \quad \dots(2.3)$$

แต่ในความเป็นจริงแล้วค่า  $\frac{dy(t)}{dt}$  ก็คือ ค่าความแตกต่างระหว่างค่า ณ เวลาใดๆกับค่า ณ จุดเริ่มต้น จึงได้ว่า

$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{dY(t)}{dt}$$

ดังนั้นสมการ(2.3)จะกลายเป็น

$$a_1 \frac{dY(t)}{dt} + a_0 Y(t) = bX(t) \quad \dots(2.4)$$

ให้  $\tau = (a_1/a_0)$  = ค่าคงที่ของเวลา

$K = (b/a_0)$  = อัตราการขยายสัญญาณ ณ สถานะคงตัว (Steady State Gain)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ว่า 
$$\tau \frac{dY(t)}{dt} + Y(t) = KX(t) \quad \dots(2.5)$$

$$Y(s) = \left( \frac{K}{\tau s + 1} \right) X(s) \quad \dots(2.6)$$

### ผลตอบสนองต่อสัญญาณสเต็ป (Step Response)

ให้  $\Delta x$  = ขนาดของสัญญาณสเต็ป (Magnitude)

$u(t)$  = ฟังก์ชันสัญญาณหนึ่งหน่วย (Unit Step Function)

จะได้ว่า 
$$X(t) = \Delta x \cdot u(t) \quad ; u(t) = 1$$

$$X(s) = \frac{\Delta x}{s} \quad \dots(2.7)$$

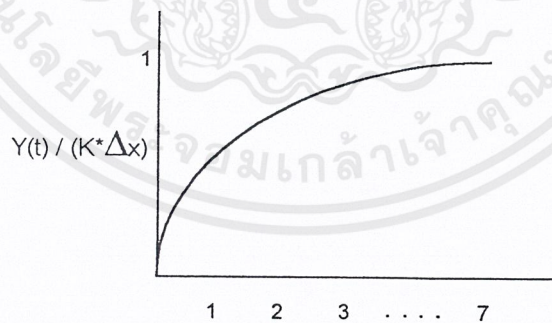
แทนสมการ(2.7)ลงในสมการ(2.6)จะได้ว่า

$$Y(s) = \left( \frac{K}{\tau s + 1} \right) \left( \frac{\Delta x}{s} \right)$$

อินเวอร์สลาปลาซ จะได้

$$Y(t) = K\Delta x [u(t) - e^{-t/\tau}]$$

ซึ่งสามารถแสดงผลตอบสนองของสมการนี้ออกมาเป็นกราฟและตารางต่อไปนี้



รูปที่ 2.14 ผลตอบสนองต่อสัญญาณสเต็ปของระบบอันดับหนึ่ง (First-order Step Response)

### ผลตอบสนองเมื่อมีการหน่วงเวลา (Response with Time Delay)

ในกระบวนการบางอย่างอาจมีการหน่วงเวลาเอาท์พุท (Time Delay or Transportation Lag or Dead- Time) โดยมีรูปแบบสมการดังนี้

$$Y(s) = \left( \frac{Ke^{-t_0 s}}{\tau s + 1} \right) X(s) \quad \dots(2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราเรียกสมการ(2.8)ว่า “ระบบอันดับหนึ่งที่มีการหน่วงเวลา(First-order-plus-dead Time: FOPDT)” ถ้าสัญญาณอินพุทของระบบมีความแตกต่างกัน สมการของการหน่วงเวลาจะแตกต่างกันไปดังนี้

สัญญาณเสต็ป 
$$Y(t) = [K\Delta x \times u(t-t_0)] [1 - e^{-(t-t_0)/\tau}]$$

สัญญาณเชิงเส้น 
$$Y(t) = u(t-t_0) \left[ \frac{K_r \tau e^{-(t-t_0)/\tau}}{\tau} \right] + [K_r(t-t_0-\tau)]$$

สัญญาณรูปคลื่น 
$$Y(t) = u(t-t_0) \left\{ \left( \frac{KA\omega\tau}{1+\tau^2\omega^2} \right) e^{-(t-t_0)/\tau} + \left( \frac{KA}{1+\tau^2\omega^2} \right) \sin(\omega(t-t_0)+\theta) \right\}$$

### 2.2.2 ผลตอบสนองต่อระบบอันดับสอง (Response of Second-order System)

ผลตอบสนองของระบบอันดับสองนี้ จะมีความแตกต่างกันขึ้นอยู่กับค่ารากของสัดส่วนในฟังก์ชันถ่ายโอนว่ามีค่าเท่าไร ถ้า

- ถ้าค่ารากเป็นจำนวนจริง ผลตอบสนองจะเรียกว่า “ระบบที่มีกระบวนการความหน่วงมาก (Overdamped)”
- ค่ารากเป็นจำนวนเชิงซ้อน ผลตอบสนองจะเรียกว่า “ระบบที่มีกระบวนการความหน่วงน้อย (Underdamped)” ซึ่งมักจะเกิดในกระบวนการที่มีอันดับสูงกว่าอันดับสอง

ระบบอันดับสองสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรเข้าและตัวแปรออกในรูปแบบสมการทั่วไปได้ ดังนี้

$$a_2 \left( \frac{d^2 y(t)}{dt^2} \right) + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = bx(t) + c \quad \dots(2.9)$$

โดยที่  $y(t)$  = ตัวแปรออก

$x(t)$  = ตัวแปรเข้า

$a_0, a_1, a_2, b, c$  = ค่าคงที่

สมมติให้สมการ ณ สถานะเริ่มต้นมีค่าเป็น

$$a_0 y(0) = bx(0) + c \quad \dots(2.10)$$

นำสมการ(2.9)ลบด้วยสมการ(2.10)จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_2 \left( \frac{d^2 Y(t)}{dt^2} \right) + a_1 \frac{dY(t)}{dt} + a_0 Y(t) = bX(t) \quad \dots(2.11)$$

โดยที่  $Y(t) = y(t) - y(0)$

$X(t) = x(t) - x(0)$

แปลงสมการ(2.11)ใหม่จะได้

$$\tau^2 \left( \frac{d^2 Y(t)}{dt^2} \right) + 2\zeta\tau \frac{dY(t)}{dt} + Y(t) = KX(t) \quad \dots(2.12)$$

$$Y(s) = \left( \frac{K}{\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1} \right) X(s) \quad \dots(2.13)$$

ให้  
Time)

$\tau = (a_2/a_0)^{1/2} =$  คุณสมบัติของเวลา (Characteristic Time)

$\zeta = \frac{a_1}{2\tau a_0} = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}} =$  อัตราความหน่วง (Damping Ratio)

$K = (b/a_0) =$  อัตราขยายของกระบวนการ (Steady-state Gain)

หาคำรากของ  $\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1 = 0$  จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$r_{1,2} = \frac{-\zeta \pm \sqrt{\zeta^2 - 1}}{\tau}$$

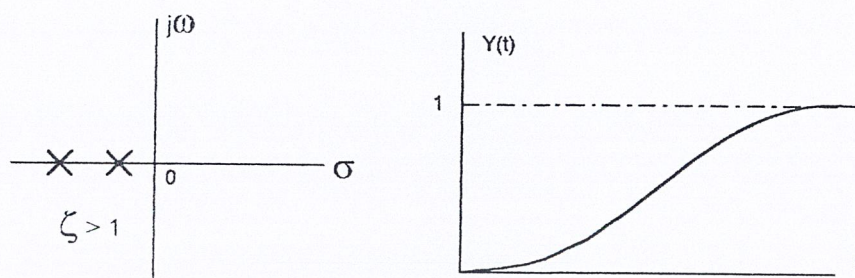
อัตราความหน่วงที่มีค่าแตกต่างกันจะทำให้เกิดผลตอบสนองที่แตกต่างกันซึ่งสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 2.1

$\zeta$	ผลตอบสนอง (Response)
$\zeta > 1$	กระบวนการที่มีความหน่วงมาก (Overdamped)
$\zeta = 1$	กระบวนการที่มีความหน่วงวิกฤติ (Critically damped)
$0 < \zeta < 1$	กระบวนการที่มีความหน่วงน้อย (Underdamped)
$\zeta = 0$	กระบวนการที่ไม่มีมีความหน่วง (Undamped)
$-1 < \zeta < 0$	กระบวนการที่ไม่เสถียร (Unstable)
$\zeta \leq -1$	กระบวนการที่หนีออก (Run - Away)

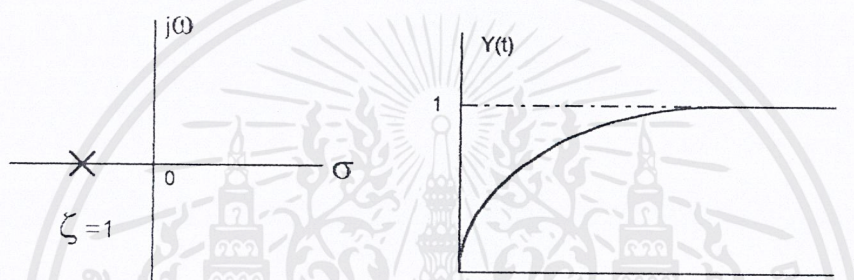
ตารางที่ 2.1 ผลการตอบสนองเมื่อค่าของอัตราความหน่วงที่แตกต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

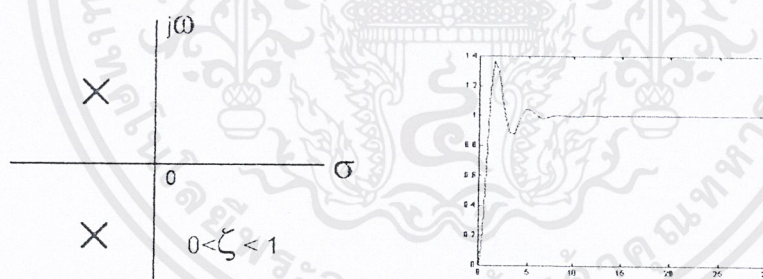
ซึ่งสามารถแสดงผลตอบสนองได้ดังรูปที่ 2.15



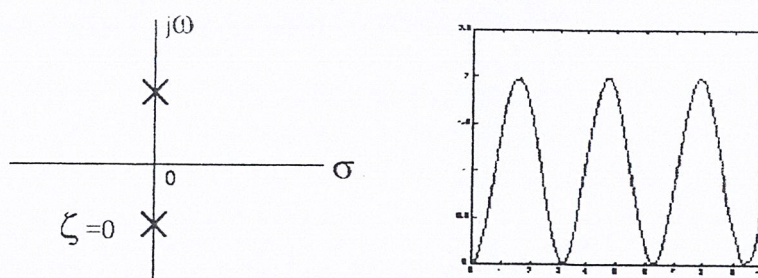
(ก)  $\zeta > 1$  าระบวนการที่มีความหน่วงมาก (Overdamped)



(ข)  $\zeta = 1$  าระบวนการที่มีความหน่วงวิกฤติ (Critically damped)

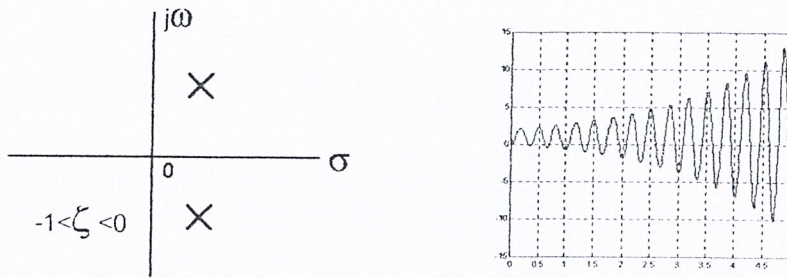


(ค)  $0 < \zeta < 1$  าระบวนการที่มีความหน่วงน้อย (Underdamped)

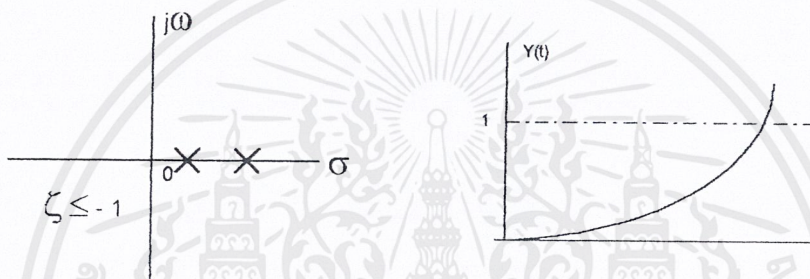


(ง)  $\zeta = 0$  าระบวนการที่ไม่มีกรหน่วง (Undamped)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(จ)  $-1 < \zeta < 0$  ภาวะวนการที่ไม่เสถียร (Unstable)



(ข)  $\zeta \leq -1$  ภาวะวนการที่หนีออก (Run-away)

รูปที่ 2.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งโพลกับการตอบสนองของภาวะวนการ

### 2.3 การปรับเครื่องควบคุม

การออกแบบระบบควบคุมเมื่อสามารถเลือกเครื่องควบคุมที่เหมาะสมกับการควบคุมภาวะวนการแล้ว ขั้นตอนสุดท้ายของการออกแบบระบบควบคุม คือ การเลือกค่าตัวแปรควบคุมที่เหมาะสม กับ ภาวะวนการ หรือการปรับเครื่องควบคุมให้สามารถควบคุมภาวะวนการได้ดีและมีประสิทธิภาพ วิธีการปรับเครื่องควบคุมแบบป้อนกลับในภาวะวนการอุตสาหกรรมมี 4 วิธี คือ

1. ปรับเครื่องควบคุม โดยกำหนดหลักเกณฑ์การควบคุมจากผลการตอบสนองของภาวะวนการเฉพาะจุด เช่น ลดค่าการตอบสนองสูงสุดให้มีค่าน้อยที่สุด, ปรับผลการตอบสนองของภาวะวนการให้มีค่าอัตราการลดทอน  $1/4$ , ลดเวลาสู่สมดุลของภาวะวนการให้สั้นที่สุด ซึ่งการปรับเครื่องควบคุมโดยวิธีนี้มักทำให้ได้ค่าตัวแปรควบคุมหลายชุด
2. ปรับเครื่องควบคุม โดยใช้หลักเกณฑ์การอินทิเกรตค่าเวลาความคลาดเคลื่อนแบบต่างๆ เช่น ไอเอสอี, ไอเอดี หรือไอทีเออี การปรับเครื่องควบคุมโดยวิธีนี้ต้องใช้เวลาคำนวณค่อนข้างมาก ทำให้เสียเวลาและมักไม่สามารถใช้กับภาวะวนการจริงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

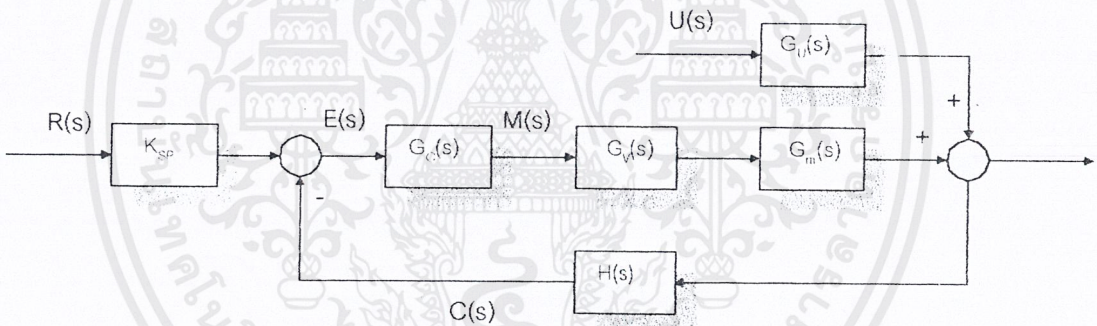
3. การปรับเครื่องควบคุม โดยใช้สูตรสำเร็จที่ได้จากการทดลองในการปรับเครื่องควบคุมแบบป้อนกลับ โดยใช้สูตรสำเร็จที่ได้จากผลการทดลองกับกระบวนการชนิดต่างๆ แบ่งออกเป็น 2 วิธี คือ
  - 3.1 วิธีปรับเครื่องควบคุม โดยการหาผลการตอบสนองของกระบวนการเปิด (Process Reaction Curve Method)
  - 3.2 วิธีปรับเครื่องควบคุมโดยการหาผลการแกว่งของระบบปิด (Closed Loop Cycling Method)

4. การปรับเครื่องควบคุม โดยวิธีลองผิดลองถูก  
 ในที่นี้ขอกล่าวถึงวิธีปรับปรุงตัวควบคุมโดยการหาผลการตอบสนองของกระบวนการเปิด

ดังนี้

2.3.1 คุณสมบัติของกระบวนการแบบวงเปิด (Open-loop Process Characterization)

จากรูปที่ 2.16 แสดงแผนผังบล็อกของระบบป้อนกลับ

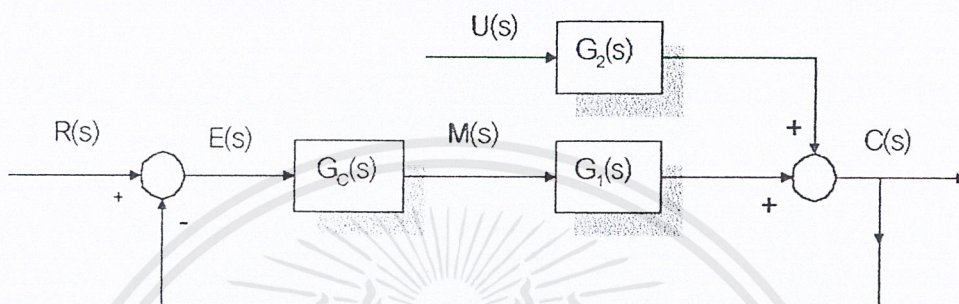


รูปที่ 2.16 แผนผังบล็อกของระบบป้อนกลับทั่วไป

- โดยที่
- $R(s)$  = ลาปลาซทรานส์ฟอร์มของค่าเป้าหมาย (Setpoint)
  - $M(s)$  = ลาปลาซทรานส์ฟอร์มของสัญญาณควบคุมจากตัวควบคุม
  - $C(s)$  = ลาปลาซทรานส์ฟอร์มของสัญญาณขาออกจากทรานส์มิเตอร์
  - $E(s)$  = ลาปลาซทรานส์ฟอร์มของค่าความคลาดเคลื่อน
  - $U(s)$  = ลาปลาซทรานส์ฟอร์มของสัญญาณรบกวน
  - $G_c(s)$  = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของอุปกรณ์ควบคุม
  - $G_v(s)$  = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของอุปกรณ์ควบคุมตัวสุดท้าย
  - $G_m(s)$  = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันระหว่างตัวควบคุมและตัวแปรปรับกระบวนการ
  - $G_u(s)$  = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันระหว่างตัวควบคุมและสัญญาณรบกวน
  - $H(s)$  = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเซนเซอร์ และ ทรานส์มิเตอร์

เมื่อยุบแผนผังบล็อกของรูปที่ 2.16 จะได้แผนผังบล็อกใหม่ดังรูปที่ 2.17 โดยมีความสัมพันธ์ ดังนี้

$$\begin{aligned} G_1(s) &= G_v(s) G_m(s) H(s) \\ G_2(s) &= G_u(s) H(s) \end{aligned} \quad \dots(2.14)$$



รูปที่ 2.17 แผนผังบล็อกเมื่อทำการลดรูปแล้ว (Equivalent Simplified Block Diagram)

รูปแบบที่นิยมใช้ในการพิจารณาคูณลักษณะของกระบวนการมีอยู่ 2 รูปแบบ คือ

1.แบบจำลองระบบอันดับหนึ่งที่มีการหน่วงเวลา (First-Order-Plus-Dead-Time: FOPDT) มีความสัมพันธ์ คือ

$$G_1(s) = \frac{K e^{-t_0 s}}{\tau s + 1} \quad \dots(2.15)$$

2.แบบจำลองระบบอันดับสองที่มีการหน่วงเวลา (Second-Order-Plus-Dead-Time: SOPDT) มีความสัมพันธ์ คือ

$$\begin{aligned} G_1(s) &= \frac{K e^{-t_0 s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \\ G_2(s) &= \frac{K e^{-t_0 s}}{\tau^2 + 2\zeta \tau s + 1} \end{aligned} \quad \dots(2.16)$$

โดยที่ K = อัตราขยายของกระบวนการ ณ.สถานะคงตัว

$t_0$  = ค่าหน่วงเวลาของกระบวนการ (the effective process dead time)

$\tau, \tau_1, \tau_2$  = ค่าคงที่เวลาของกระบวนการ (the effective process time constant)

$\zeta$  = อัตราความหน่วงของกระบวนการ (the effective process damping ratio)

แบบจำลองระบบอันดับหนึ่งที่มีการหน่วงเวลานี้เป็นรูปแบบพื้นฐานของการปรับแต่งตัวควบคุม ที่นิยมใช้กันมากที่สุด ซึ่งประกอบด้วยตัวแปร 3 ตัว คือ

- อัตราขยาย (Gain : K)
- ค่าหน่วงเวลา (Dead Time :  $t_0$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ค่าคงที่เวลา (Time Constant :  $\tau$ )

ซึ่งการหาตัวแปรเหล่านี้สามารถทำได้โดยใช้วิธี “การทดสอบกระบวนการด้วยสัญญาณเสต็ป (Process Step Testing)”

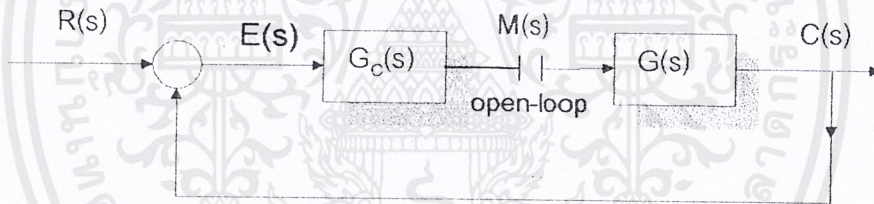
2.3.2 การทดสอบกระบวนการด้วยสัญญาณเสต็ป (Process Step Testing)

ขั้นตอนของการทดสอบกระบวนการด้วยสัญญาณเสต็ป มีขั้นตอนดังนี้

1. ให้ตัวควบคุมอยู่ในระบบควบคุมแบบวงเปิด โดยทำการสร้างเอาต์พุตที่เป็นสัญญาณเสต็ปเพื่อป้อนเป็นอินพุตให้กระบวนการ

2. บันทึกผลตอบสนอง (โดยการ Plot Graph) ของสัญญาณเอาต์พุตจากทรานส์มิเตอร์ (C(t)) โดยที่ผลจากการพล็อตกราฟ (Plot) ระหว่างค่า C(t) กับเวลา จำเป็นต้องครอบคลุมเวลาตั้งแต่เริ่มต้นป้อนสัญญาณเสต็ปจนถึงเวลาที่ระบบเข้าสู่สถานะคงตัว ซึ่งอาจจะใช้เวลาเพียงไม่กี่นาทีหรืออาจใช้เวลาหลายชั่วโมงขึ้นอยู่กับความเร็วของการตอบสนองของกระบวนการ

ในที่นี้จะพิจารณาระบบที่ไม่มีตัวรบกวน จากรูปที่ 2.17 สามารถเขียนแผนผังบล็อกที่ไม่มีตัวรบกวนได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แผนผังบล็อกของวงเปิดเมื่อทดสอบด้วยสัญญาณเสต็ป

จากรูปที่ 2.18 จะได้ผลตอบสนองของทรานส์มิเตอร์ เป็นดังนี้

$$C(s) = G(s) M(s) \quad \dots(2.17)$$

สำหรับระบบ FOPDT ที่มีสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณเสต็ปขนาด  $\Delta m$  จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$C(s) = \left( \frac{Ke^{-t_0s}}{\tau s + 1} \right) \left( \frac{\Delta m}{s} \right) \quad \dots(2.18)$$

$$C(s) = K\Delta m \times e^{-t_0s} \left[ \left( \frac{1}{s} \right) - \left( \frac{1}{\tau s + 1} \right) \right] \quad \dots(2.19)$$

อินเวอร์สลาปลาซสมการที่ (2.19)

$$C(t) = K\Delta m \times u(t - t_0) (1 - e^{-(t-t_0)/\tau}) \quad \dots(2.20)$$

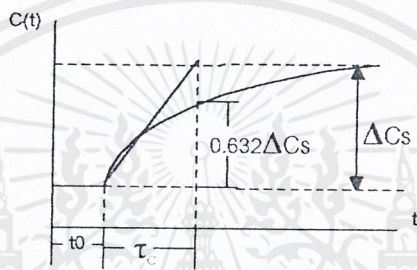
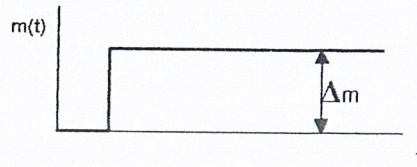
พิจารณาที่เวลา  $t < t_0$  จะได้ว่า  $C(t) = 0$

จากกราฟของสมการ (2.20) ที่แสดงในรูปที่ 2.19 จะพบว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta c_s = \lim_{(t \rightarrow \infty)} C(t) = K \cdot \Delta m \quad \dots(2.21)$$

โดยที่  $\Delta c_s =$  Steady -state Change in  $c(t)$



รูปที่ 2.19 กราฟแสดงการหาค่า  $\Delta c_s$

จากสมการ (2.31) ทำให้สามารถคำนวณหาค่าอัตราขยาย ณ.สถานะคงตัวของกระบวนการได้ดังนี้

$$K = \Delta c_s / \Delta m \quad \dots(2.22)$$

ส่วนวิธีในการหาค่าหน่วงเวลา (Dead Time:  $t_0$ ) และค่าคงที่เวลา (Time Constant:  $\tau$ ) นั้นได้ผู้เสนอความคิดต่างๆ ดังนี้

Dr. Cecil L. Smith (1972) ได้เสนอการหาค่าของ  $t_0$  และ  $\tau$  โดยการพิจารณาผลตอบสนองของกระบวนการ ณ เวลาที่ทำให้ค่าผลตอบสนองของรูปแบบจำลองและผลตอบสนองของกระบวนการจริงมีค่าเท่ากัน นั่นคือ จะพิจารณาที่เวลา  $t_0 + \tau/3$  และ  $t_0 + \tau$  นำค่าเวลานี้แทนลงในสมการที่ (2.20) จะได้ว่า

$$C(t_0 + \tau) = K\Delta m \left(1 - e^{-1/3}\right) = 0.283\Delta c_s$$

$$C(t_0 + \tau) = K\Delta m(1 - e^{-1}) = 0.632\Delta c_s$$

กำหนดให้  $t_0 + \tau/3 = t_1$

$t_0 + \tau = t_2$

จะได้ว่า  $\tau = (3/2)(t_2 - t_1) \quad \dots(2.23a)$

$t_0 = t_2 - \tau \quad \dots(2.23b)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $t_1 =$  เวลาที่ทำให้  $C = 0.283\Delta c$

$t_2 =$  เวลาที่ทำให้  $C = 0.632\Delta c$

สำหรับกระบวนการอันดับสอง จะได้ว่า

$$G(s) = \frac{C(s)}{M(s)} = \frac{K}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} ; \tau_1 \geq \tau_2 \quad \dots(2.24)$$

อินเวอร์สลาปลาซสมการ (2.24) จะได้ว่า

$$C(t) = K \left[ 1 - \left( \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} \right) e^{-t/\tau_1} + \left( \frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \right) e^{-t/\tau_2} \right]$$

เมื่อ  $t \rightarrow \infty$  จะได้  $C(t) \rightarrow K$

แทนค่า  $t_0' + \tau' / 3 = t_1$

$t_0' + \tau' = t_2$

จะได้ว่า

$$C(t) = (1 - e^{-1/3})K = K \left[ 1 - \left( \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} \right) e^{-t_1/\tau_1} + \left( \frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \right) e^{-t_1/\tau_2} \right]$$

$$C(t) = (1 - e^{-1})K = K \left[ 1 - \left( \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} \right) e^{-t_2/\tau_1} + \left( \frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \right) e^{-t_2/\tau_2} \right]$$

หรือ 
$$e^{-1/3} = \left( \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} \right) \left( e^{-t_1/\tau_1} - \left( \frac{\tau_2}{\tau_1} \right) e^{-t_1/\tau_2} \right) \quad \dots(2.25)$$

$$e^{-1} = \left( \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} \right) \left( e^{-t_2/\tau_1} - \left( \frac{\tau_2}{\tau_1} \right) e^{-t_2/\tau_2} \right) \quad \dots(2.26)$$

เมื่อพิจารณากระบวนการอันดับสองในรูปของ FOPDT ซึ่งมีความสัมพันธ์เป็น

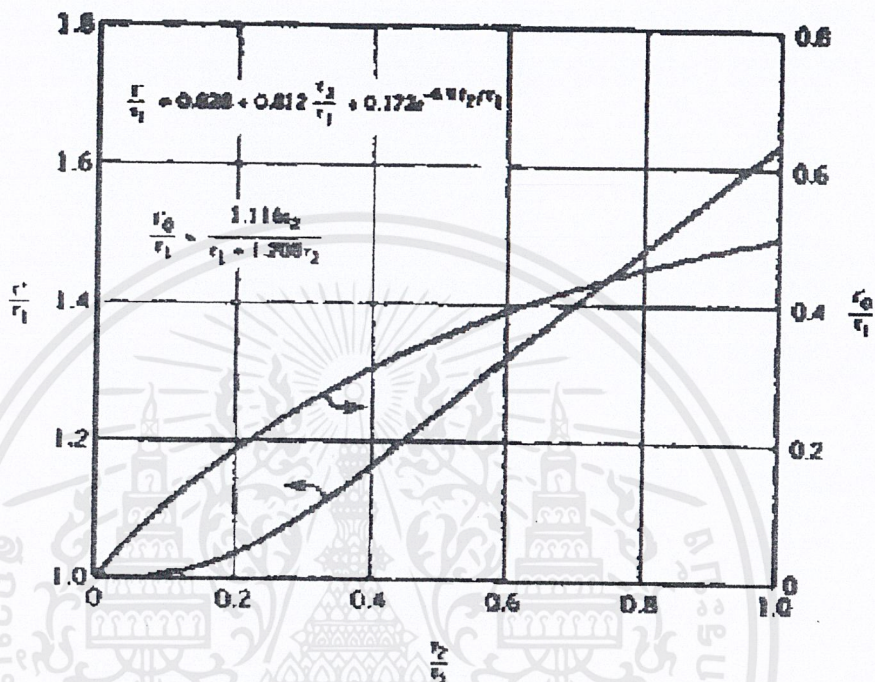
$$G'(s) = \frac{K e^{-t_0' s}}{\tau' s + 1}$$

จะได้ว่า

$$\tau' = (3/2) * (t_2 - t_1)$$

$$t_0' = t_2 - \tau' \quad \dots(2.27)$$

ใน ค.ศ. 1975 Martin ได้ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการแก้ปัญหาการปรับตัวควบคุมนี้ และได้ plot graph แสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 2.19 (โดยที่การหน่วงเวลาจะมีผลมากที่สุดเมื่อ ค่าคงที่เวลาทั้งสอง มีค่าเท่ากัน)



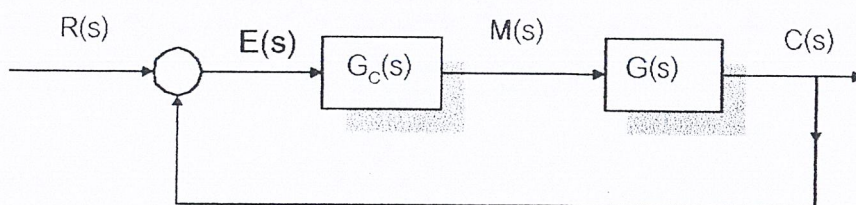
รูปที่ 2.20 ผลตอบสนองของระบบอันดับสองแบบหน่วงเกิน

#### 2.4. การสังเคราะห์ตัวควบคุมแบบป้อนกลับ (Synthesis of Feedback Controller)

ในถ່วนนี้จะแสดงถึงวิธีการหาตัวควบคุมชนิดต่างๆ ซึ่งเกิดจากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ของวงควบคุมป้อนกลับ (Feedback Loop) ดังต่อไปนี้

##### 2.4.1 การพัฒนารูปแบบตัวควบคุม (Development of the Controller Synthesis Formula)

พิจารณาแผนผังบล็อกสัญญาณ ดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 แสดงแผนผังสัญญาณอย่างง่าย (Simplified Block Diagram for controller Synthesis)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของรูปที่ 2.21 จะได้ว่า

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s)G(s)}{1 + G_c(s)G(s)} \quad \dots(2.28)$$

$$G(s) = \left( \frac{1}{G_c(s)} \right) \left( \frac{C(s)/R(s)}{1 - C(s)/R(s)} \right) \quad \dots(2.29)$$

ซึ่งเรียกสมการที่ (2.29) นี้ว่า “รูปแบบการสังเคราะห์ตัวควบคุม(Controller Synthesis Function) ”

จากสมการข้างต้น ถ้าสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากัน (Perfect control)

$C(s) = R(s)$  แล้วจะได้ว่า  $[C(s) / R(s)] = 1$  ซึ่งจะได้รูปแบบของตัวควบคุมเป็น

$$G_c(s) = \left( \frac{1}{G(s)} \right) \left( \frac{1}{1 - 1} \right) = \left( \frac{1}{G(s)} \right) \left( \frac{1}{0} \right)$$

จะพบว่า  $G_c(s)$  มีอัตราขยายเป็นอนันต์ (Infinite) หรือกล่าวอีกนัยหนึ่ง ก็คือถ้ารับระบบที่เป็น Perfect control นั้น ไม่สามารถใช้กับระบบควบคุมแบบป้อนกลับได้

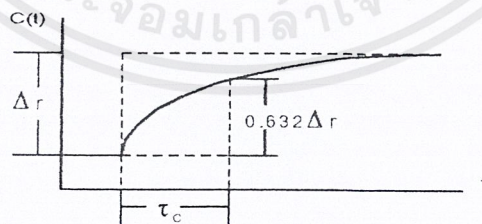
#### 2.4.2 คุณลักษณะเฉพาะของระบบป้อนกลับ (Specification of the Closed-loop Response)

พิจารณาระบบอันดับหนึ่งซึ่งมีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็น

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{\tau_c s + 1} \quad \dots(2.30)$$

โดยที่  $\tau_c$  = ค่าคงที่เวลาของระบบ (Time Constant)

โดยมีผลตอบสนอง ดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 ผลตอบสนองของระบบอันดับหนึ่ง

$\tau_c$  เป็นพารามิเตอร์ที่สามารถปรับค่าได้ ซึ่งยังมีค่าน้อยผลตอบสนองก็จะเข้าใกล้ผลตอบสนองทางอุดมคติมากขึ้น การปรับพารามิเตอร์เครื่องควบคุมก็จะยากขึ้นด้วย แทนสมการ (2.30) ในสมการ (2.29) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 G_c(s) &= \left( \frac{1}{G(s)} \right) \left( \frac{1/\tau_c s + 1}{1 - 1/\tau_c s + 1} \right) \\
 &= \left( \frac{1}{G(s)} \right) \left( \frac{1}{\tau_c s + 1 - 1} \right) \\
 \therefore G_c(s) &= \left( \frac{1}{G(s)} \right) \left( \frac{1}{\tau_c s} \right) \quad \dots(2.31)
 \end{aligned}$$

จากสมการที่ได้จะพบว่า ตัวควบคุมจะประกอบด้วยพจน์อินทิเกรต (Integral Mode) ซึ่งจะ ทำให้ผลลัพธ์ที่ได้จากสมการที่ (2.30) ไม่มีค่าออฟเซต (Offset) ตามคุณสมบัติของการควบคุมแบบ Integral แต่ในระบบอันดับสอง และอันดับที่สูงกว่านี้ ถ้าระบบประกอบด้วยค่าน่วงเวลา (Dead Time) ผลที่ได้ของระบบป้อนกลับก็จะมีพจน์ของการน่วงเวลาปรากฏอยู่ด้วย

#### 2.4.3 โหมดของตัวควบคุมและตัวแปรที่ใช้ในการปรับตัว (Controller Modes and Tuning Parameters)

พิจารณาระบบอันดับต่างๆ ดังนี้

ระบบอันดับหนึ่ง (First-order Process)

จาก 
$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1}$$

แทนในสมการที่ (2.31) จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 G_c(s) &= \left[ \frac{1}{K/\tau s + 1} \right] \left( \frac{1}{\tau_c s} \right) \\
 &= \left( \frac{\tau s + 1}{K} \right) \left( \frac{1}{\tau_c s} \right) \\
 &= \left( \frac{\tau s}{K \tau_c s} \right) + \left( \frac{1}{K \tau_c s} \right) \\
 &= \left( \frac{\tau}{K \tau_c} \right) \left( \frac{\tau}{\tau K \tau_c s} \right) \\
 \therefore G_c(s) &= \left( \frac{\tau}{K \tau_c} \right) \left( 1 + 1/\tau s \right)
 \end{aligned}$$

โดยที่  $\tau$  = ค่าคงที่เวลาของกระบวนการ (Process Time Constant)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสมการที่ได้นี้ จะพบว่าเป็นลักษณะของการควบคุมแบบสัดส่วน-อินทิกรัล(Proportional Integral Controller: PI) ซึ่งมีตัวแปรที่ใช้ปรับแต่งได้ (Tuning Parameter) คือ

$$K_c = (\tau / K * \tau_c) \quad \tau_1 = \tau \quad \dots(2.32)$$

ระบบอันดับสอง (Second-order Process)

จาก 
$$G(s) = \frac{K}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$$

แทนค่าลงในสมการ (2.31) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} G_c(s) &= \left[ \frac{1}{K/(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \right] \left[ \frac{1}{\tau_c s} \right] \\ &= \left[ \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{K} \right] \left[ \frac{1}{\tau_c s} \right] \\ \therefore G_c(s) &= \left( \frac{\tau_1}{K \tau_c} \right) \left( 1 + \frac{1}{\tau_1 s} \right) (\tau_2 s + 1) \quad \dots(2.33) \end{aligned}$$

โดยที่  $\tau_1$  = ค่าคงที่เวลาเด่น (The longer or dominant process time constant)

$\tau_2$  = ค่าคงที่เวลาที่สั้นกว่า (The shorter process time constant)

เปรียบเทียบสมการ (2.33) กับสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของตัวควบคุมแบบพีไอดี จะพบว่า

$$G_c(s) = K'_c \left( 1 + \frac{1}{\tau_I s} \right) \left( \frac{\tau_D' s + 1}{\alpha \tau_D' s + 1} \right) \quad \dots(2.44)$$

โดยจะมีพารามิเตอร์ที่สามารถปรับแต่งได้ คือ

$$K'_c = \tau_1 / (K * \tau_c) \quad \tau_I' = \tau_1 \quad \tau_D' = \tau_2$$

นั่นคือ ในการปรับแต่งนั้น เราต้องปรับให้ค่าเวลาของอินทิกรัล (Integral Time) มีค่าเท่ากับค่าคงที่เวลาเด่น ( $\tau_I' = \tau_1$ ) และค่าเวลาเดิรเวทิฟมีค่าคงที่เวลาที่สั้นกว่า ( $\tau_D' = \tau_2$ ) เพื่อเป็นการลดการเปลี่ยนแปลงของอัตราขยายของกระบวนการ (Process Gain)

สำหรับระบบที่มีอันดับสูงกว่านี้ ในการปรับแต่งและการหาคุณสมบัติจะค่อนข้างยาก ดังนั้น ในทางปฏิบัติเราจะประมาณให้ระบบอันดับสูงเป็นระบบอันดับต่ำที่มีการหน่วงเวลาแทน (Dead Time)

ระบบอันดับหนึ่งที่มีการหน่วงเวลา (First-Order-Plus-Dead-Time Process)

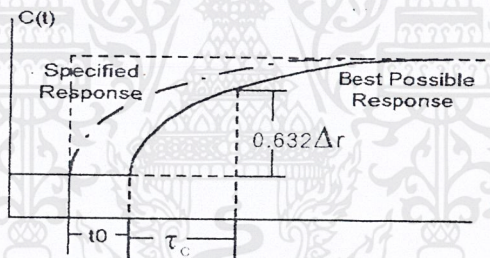
จากสมการ 
$$G(s) = \frac{Ke^{-t_0s}}{\tau s + 1}$$

แทนในสมการที่ (2.31) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} G_c(s) &= \left( \frac{\tau s + 1}{Ke^{-t_0s}} \right) \left( \frac{1}{\tau_c s} \right) \\ &= \left( \frac{\tau}{K\tau_c} \right) \left( 1 + \frac{1}{\tau s} \right) e^{t_0s} \quad \dots(2.35) \end{aligned}$$

โดยที่  $t_0$  = เวลาหน่วงของกระบวนการ (Process Dead Time)

จากสมการที่ (2.35) จะพบว่าเป็นตัวควบคุมที่ไม่อาจเป็นจริงได้ เนื่องจากพจน์  $t_0$  ซึ่งเป็น Process Dead Time นั้นมีค่าเป็นลบซึ่งจะส่งผลให้สมการนี้ไม่อาจเป็นจริงได้ จึงจำเป็นต้องใช้วิธีอื่นในการพิจารณาแทน พิจารณารูปที่ 2.21



รูปที่ 2.23 ผลการตอบสนองของระบบที่มีการหน่วงเวลา

(Specification for Closed-loop response of System with Dead Time;  $t_0$ )

จากรูปที่ 2.23 สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

ให้ 
$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{e^{-t_0s}}{\tau_c s + 1}$$

แทนค่าของ  $G(s)$  และ  $C(s)/R(s)$  ลงในสมการที่ (2.29) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} G_c(s) &= \left( \frac{\tau s + 1}{Ke^{-t_0s}} \right) \left[ \frac{\left( \frac{e^{-t_0s}}{\tau_c s + 1} \right)}{1 - \left( \frac{e^{-t_0s}}{\tau_c s + 1} \right)} \right] \\ &= \left( \frac{\tau s + 1}{Ke^{-t_0s}} \right) \left( \frac{e^{-t_0s}}{\tau_c s + 1 - e^{-t_0s}} \right) \\ \therefore G_c(s) &= \left( \frac{\tau s + 1}{K} \right) \left( \frac{1}{\tau_c s + 1 - e^{-t_0s}} \right) \quad \dots(2.36) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.36) สามารถแปลงให้อยู่ในรูปแบบของตัวควบคุมแบบพีโอ ได้ โดยแปลงพจน์ของเอกซ์โพเนนเชียล (Exponential Term) โดยใช้กฎของ Pade' (The First-order Pade' Approximation) ดังนี้

$$e^{-t_0 s} = \left( \frac{1 - t_0 s / 2}{1 + t_0 s / 2} \right) \quad \dots(2.37)$$

แทนสมการ (2.37) ลงในสมการ (2.36) จะได้ว่า

$$G_c(s) = \left( \frac{\tau s + 1}{K} \right) \left[ \frac{1}{\tau_c s + 1 - \left( \frac{1 - t_0 s / 2}{1 + t_0 s / 2} \right)} \right]$$

$$= \left( \frac{\tau}{K} \right) \left( 1 + \frac{1}{\tau s} \right) \left( \frac{1 + t_0 s / 2}{1 + t_0 \tau_c s / 2(\tau_c + t_0)} \right)$$

ให้  $\tau' = \frac{\tau t_0}{2(\tau_c + t_0)}$

$$G_c(s) = \left( \frac{\tau}{K} \right) \left( 1 + \frac{1}{\tau s} \right) \left( \frac{1 + t_0 s / 2}{1 + \tau' s} \right) \quad \dots(2.38)$$

เปรียบเทียบกับสมการของตัวควบคุมชนิดพีโอดี ดังสมการ (2.35) จะได้ว่า

$$K_c' = \frac{\tau}{K(\tau_c + t_0)} \quad \tau_1' = \tau \quad \tau_D' = t_0 / 2 \quad \dots(2.39)$$

พิจารณาที่การหน่วงเวลาน้อย (Small Dead Time:  $t_0 \ll \tau_c$ ) จะได้ว่า

$$\tau' = t_0 / 2$$

แทนค่าในสมการที่ (2.48) จะได้ผลออกมาในรูปแบบของตัวควบคุมแบบพีโอ ดัง

$$G_c(s) = \left( \frac{\tau}{K} \right) \left( 1 + \frac{1}{\tau s} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ที่เกิดขึ้นนี้จะเกิดขึ้นเมื่อ ระบบมีค่า Dead Time น้อย แต่สำหรับระบบที่เป็น Long Dead Time ( $\tau_c \rightarrow 0$ ) ค่าของ  $\tau'$  จะกลายเป็น

$$\tau' = (\tau_c / 2) \rightarrow 0$$

แทนในสมการที่ (2.38) จะได้ว่า

$$G_c(s) = \left(\frac{\tau}{K}\right) \left(1 + \frac{1}{s}\right) \left(1 + \frac{t_0 s}{2}\right)$$

นั่นคือ สามารถสรุปได้ว่า ถ้ามีการหน่วงเวลานานแล้วจะทำให้ตัวควบคุมอยู่ในรูปของตัวควบคุมชนิดพีไอคือ

พิจารณาความสัมพันธ์ต่างๆ ในสมการ (2.39) จะพบว่าค่าการหน่วงเวลา (Dead Time) นี้สามารถใช้ในการกำหนดขอบเขตของอัตราขยายของตัวควบคุมได้ โดยมีความสัมพันธ์ ดังนี้

$$\begin{aligned} K_{c, \text{MAX}} &= \lim_{\tau_c \rightarrow 0} [\tau / K * (\tau_c + t_0)] \\ &= \tau / (K * t_0) \end{aligned}$$

จะพบว่า การเพิ่มค่าอัตราขยาย อาจส่งผลให้เกิดโอเวอร์ชูท (Overshoot) และความไม่เสถียรได้ (Unstability) ได้

**กระบวนการแบบอินทิเกรตติง (Integrating Process)**

$$\text{ให้ } G(s) = K / s$$

แทนในสมการ (2.41) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} G_c(s) &= (s / K) * [1 / (\tau_c * s)] \\ &= 1 / (K * \tau_c) \end{aligned}$$

ซึ่งกลายเป็นตัวควบคุมแบบพี ที่สามารถปรับค่าอัตราการขยายได้

#### 2.4.4 ผลสรุปจากการสังเคราะห์ตัวควบคุม

ตารางที่ 2.2 แสดงผลการสรุปรูปแบบโหมคของตัวควบคุม และพารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับแต่ง ซึ่งเกิดจากวิธีสังเคราะห์ตัวควบคุมของ Dahlin's Response

Process	Controller	Tuning Parameter
$G(s) = K$	I	$K = 1 / (K * \tau)$
$G(s) = K / (\tau * s + 1)$	PI	$K = \tau / (K * \tau)$ $\tau_1 = \tau$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$G(s) = \frac{K}{[(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)]}$	PID	$K_c' = \tau_1 / (K * \tau_c)$ $\tau_1' = \tau_1$ $\tau_D' = \tau_2$
$G(s) = \frac{[K * \exp(-t_0 * s)]}{\tau * s + 1}$	PID	$K_c' = \tau / [K * (t_0 + \tau_c)]$ $\tau_1' = \tau$ $\tau_D' = t_0 / 2$
$G(s) = K / s$	P	$K_c = 1 / K * \tau_c$

ตารางที่ 2.2 โหมดของตัวควบคุมและพารามิเตอร์ในการปรับแต่ง

กระบวนการที่จะใช้การควบคุมในโหมดพีไอดีได้ ควรมีค่า  $t_0$  มากกว่า  $\tau/4$  ในกรณีนอกเหนือจากนี้ ควรใช้การควบคุมในโหมดพีไอ

ข้อแนะนำ สำหรับตัวควบคุมแบบพีไอดีชนิดหาค่าอัตโนมัตินี้จะใช้หลักการของ Minimum IAE (Minimum Integral Absolute Error) โดยใช้  $\tau_c$  เป็นตัวกำหนด ซึ่งค่า  $\tau_c$  ที่เหมาะสมสำหรับตัวควบคุมแบบต่างๆ จะมีค่าเป็นดังนี้

$$\text{ตัวควบคุมแบบพีไอ} (\tau_D = 0) \quad \tau_c = (2/3) * t_0$$

$$\text{ตัวควบคุมแบบพีไอดี} \quad \tau_c = (1/5) * t_0$$

แต่สำหรับระบบที่ต้องการ overshoot  $\leq 5\%$  เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า Set point ควรจะใช้  $\tau_c = t_0$  ดังนั้นที่ความต้องการ overshoot  $\leq 5\%$  จะได้ว่า

$$K_c = \frac{\tau}{K(t_0 + t_0)} = \left(\frac{0.5}{K}\right) \left(\frac{\tau}{t_0}\right)$$

## บทที่ 3

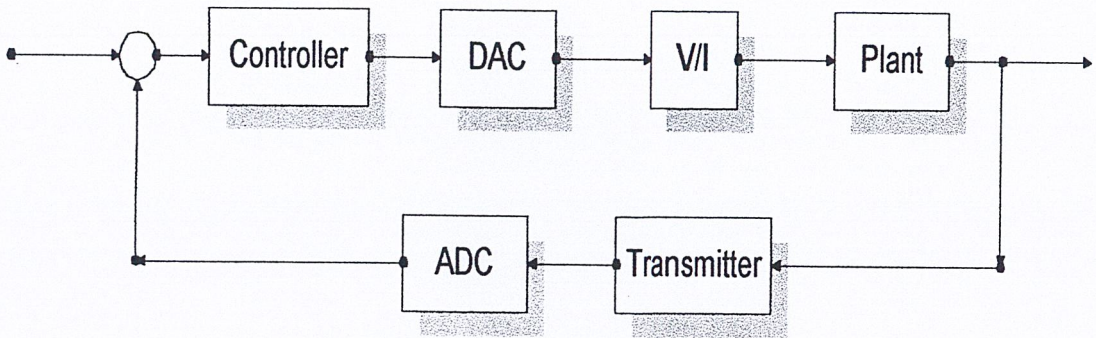
### การออกแบบวงจร

#### 3.1 โครงสร้างโดยรวม

การทำงานของตัวควบคุมพีไอดีชนิดค่าอัตโนมัติ จะเริ่มจากการรับสัญญาณที่มาจากพลานท์หรือกระบวนการ ซึ่งเป็นสัญญาณอนาลอก แล้วทำการแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลโดยใช้ตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล(A/D หรือ ADC หรือ Analog to Digital Converter)เพื่อให้สัญญาณทั้ง 4 ชนิดกลายเป็นสัญญาณดิจิทัลที่ตัวควบคุมสามารถนำไปประมวลผลได้ โดยวงจรอินพุตทั้ง 4 ชนิดนี้จะทำหน้าที่รับสัญญาณอินพุต แล้วแปลงสัญญาณให้เป็นสัญญาณขนาด 0-5 โวลต์ เนื่องจากเป็นขนาดที่ A/D สามารถรับได้

ตัวควบคุมจะทำหน้าที่ควบคุมและคำนวณเพื่อปรับค่าตัวแปรต่างๆ ของตัวควบคุมแบบพีไอดี ซึ่งได้แก่  $K_p$  (Proportional Gain),  $K_i$  (Integration Constant) และ  $K_d$  (Derivative Constant) ได้เองอัตโนมัติโดยการเขียนโปรแกรมควบคุม (Software) และสามารถเลือกชนิดของสัญญาณอินพุตที่ต้องการรับ (Input Mode) พร้อมกับรับค่าเป้าหมาย (Set Point: SP) ได้จากการป้อนค่าทางปุ่ม keyboard โดยตรง และจะแสดงค่าของกระบวนการออกทางตัวเลขแสดงผล (7-Segment Display)

สัญญาณควบคุมที่ออกจากตัวควบคุมนั้นเป็นสัญญาณดิจิทัลแต่สัญญาณของกระบวนการจริงเป็นสัญญาณอนาลอก จึงจำเป็นต้องทำการแปลงสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณอนาลอกก่อน โดยการส่งสัญญาณผ่านตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก (D/A, DAC หรือ Digital to Analog Converter) ก่อนนำไปใช้ในการควบคุมกระบวนการ แต่เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตของ D/A นั้นเป็นสัญญาณขนาด  $-5\text{ V}$  ถึง  $5\text{ V}$  แต่สัญญาณมาตรฐานโดยทั่วไปที่ใช้ในการควบคุมกระบวนการนั้นเป็นสัญญาณขนาด 4-20 มิลลิแอมป์ จึงต้องแปลงสัญญาณแรงดันขนาด  $10\text{ Vp-p}$  จาก D/A ให้เป็น กระแส ซึ่งมีขนาด 4-20 มิลลิแอมป์ โดยผ่านวงจรแปลงสัญญาณแรงดันเป็นกระแส (V/I Converter) ซึ่งสัญญาณที่ได้นี้คือ สัญญาณ MV หรือ Manipulated Variable ที่ส่งไปควบคุมกระบวนการ สามารถแสดงโครงสร้างโดยรวมของระบบ ได้ดัง Block Diagram ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แผนผังบล็อกโครงสร้างโดยรวมของตัวควบคุม

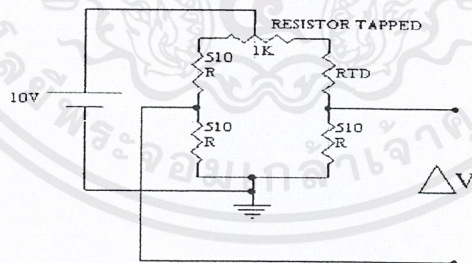
พิจารณาโครงสร้างของการทำงานเป็น 3 ส่วนคือ

1. ส่วนของวงจรรีเลย์
2. ส่วนของตัวควบคุม
3. ส่วนของวงจรถ่ายกลับ

3.2 วงจรรีเลย์ที่ใช้ในการรับสัญญาณต่างๆ

เนื่องจากตัวควบคุมแบบพีไอดัชนีหาค่าอัตโนมัติสามารถรับสัญญาณอินพุตได้ 4 ชนิด ดังนี้

3.2.1 วงจรรีเลย์รับสัญญาณจากอาร์ทีดี



รูปที่ 3.2 วงจรบริคจ์ที่ใช้รับสัญญาณจากอาร์ทีดี

จากรูปที่ 3.2 พิจารณาที่ภาวะสมดุล ปรบความต้านทานปรับค่าได้จนกระทั่ง

$$\begin{aligned}
 R_{ab} &= R_{ac} \\
 \text{จะได้} \quad R_{ab} &= (R+1k+100+ \Delta R) / 2 \\
 &= (R+1100+ \Delta R) / 2
 \end{aligned}$$

เนื่องจากค่า R มีค่าเท่ากับศูนย์ ( $\Delta R=0$ ) ทำให้ค่าของ V=0 ด้วยทำให้ได้ว่า

$$R_{ab} = (R+1100) / 2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นถ้าอุณหภูมิมีการเปลี่ยนแปลงจะมีผลให้  $\Delta R$  เปลี่ยนแปลงด้วย ทำให้  $R_{ab} \neq R_{ac}$  (ทำให้  $\Delta V \neq 0$ ) โดยที่ อุณหภูมิจะมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงระหว่าง  $0-209^{\circ}\text{C}$  (ตามคุณสมบัติของ RTD ชนิด pt100) ซึ่งจะมีผลทำให้  $\Delta R$  เปลี่ยนแปลงจาก  $0-79.51\text{ohm}$  โดยจะมีความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$V = \left\{ \left[ \frac{R_{bd}}{R_{ab} + R_{bd}} \right] - \left[ \frac{R_{cd}}{R_{ac} + R_{cd}} \right] \right\} \times V$$

$$V = \left\{ \left[ \frac{R}{\frac{R+1100}{2} + R} \right] - \left[ \frac{R}{\frac{R+1100}{2} + R + \Delta R} \right] \right\} \times V$$

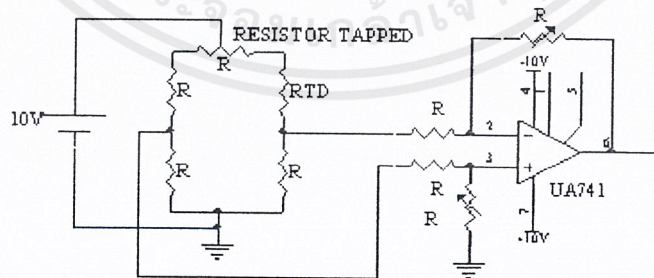
ให้  $\frac{R+1100}{2} + R = R_x$  จะได้ว่า

$$\Delta V = \left[ \frac{R(R_x + \Delta R) - R \cdot R_x}{R_x(R_x + \Delta R)} \right] \times V$$

ถ้า  $\Delta R \ll R_x$  จะมีผลให้สมการมีค่าเป็น

$$\Delta V / V = (R \cdot \Delta R) / R_x^2 \quad \dots(3.1)$$

แต่สัญญาณที่ได้จากวงจรปริคัจจะมีขนาดสัญญาณค่อนข้างเล็ก จึงจำเป็นต้องขยายขนาดสัญญาณ โดยการต่อวงจรขยายดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรปริคัจเมื่อต่อวงจรขยายสัญญาณแล้ว

โดยเราสามารถหาความสัมพันธ์ของวงจรได้โดยใช้หลักการของออปแอมป์ซึ่งจะมีความสัมพันธ์ดังนี้

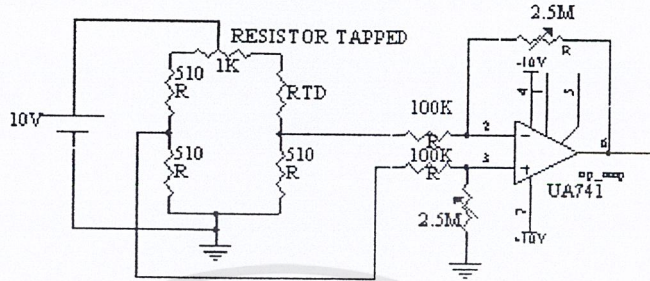
$$V_{out} = (R_2 / R_1) * (510/1315) * \Delta R * V$$

$$5 = (R_2 / R_1) * (510/1315) * 79.51 * 10$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R2 / R1 = 21.32$$

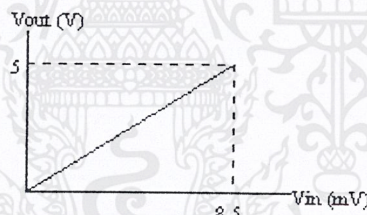
ดังนั้นถ้าเราเลือก R1 = 100 k จะได้ค่า R2 = 2.132 M ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรบริดจ์ที่ต่อวงจรขยายสัญญาณเมื่อแทนค่าต่างๆแล้ว

### 3.2.2. วงจรรับสัญญาณจากเทอร์โมคัปเปิล

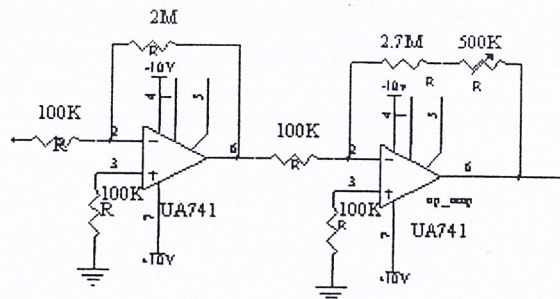
เป็นวงจรที่ใช้ในการรับสัญญาณจากเทอร์โมคัปเปิล ซึ่งมีค่าระหว่าง 0-8.5 มิลลิโวลต์ (ตามคุณสมบัติของเทอร์โมคัปเปิลเปอร์ซนิคเค-ไทป์) โดยต้องทำการแปลงสัญญาณของเทอร์โมคัปเปิล ให้อยู่ในช่วง 0-5V เพื่อให้ตัวไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถรับสัญญาณได้ โดยการต่อวงจรขยายสัญญาณช่วยในการแปลงสัญญาณ



รูปที่ 3.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุต และเอาต์พุตของวงจรเทอร์โมคัปเปิล จากกราฟเราสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง สัญญาณอินพุตและเอาต์พุต ได้ดังนี้

$$\text{Gain} = V_{out} / V_{in} = \text{slope} = 5 / (8.5 * 10^{-3}) = 588.235$$

จากการคำนวณนำมาสร้างเป็นวงจรขยายสัญญาณได้ดังรูปที่ 3.6



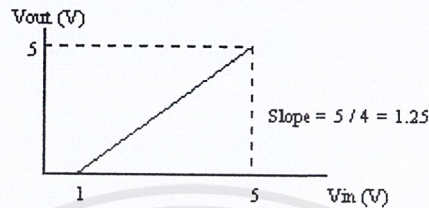
รูปที่ 3.6 วงจรขยายสัญญาณอินพุตจากเทอร์โมคัปเปิล

- อัตราการขยายสัญญาณของออปแอมป์ตัวแรก มีค่า อัตราขยาย = 20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- อัตราการขยายสัญญาณของออปแอมป์ตัวที่สอง มีค่า อัตราขยาย = 29.4
- อัตราการขยายสัญญาณของวงจรรวม มีค่า อัตราขยาย =  $20 * 29.4 = 588$

### 3.2.3 วงจรสัญญาณขนาด 1-5 โวลต์แปลงเป็นสัญญาณ 0-5 โวลต์



รูปที่ 3.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรสัญญาณ 1-5 โวลต์

จากกราฟสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุต และเอาต์พุต ได้ดังนี้

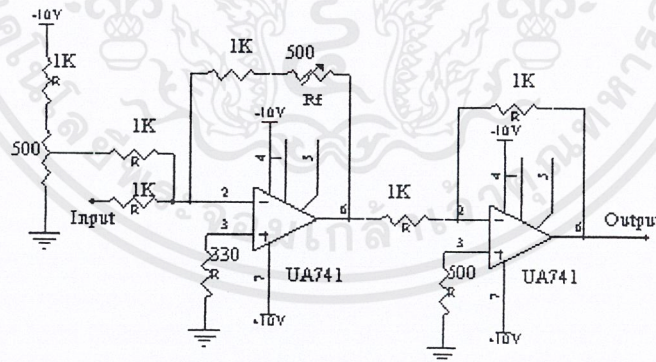
$$V_{out} = 1.25 * V_{in} - 1.25$$

$$V_{out} = \left( \frac{V_{in} + V_{ref}}{R} \right) R_f$$

จะได้ว่า  $(R_f / R) = 1.25$  และ  $V_{ref} = -1.25$  โวลต์

เลือก  $R = 1K$  จะได้ว่า  $R_f = 1.25K$

ซึ่งจากความสัมพันธ์ข้างต้นสามารถนำมาใช้ในการออกแบบ วงจรแปลงสัญญาณ ได้ดังรูปที่ 3.8

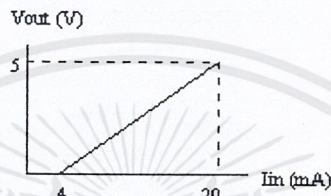


รูปที่ 3.8 วงจรแปลงสัญญาณ 1-5 โวลต์เป็น 0-5 โวลต์

จากวงจรจะพบว่าออปแอมป์ ตัวแรกจะต่ออยู่ในลักษณะของวงจรบวก (Summing Amp) ซึ่งจะทำหน้าที่แปลงสัญญาณอินพุตขนาด 1-5V ให้เป็นเอาต์พุตขนาด (-5V) – 0 V และออปแอมป์ ตัวที่สองจะต่ออยู่ในลักษณะของวงจรกลับเฟส (Inverting Amp) ซึ่งจะทำหน้าที่กลับเฟสสัญญาณจากสัญญาณลบให้กลายเป็นสัญญาณบวก (กลายเป็นสัญญาณขนาด 0 – 5V)

### 3.2.4 วงจรแปลงสัญญาณ 4-20 มิลลิแอมป์ เป็น 0-5 โวลต์

เป็นวงจรที่ใช้ในการรับสัญญาณมาตรฐาน 4-20 มิลลิแอมป์ แล้วแปลงสัญญาณให้อยู่ในรูปของสัญญาณขนาด 0-5 โวลต์ เพื่อให้ตัวไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถรับค่าได้โดยใช้วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันชนิดโหลดเทียบกราวด์ (Ground-load Referenced I/V Converter) โดยสามารถหาค่าของความต้านทานได้จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณ 4-20 มิลลิแอมป์ เป็น 0-5 โวลต์

จากกราฟเราสามารถหาความสัมพันธ์ได้ดังนี้

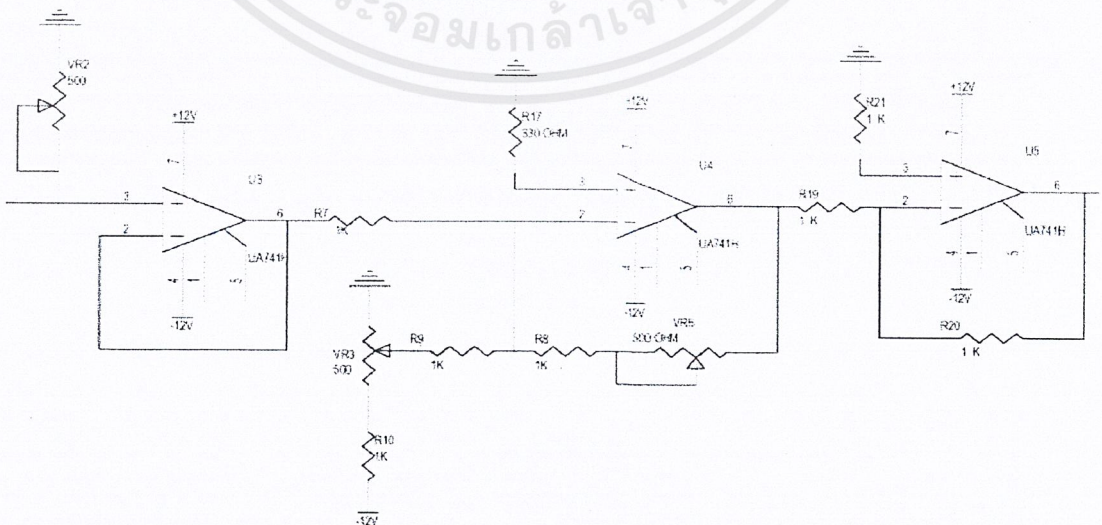
$$V_{out} = [5 / (16 * 10^{-3})] * I_{in} - 1.25$$

แต่จากกฎของโอห์มถ้าเราผ่านกระแสไฟไปในค่าความต้านทานจะเกิดค่าต่างศักย์คร่อมค่าความต้านทานนั้น ดังนั้นถ้าเรานำค่าความต้านทาน 250 โอห์มมาต่อจะได้ว่า

$$4 \text{ มิลลิแอมป์} * 250 \text{ โอห์ม} = 1 \text{ โวลต์}$$

$$20 \text{ มิลลิแอมป์} * 250 \text{ โอห์ม} = 5 \text{ โวลต์}$$

จะได้ความสัมพันธ์ใหม่นี้เหมือนกับวงจรรับสัญญาณขนาด 1-5 โวลต์ ดังนั้นเราสามารถใช้วงจรวงจรรับสัญญาณขนาด 1-5 โวลต์ได้ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.10 วงจร I/V Converter ใหม่

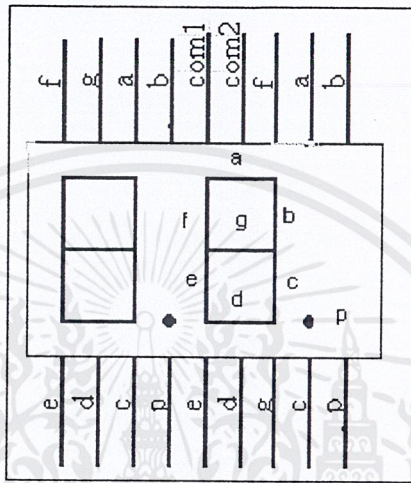
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 ตัวควบคุม

พิจารณาเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนฮาร์ดแวร์(Hardware)และส่วนซอฟต์แวร์(Software) ดังนี้

3.3.1 ส่วนฮาร์ดแวร์ ประกอบด้วยอุปกรณ์และวงจรที่เกี่ยวข้องกับตัวควบคุม ดังนี้

3.3.1.1 ตัวเลขแสดงผล(7-Segment)



รูปที่ 3.11 ขาของตัวเลขแสดงผล

ในที่นี้ใช้ชนิดแคโทดร่วม (Common Cathode) ในการแสดงค่าต่างๆ ของกระบวนการ ซึ่งมีลักษณะดังรูปที่ 3.12 โดยตัวเลขแสดงผลนี้จะประกอบด้วย 8 ส่วน(Segment) คือ a,b,c,d,e,f,g และ p โดยมี p เป็นจุด (Point) ขาทั้ง 8 นี้ ต่อเข้าโดยตรงกับ Port B ของ 8255 โดยตรง หากต้องการให้ ส่วนของบิตใดติด ก็ส่ง 1 (5 V) ไปที่ขาส่วนนั้น หากต้องการให้ดับ ก็ส่ง 0 (0 V) ตัวเลข 0-9 ซึ่งสามารถแสดงได้ดังตาราง 3.1

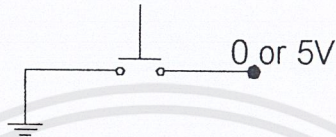
ตัวเลข	P g f e d c b a	Hex
0	0 0 1 1 1 1 1 1	3F
1	0 0 0 0 0 1 1 0	06
2	0 1 0 1 1 0 1 1	5B
3	0 1 0 0 1 1 1 1	4F
4	0 1 1 0 0 1 1 0	66
5	0 1 1 0 1 1 0 1	6D
6	0 1 1 1 1 1 0 1	7D
7	0 0 0 0 0 1 1 1	07
8	0 1 1 1 1 1 1 1	7F
9	0 1 1 0 0 1 1 1	67

ตารางที่ 3.1 แสดง Data ของ 7-Segments

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับขา Com1 และ Com2 เป็นขาที่ใช้เลือกตำแหน่ง (Bit Select) ที่จะแสดงผล หากต้องการให้ตำแหน่งใดติด ให้ส่ง 0 ไปที่ขานั้นพร้อมกับข้อมูลทั้ง 8 บิต (ในที่นี้เราใช้ port1 บิต 0,1,2,3 ในการเลือกตำแหน่งที่จะใช้ในการแสดงผล และรับค่าข้อมูลทั้ง 8 บิตจาก Port B ของ 8255)

### 3.3.1.2 ปุ่มคีย์บอร์ด (Keyboard)

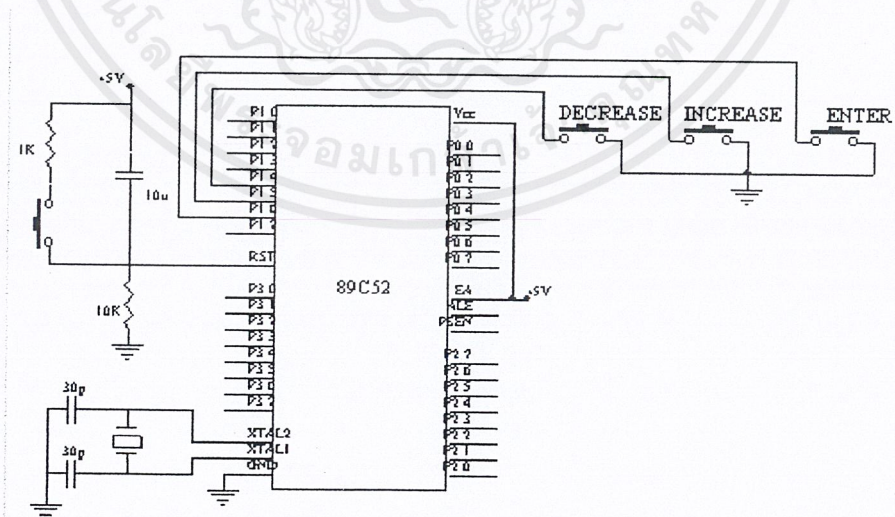


รูปที่ 3.12 แสดงขาของสวิตช์

จากรูป 3.13 แสดงวงจรของสวิตช์ (Switch) ชนิดปกติเปิด (Normally Open :NO) ที่ใช้ในการรับค่าในตัวควบคุมแบบพีไอดีชนิดหาค่าอัตโนมัติเมื่อสวิตช์ไม่ถูกกดค่าที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ได้รับจะมีค่าเป็น 5V เนื่องจากสถานะลอยของขาของ 89C51 และเมื่อสวิตช์ถูกกดค่าที่ไมโครคอนโทรลเลอร์รับจะมีค่าเป็น 0 V (Ground)

ในตัวควบคุมแบบพีไอดีชนิดหาค่าอัตโนมัตินี้ ใช้สวิตช์ทั้งหมดจำนวน 3 ตัวเป็น Keyboard คือ ตกลง (Enter) , เพิ่มค่า (Increase) และ ลดค่า (Decrease) โดยต่อเข้ากับ Port 1 Bit 6, 5 และ 4 ตามลำดับ

การเชื่อมต่อระหว่าง 89C51 กับสวิตช์ สามารถแสดงได้ดังรูป 3.14



รูปที่ 3.13 แสดงการเชื่อมต่อระหว่าง 89C51 กับสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.1.3 พอร์ต(Port)

89C51 มี Port อยู่ 4 Port คือ Port0, Port 1, Port 2 และ Port3 โดย Port3 ถูกใช้ในการรับข้อมูลจาก A/D, Port2 ใช้ในการติดต่อกับ 8255 (เราใช้ 8255 เป็นพอร์ตในการส่งข้อมูลไปยังอุปกรณ์ส่วนอื่น) Port 1 ใช้ในการเลือกตำแหน่งของ seven-segment และปุ่มรับค่า และ Port0 ใช้ในการติดต่อกับ 8255 และ ADC

8255 มี Port ให้เลือกใช้ได้ 3 Port คือ Port A, Port B และ Port C ซึ่งสามารถกำหนดให้ Port ใดเป็นพอร์ตอินพุต หรือพอร์ตเอาต์พุตก็ได้ โดยการส่งคำสั่งควบคุม (Control Word) ไปที่ 8255 ในส่วนเริ่มต้นของโปรแกรม (ในที่นี้ กำหนดให้ Port A เป็นพอร์ตเอาต์พุตส่งข้อมูลไป D/A Port B เป็นพอร์ตเอาต์พุตส่งข้อมูลจาก 89C51 ไปแสดงผลยัง seven-segment)

การเชื่อมต่อ 89C51 กับ 8255 ทำได้โดยต่อ Port2 ของ 89C51 เข้ากับ Data Byte (D0-D7) ของ 8255 และส่งสัญญาณไปควบคุม 8255 อีก 5 Bit ดังตาราง 3.2 ส่วนขา CS (Chip Select) จะลง Ground ตลอดเวลา (Active Low)

89C51	8255
Port 0 Bit 0	A0
Port 0 Bit 1	A1
Port 0 Bit 2	RESET
Port 0 Bit 3	RD
Port 0 Bit 4	WR

ตารางที่ 3.2 แสดงการเชื่อมต่อขา 89C51 กับ 8255

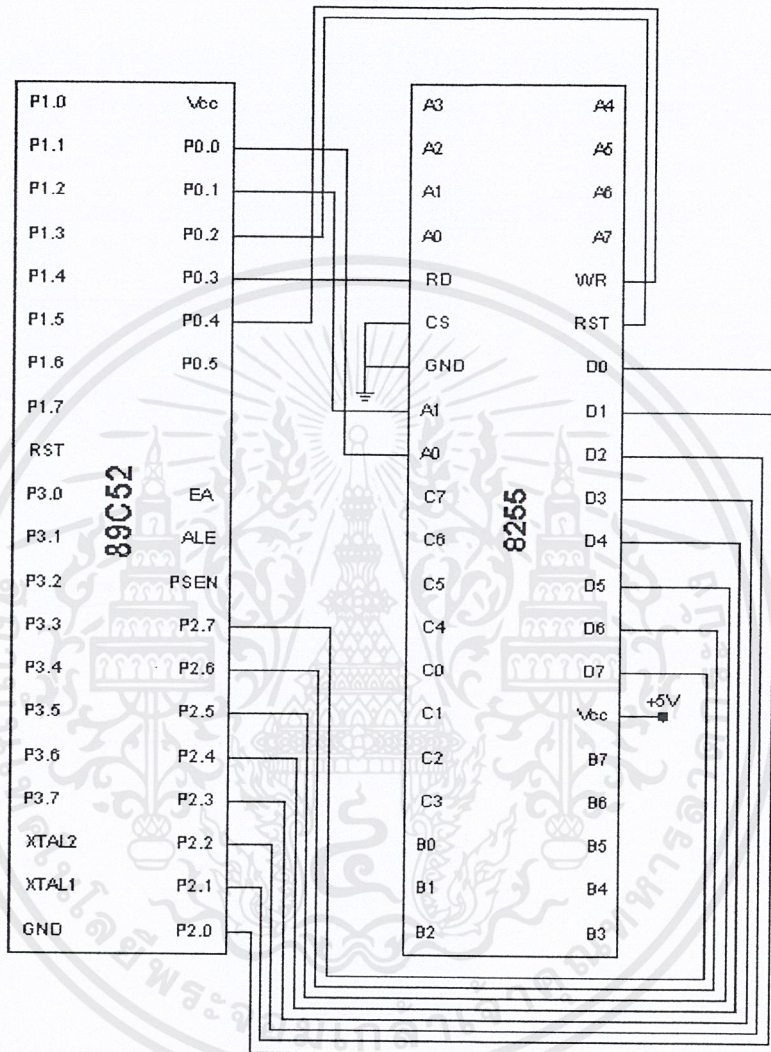
การรีเซต 8255 จะทำในส่วนตอนต้นของโปรแกรมครั้งเดียว และเมื่อใดที่ต้องการติดต่อกับ 8255 จะต้องส่งสัญญาณ 4 Bit ไปก่อนดังตาราง 3.3

WR	RD	A1	A0	ความหมาย
0	1	0	0	ส่งข้อมูล ไป Port A
0	1	0	1	ส่งข้อมูล ไป Port B
0	1	1	1	ส่งคำสั่งควบคุม

ตารางที่ 3.3 แสดงค่า Select Bit ที่ส่งไป 8255

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

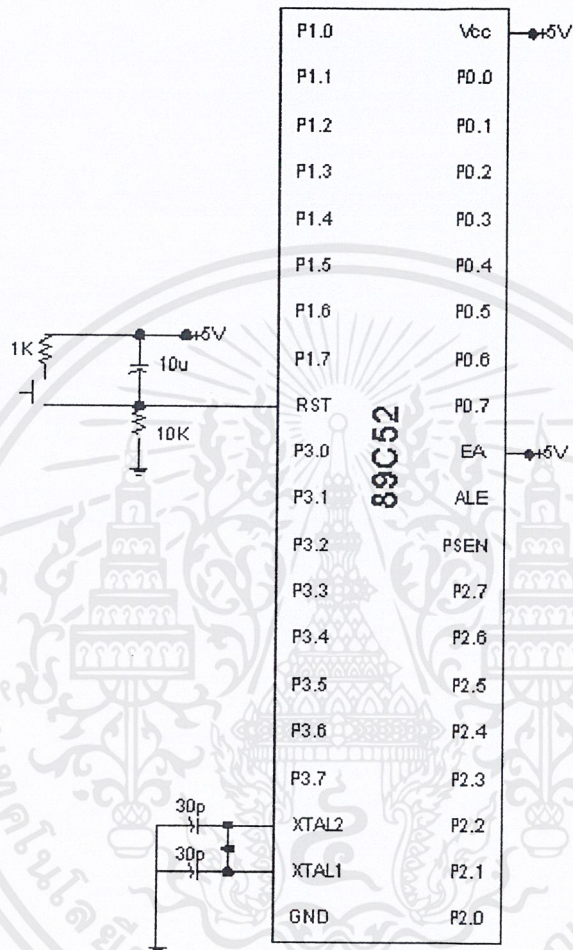
การเชื่อมต่อระหว่าง 89C51 กับ 8255 ดังแสดงในรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.14 การเชื่อมต่อระหว่าง 89C51 กับ 8255

### 3.3.1.4 วงจรรีเซต(Reset)และวงจรถ่ายโอนสัญญาณความถี่

ในที่นี้จะใช้ตัวกำเนิดสัญญาณความถี่ขนาด 12MHz โดยสามารถแสดงการต่อวงจรรีเซตและวงจรถ่ายโอนสัญญาณความถี่ได้ดังรูปที่ 3.15



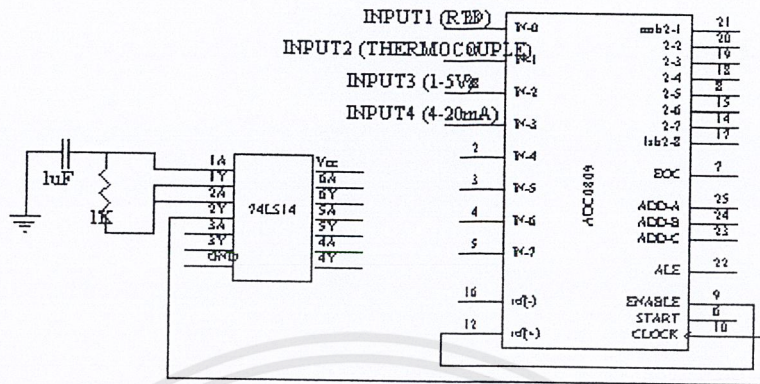
รูปที่ 3.15 การต่อวงจรรีเซ็ตและวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่

### 3.3.1.5 วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล(Analog to Digital Converter:

A/D,ADC)

ตัวควบคุมแบบพีไอดีชนิดหาค่าเองอัตโนมัติ เลือกใช้ ADC เบอร์ 0809 เพราะมี มัลติเพลกเซอร์(Multiplexer) ในตัว 8 Channel ซึ่งต้องใช้ในการเลือกอินพุต 0-5 โวลต์ ที่จะรับเข้ามาแปลงสัญญาณ ซึ่งจะใช้เพียง4ช่องสัญญาณเท่านั้น(Channel)เพื่อรองรับสัญญาณอินพุตทั้งสี่จาก อาร์ทีดี, เทอร์โมคัปเปิล, สัญญาณมาตรฐาน 1-5 โวลต์ และ สัญญาณมาตรฐาน 4-20 มิลลิแอมป์

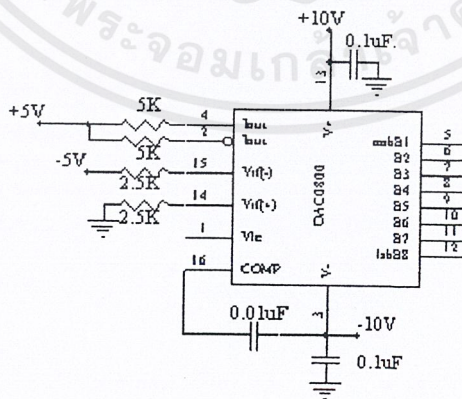
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 ตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล ADC0809

3.3.1.6 ตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลอนาลอก

ในที่นี้ใช้ DAC เบอร์ 0800 ซึ่งสามารถทำการแปลงสัญญาณได้เองโดยไม่ต้องมีสัญญาณใดๆไปควบคุม โดยที่ค่าอินพุท (ซึ่งเป็นสัญญาณดิจิทัล) ของ DAC จะรับมาจาก Port A ของ 8255 แต่เนื่องจากสัญญาณที่ออกจาก DAC0800 นี้จะมีขนาดระหว่าง  $-5V$  ถึง  $5V$  แต่สัญญาณที่นำไปใช้ในการควบคุมกระบวนการนั้นจะเป็นสัญญาณกระแสซึ่งมีขนาดเป็นสัญญาณมาตรฐานขนาด  $4-20\text{ mA}$  ดังนั้นเราจึงต้องทำการแปลงสัญญาณโดยผ่านทางวงจรแปลงสัญญาณความต่างศักย์ให้เป็นสัญญาณกระแส (V/I Converter) สามารถแสดงการต่อวงจรของ DAC ได้ดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 วงจรของ DAC 0800

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

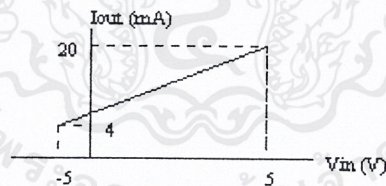
3.3.2 ส่วนของซอฟต์แวร์ การเขียนโปรแกรมในตัวควบคุมแบบพีไอดีชนิดหาค่าอัตโนมัตินี้จะเขียนโปรแกรมด้วยภาษาแอสเซมบลี (Assembly) ซึ่งเป็นภาษาที่สามารถใช้ได้กับตัวควบคุมซึ่งเป็น Microcontroller ตระกูล หลักการของโปรแกรมสามารถแสดงได้ด้วย flowchart ในภาคผนวก ส่วนรายละเอียดของโปรแกรมสามารถอ้างอิงได้จากแผ่น โปรแกรม

### 3.4 ส่วนของวงจรเอาต์พุต

เป็นส่วนที่ทำหน้าที่แปลงแรงดันเป็นกระแสขนาด 4-20 มิลลิแอมป์โดยผ่านทางวงจร V/I Converter เพื่อส่งสัญญาณ ไปควบคุมกระบวนการ ดังนี้

วงจรแปลงสัญญาณแรงดันเป็นกระแส(แปลงสัญญาณ (-5)-5 โวลต์ เป็น 4-20 มิลลิแอมป์) เป็นวงจรที่ใช้ในการแปลงสัญญาณเอาต์พุตจากไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง (-5) – 5 โวลต์ ให้เป็นค่ากระแสที่มีขนาด 4-20 มิลลิแอมป์ เพื่อส่งให้กระบวนการต่างๆเหตุที่ต้องแปลงสัญญาณจากตัวควบคุมให้เป็นกระแส ไม่แปลงเป็นความต่างศักย์ เนื่องจากกระแสสามารถแปลงเป็นค่าความต่างศักย์ได้ง่ายกว่าที่เราจะ แปลงค่าความต่างศักย์เป็นกระแส และอีกเหตุผลหนึ่งก็คือ กระแสสามารถส่งได้ระยะทางไกล โดยจะไม่มี การสูญเสียไปกับค่าความต้านทานของสาย ไม่เหมือนกับ ความต่างศักย์ ที่จะมี การสูญเสียไปในสายตัวนำ

จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต ดังรูปที่ 3.19

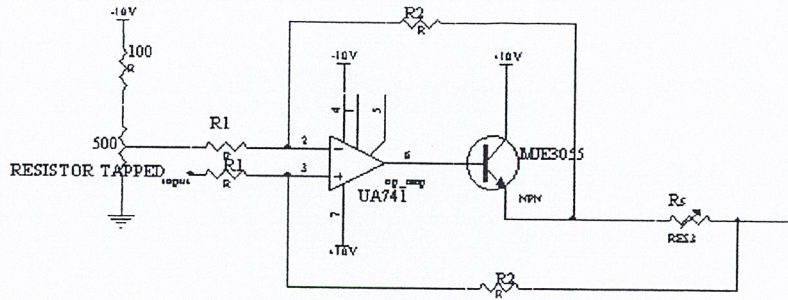


รูปที่ 3.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจร V/I Converter

จากกราฟสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตได้เพื่อนำไปใช้ในการหาค่าความพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรได้ดังนี้

$$I_{out} = \left[ \left( \frac{16 \times 10^{-3}}{10} \right) \times V_{in} \right] + (12 \times 10^{-3})$$

โดยที่วงจรแปลงสัญญาณความต่างศักย์เป็นกระแส (V/I Converter) มีรูปแบบวงจรดังรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.19 วงจร V/I Converter เดิม

จากวงจร หาความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} V_{out} &= (V_{in} - V_{ref}) / R_s \\ &= \{(1 / R_s) * V_{in}\} - \{(1 / R_s) * V_{ref}\} \end{aligned}$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$(1 / R_s) = (16 * 10^{-3}) / 10$$

จะได้  $R_s = 625 \text{ ohm}$

$$-(1 / R_s) * V_{ref} = 12 * 10^{-3}$$

$$V_{ref} = -(12 * 10^{-3}) * 625 = -7.5 \text{ V}$$

จากความสัมพันธ์ข้างต้นเราจะพบว่า วงจรแปลงกระแสไฟฟ้าชนิดโหลดเทียบกราวด์ (Grounded – Load V / I Converter) เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่หาได้แล้ว ปรากฏว่า ที่ความต่างศักย์ค่านอินพุตมากกว่า 2.5 โวลต์ เอ๊าท์พุทจากออปแอมป์จะไม่เพิ่มขึ้นจาก 10 โวลต์ เพราะออปแอมป์ไม่สามารถไฟเอ๊าท์พุทมากกว่ากระแสไฟเลี้ยงได้ ดังนั้นจึงต้องทำการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ใหม่ด้วยเงื่อนไขของ วงจรแปลงกระแสไฟฟ้าชนิดโหลดเทียบกราวด์ดังนี้

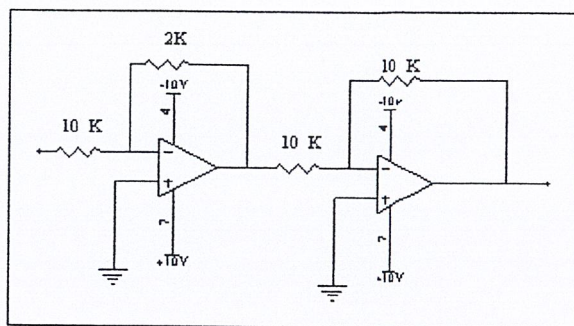
$$V_{sat} > 2 + 0.6 + I * R_s + I * R_L$$

จากสมการข้างต้นเราต้องการกระแสที่ 20 มิลลิแอมป์ และ  $V_{sat}$  มีค่าไม่เกิน 10 โวลต์และ  $R_L$  มีค่าเท่ากับ 250 โอห์ม ดังนั้นจะได้ว่า

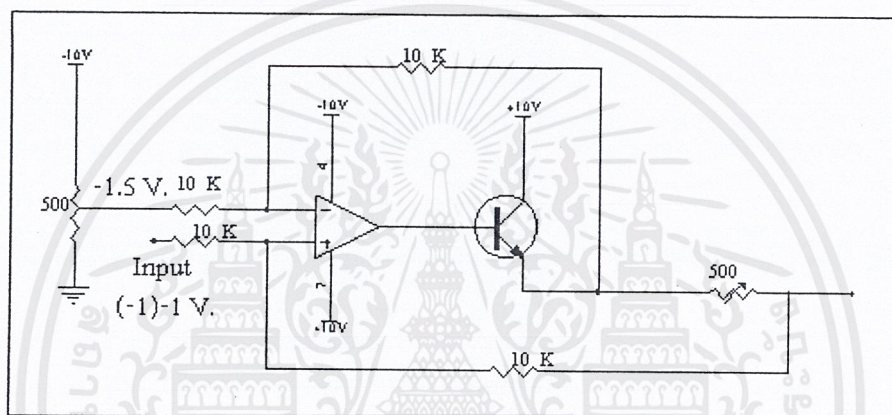
$$R_s = 120 \text{ โอห์ม}$$

ทำการลดช่วงความต่างศักย์ค่านอินพุทเหลือ (-1) – 1 โวลต์ แล้วทำการหา  $V_{ref}$  ใหม่

ดังนั้นเราจะได้  $V_{ref} = -1.5 \text{ โวลต์}$



รูปที่ 3.20 (ก) วงจรลดความต่างศักย์



รูปที่ 3.20 (ข) วงจรแปลงความต่างศักย์เป็นกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

#### 4.1 ผลการทดลองเมื่อนำวงจรรับอินพุตไปรับสัญญาณชนิดต่างๆ

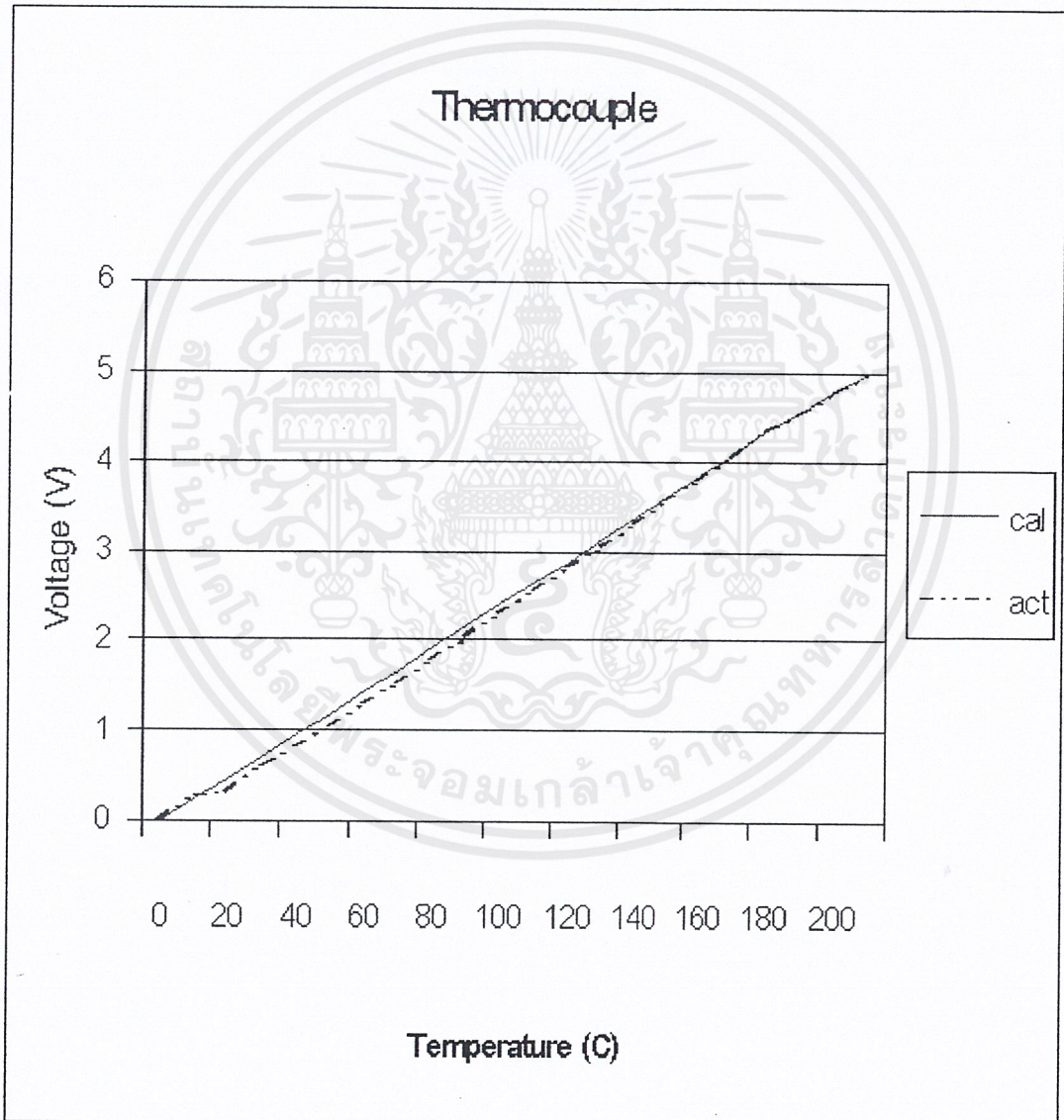
4.1.1 วงจรรับสัญญาณจากเทอร์โมคัปเปิล เป็นวงจรที่รับสัญญาณความต่างศักย์จากเทอร์โมคัปเปิล (ในที่นี้จะใช้การรับสัญญาณความต่างศักย์ที่สมมติตามคุณสมบัติของเทอร์โมคัปเปิลชนิดเค-ไทป์) จะได้ผลการทดลอง ดังนี้

อุณหภูมิ (C)	ค่าเอาต์พุตจาก Thermocouple (V)	เอาต์พุตจากวงจร (V) (คำนวณ)	เอาต์พุตจากวงจร (V) (วัดจริง)
0	0	0	0.001
10	0.397	0.233	0.281
20	0.798	0.469	0.32
30	1.203	0.707	0.62
40	1.611	0.947	0.83
50	2.022	1.189	1.045
60	2.436	1.432	1.31
70	2.85	1.676	1.55
80	3.266	1.92	1.8
90	3.681	2.164	2.04
100	4.095	2.408	2.31
110	4.508	2.651	2.58
120	4.919	2.892	2.82
130	5.327	3.132	3.07
140	5.733	3.371	3.31
150	6.137	3.609	3.57
160	6.539	3.845	3.82
170	6.939	4.08	4.04

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

180	7.388	4.344	4.34
190	7.737	4.549	4.54
200	8.137	4.785	4.8
209	8.497	4.996	4.98

ตารางที่ 4.1 ผลการรับสัญญาณสมมติของวงจรรับสัญญาณจากเทอร์โมคัปเปิล  
ซึ่งสามารถเขียนกราฟได้ดังกราฟรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 กราฟแสดงผลการรับสัญญาณของวงจรรับสัญญาณจากเทอร์โมคัปเปิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

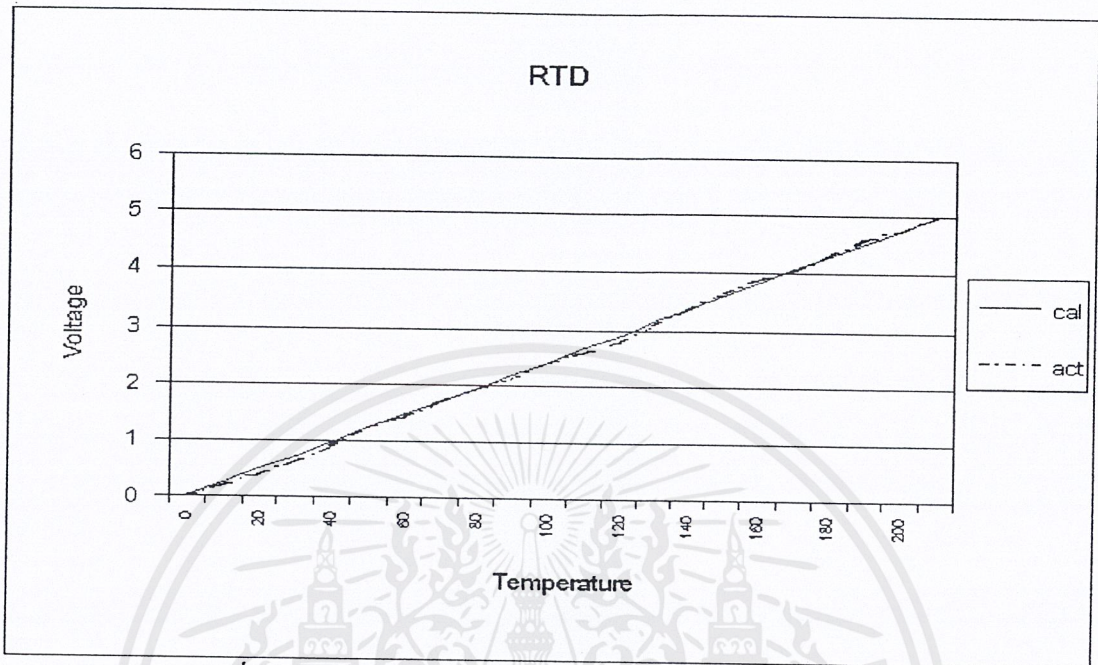
4.1.2 วงจรรับสัญญาณจากอาร์ทีดี เป็นวงจรที่ใช้รับสัญญาณความต่างศักย์จากอาร์ทีดี(ในที่นี้ จะไม่ได้รับสัญญาณจากอาร์ทีดีจริงๆ แต่จะรับสัญญาณความต่างศักย์ที่สมมติขึ้นตามคุณสมบัติของอาร์ทีดีชนิดพีที100) ได้ผลการทดลอง ดังนี้

อุณหภูมิ (C)	ความต้านทาน (Ohm)	เอาต์พุต (V) (คำนวณ)	เอาต์พุต (V) (วัดจริง)
0	100	0	0.002
10	103.9	0.245	0.21
20	107.79	0.49	0.41
30	111.67	0.734	0.61
40	115.54	0.977	0.877
50	119.4	1.22	1.24
60	123.24	1.461	1.42
70	127.07	1.702	1.692
80	130.89	1.942	1.95
90	134.7	2.182	2.11
100	138.5	2.421	2.403
110	142.28	2.659	2.598
120	146.06	2.896	2.789
130	149.82	3.133	3.089
140	153.57	3.368	3.358
150	157.32	3.604	3.664
160	161.05	3.839	3.901
170	164.76	4.072	4.07
180	168.47	4.305	4.33
190	172.16	4.537	4.602
200	175.84	4.769	4.778
210	179.51	5	4.998

ตารางที่ 4.2 ผลการรับสัญญาณของวงจรรับสัญญาณจากอาร์ทีดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสามารถแสดงผลการรับสัญญาณเป็นกราฟ ได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 กราฟแสดงผลการรับสัญญาณของวงจรรับสัญญาณจากอาร์ทีดี

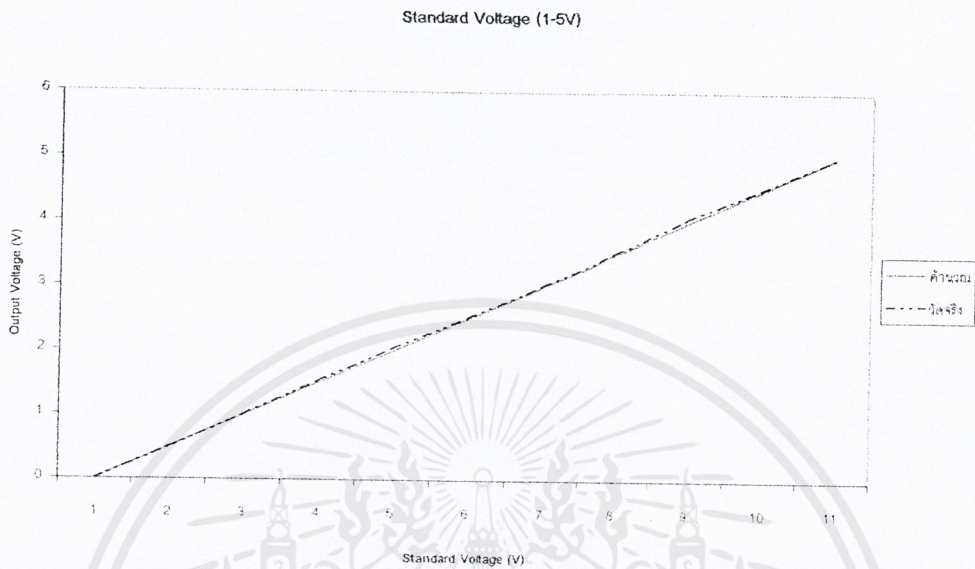
4.2.3 วงจรรับสัญญาณมาตรฐานขนาด 1-5 โวลต์ เป็นวงจรที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณมาตรฐานขนาด 1-5 โวลต์ เป็น 0-5 โวลต์ ซึ่งได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.3

ค่าความต่างศักย์ที่รับมา (V)	ค่าเอาต์พุต (V) (คำนวณ)	ค่าเอาต์พุต (V) (วัดจริง)
1	0	0
1.4	0.5	0.49
1.8	1	1
2.2	1.5	1.53
2.6	2	2.04
3	2.5	2.52
3.4	3	3.02
3.8	3.5	3.52
4.2	4	4.06
4.6	4.5	4.52
5	5	5

ตารางที่ 4.3 ผลการรับสัญญาณของวงจรรับสัญญาณมาตรฐานขนาด 1-5 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ในรูปของกราฟได้ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 กราฟแสดงผลการรับสัญญาณของวงจรรับสัญญาณมาตรฐานขนาด 1-5 โวลต์

4.1.4 วงจรรับสัญญาณมาตรฐานขนาด 4-20 มิลลิแอมป์ เป็นวงจรที่ทำหน้าที่รับสัญญาณมาตรฐาน 4-20 มิลลิแอมป์ แล้วแปลงเป็นสัญญาณขนาด 0-5 โวลต์ โดยผ่านทางวงจร (I/V Converter) จะได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.4

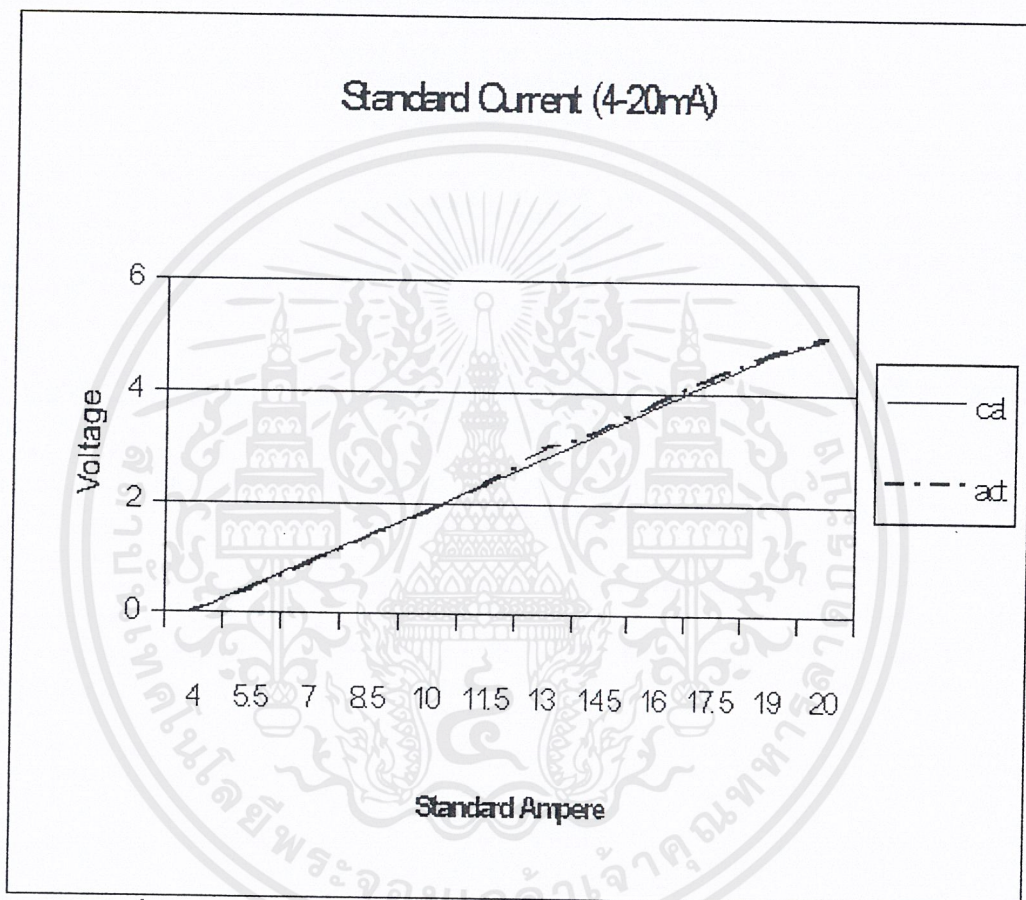
ค่ากระแสที่รับมา (A)	ค่าเอาต์พุต (V) (คำนวณ)	ค่าเอาต์พุต (V) (วัดจริง)
4	0	0.02
5.5	0.469	0.456
7	0.938	0.907
8.5	1.406	1.4
10	1.875	1.845
11.5	2.344	2.344
13	2.813	2.99
14.5	3.281	3.33
16	3.75	3.83
17.5	4.219	4.3
19	4.688	4.712

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

20	5	5.03
----	---	------

ตารางที่ 4.4 ผลการรับสัญญาณมาตรฐานของวงจรรับสัญญาณมาตรฐาน 4-20 mA

ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ของตารางได้ดังกราฟรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 กราฟแสดงผลการรับสัญญาณของวงจรรับสัญญาณมาตรฐาน 4-20 mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

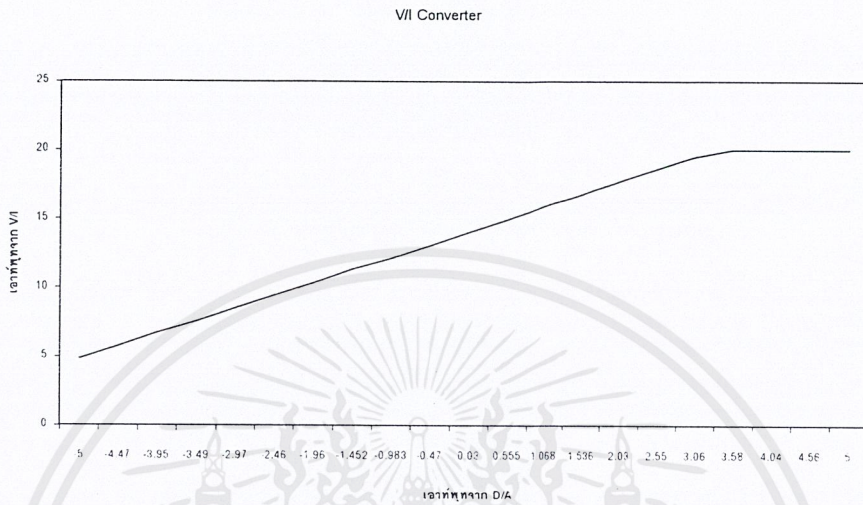
4.2 ผลการทดลองวงจรแปลงความต่างศักย์เป็นกระแส เป็นวงจรแปลงค่าความต่างศักย์ที่มาจากตัวแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอกเป็นกระแส 4-20 มิลลิแอมป์ (ในที่นี้เราจะส่งค่าต่างๆ จากไมโครคอนโทรลเลอร์เข้าไปในตัวแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก แล้ววัดกระแสที่ออกจากวงจร) ได้ผลการทดลองดังนี้

ค่าเอาต์พุตที่ออกจาก D/A	เมื่อผ่านวงจร VI
V.	mA.
-5	4.8
-4.47	5.7
-3.95	6.7
-3.49	7.5
-2.97	8.5
-2.46	9.4
-1.96	10.3
-1.452	11.3
-0.983	12.1
-0.47	13
0.03	14
0.555	14.9
1.068	15.9
1.536	16.7
2.03	17.7
2.55	18.6
3.06	19.5
3.58	20
4.04	20
4.56	20

ตารางที่ 4.5 ผลการแปลงสัญญาณของวงแปลงความต่างศักย์เป็นกระแส 4-20 มิลลิแอมป์

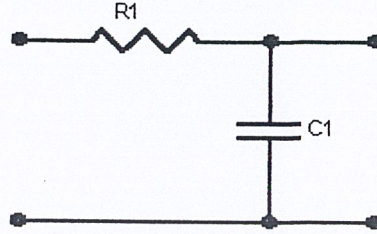
ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ในรูปของกราฟได้ดังรูปที่ 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

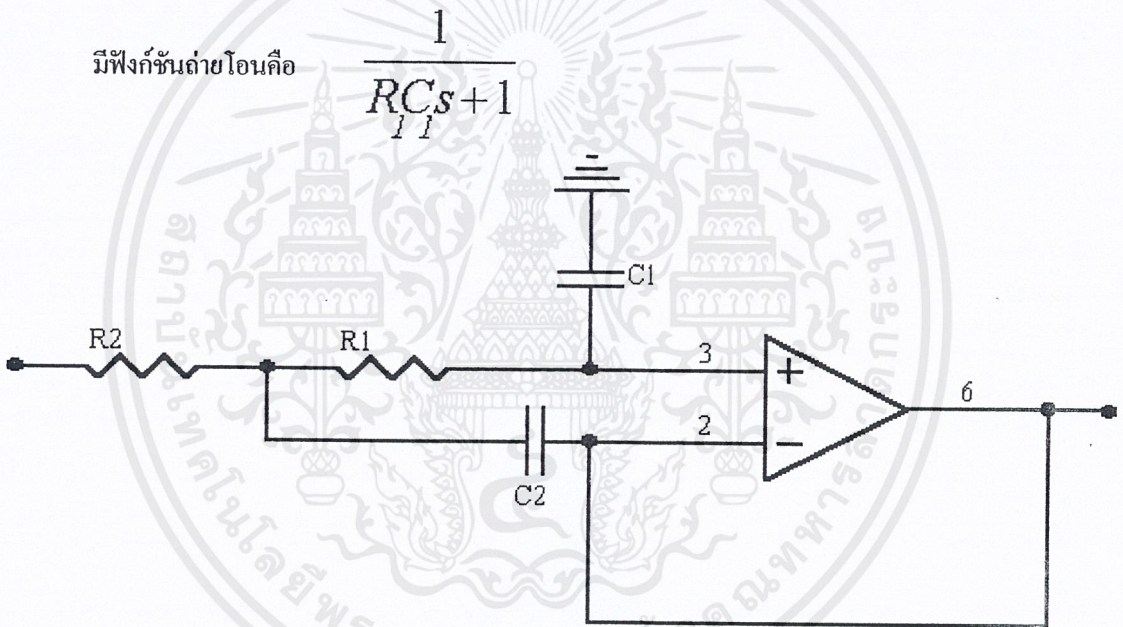


### 4.3 ผลตอบสนองของระบบต่างๆ

ในที่นี้เราสมมติวงจรรีเล็กทรอนิกส์อันดับหนึ่งและอันดับสองแสดงดังรูปที่ 4.6 และ 4.7



รูปที่ 4.6 ระบบรีเล็กทรอนิกส์อันดับหนึ่ง



รูปที่ 4.7 ระบบรีเล็กทรอนิกส์อันดับสอง

มีฟังก์ชันถ่ายโอนคือ

$$\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2 s^2 + (R_1 + R_2) C_1 s + 1}$$

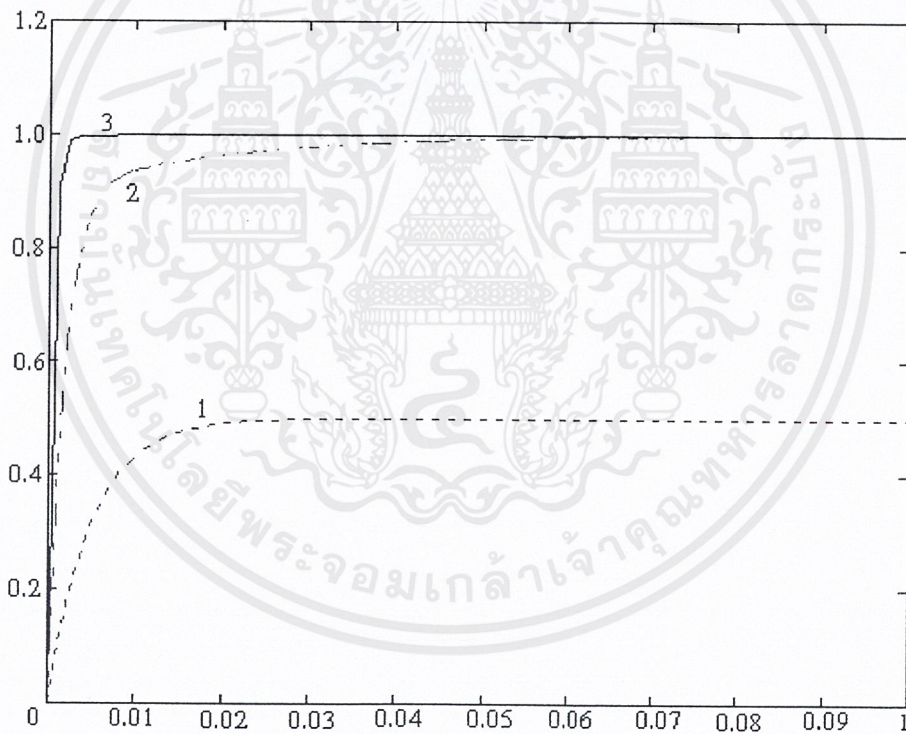
เมื่อทำการทดลองหาค่าคงที่  $K_p$ ,  $T_i$ ,  $T_d$  จากไมโครคอนโทรลเลอร์และโปรแกรม MATLAB จะได้ผลการทดลองดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C1	C2	R1 K	R2 K	ฟังก์ชันถ่ายโอน	MATLAB			ไมโครคอนโทรลเลอร์		
					Kp	Ti	Td	Kp	Ti	Td
1u	-	10	-	$1/(0.01S+1)$	20	0.011	0	5	0.018	0
10u	-	10	-	$1/(0.1S+1)$	5.4	0.099	0	5	0.136	0
1u	10u	10	10	$1/(0.001S^2+0.02S+1)$	1.09	0.03	0.01	1	0.009	0.045
10u	1u	10	10	$1/(0.001S^2+0.2S+1)$	10.8	0.18	0	3	0.082	0
10u	10u	10	10	$1/(0.01S^2+0.2S+1)$	2.83	0.17	0	2	0.078	0.069

ตารางที่ 4.6 ผลการทดลองหาค่าขดเซชของระบบต่างๆ

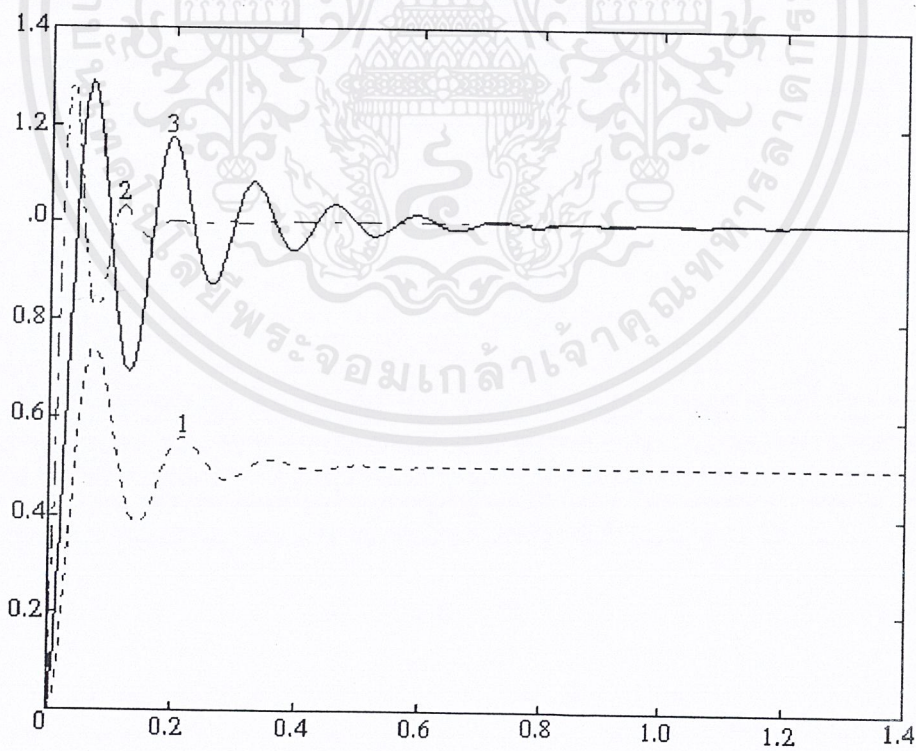
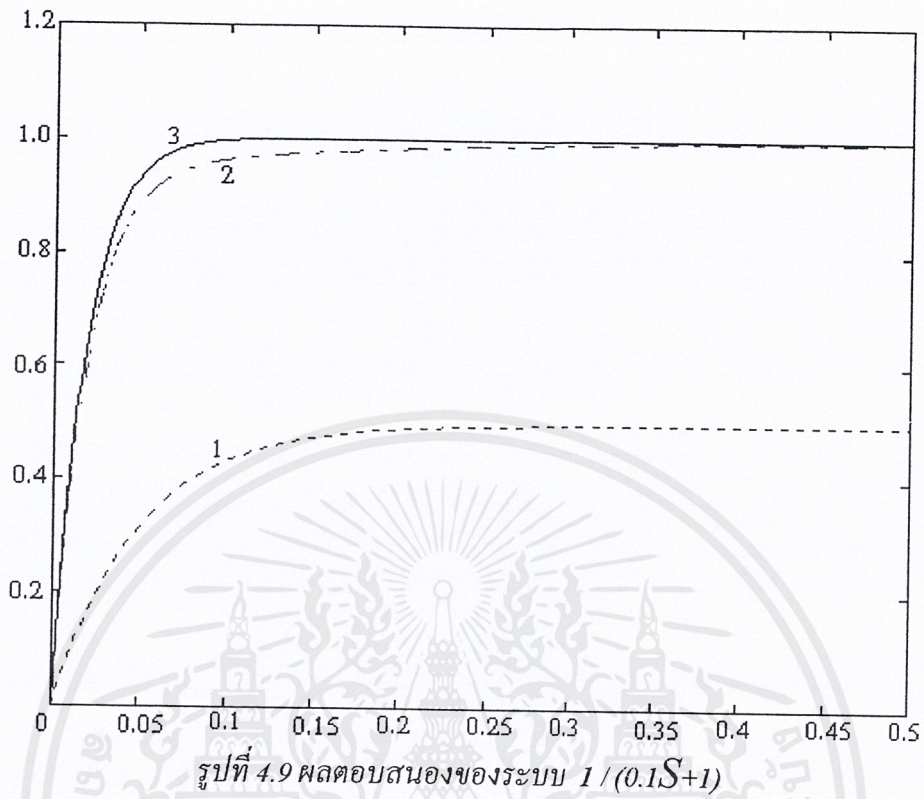
เมื่อนำค่าตัวขดเซชต่างๆมาทำการวาดกราฟในโปรแกรมMATLABจะได้กราฟดังนี้



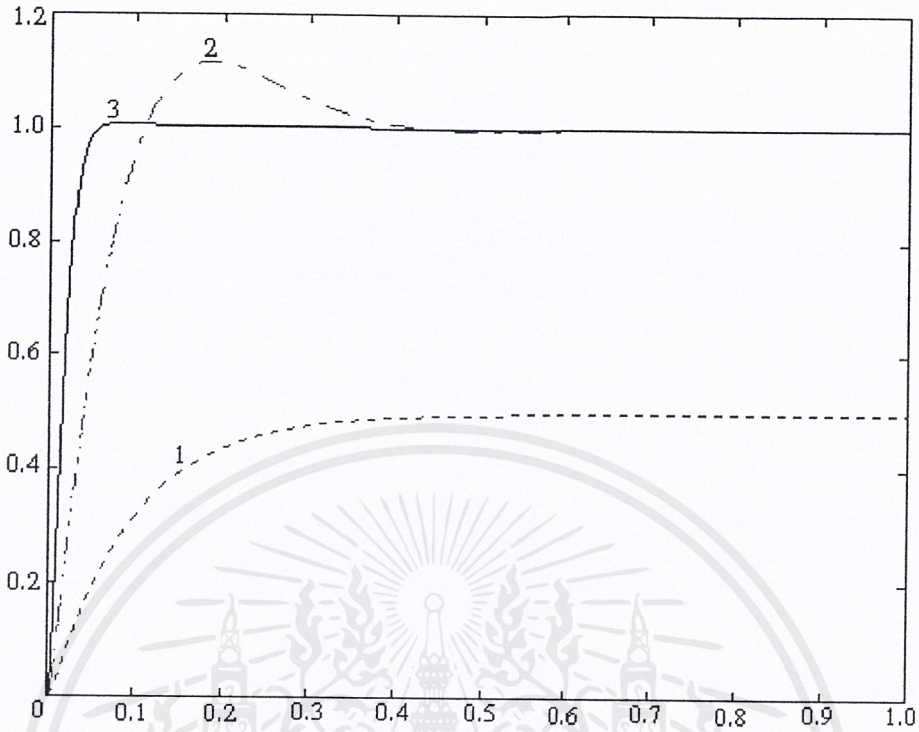
รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองของระบบ  $1/(0.01S+1)$

- 1. คือผลตอบสนองของระบบวงปิดที่ไม่มีตัวขดเซช
- .-.-.- 2. คือผลตอบสนองของระบบวงปิดที่มีตัวขดเซชจากการคำนวณของไมโครคอนโทรลเลอร์
- 3. คือผลตอบสนองของระบบวงปิดที่มีตัวขดเซชจากการคำนวณของโปรแกรมMATLAB

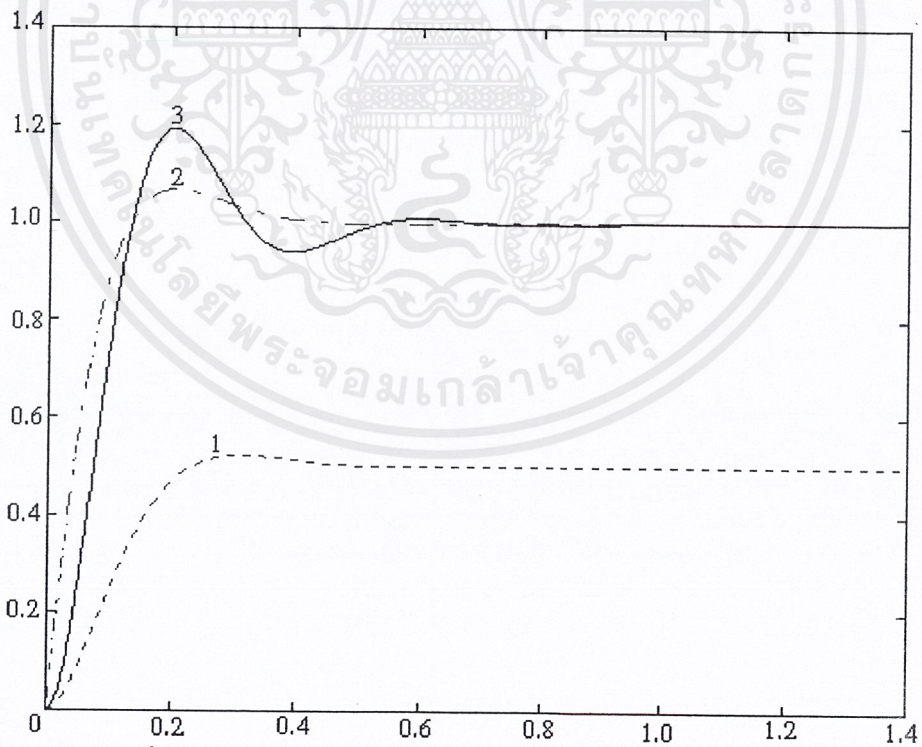
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



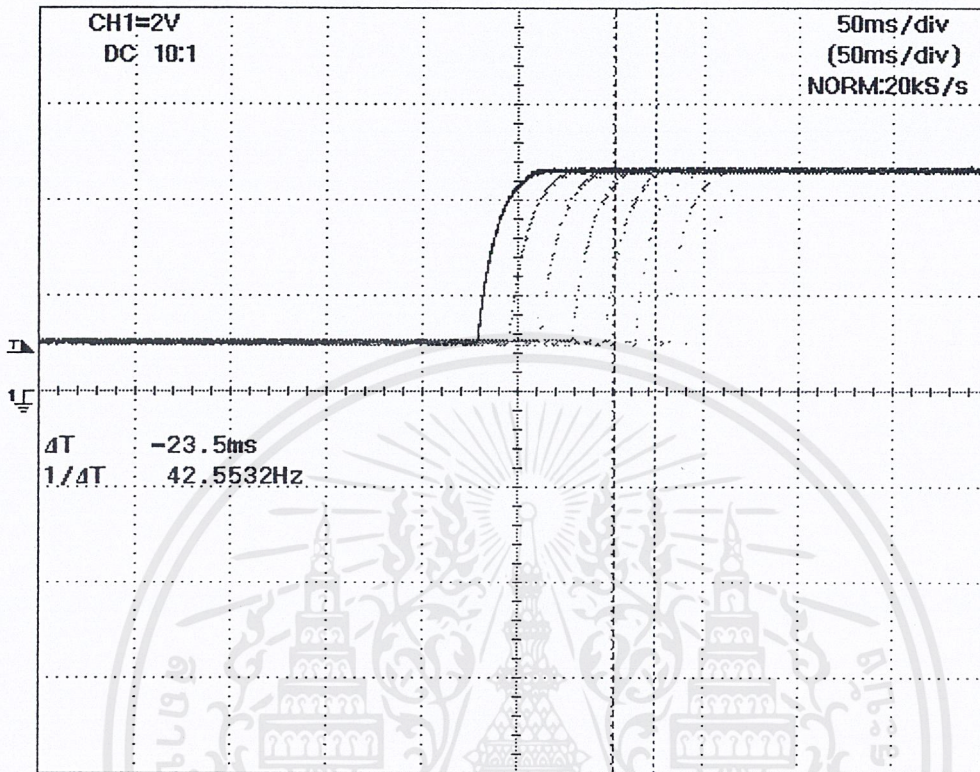
รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองของระบบ  $1 / (0.001S^2 + 0.2S + 1)$



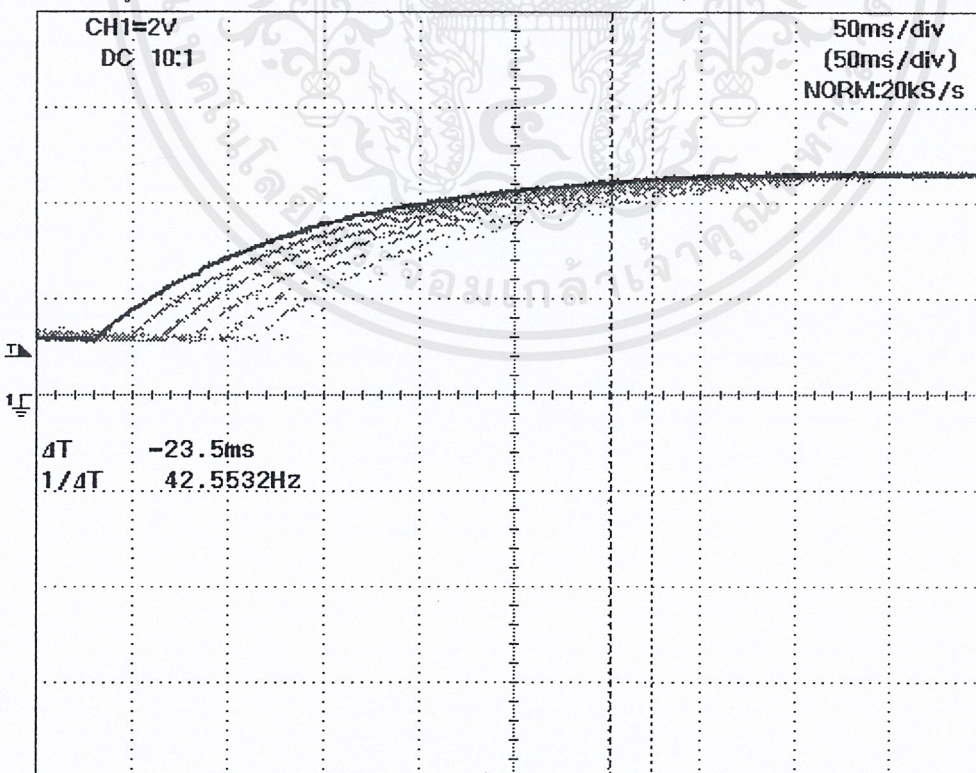
รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองของระบบ  $1 / (0.01S^2 + 0.2S + 1)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการทดลองจริงและวัดผลตอบสนองด้วยสโคปได้ผลการทดลองเป็นดังนี้

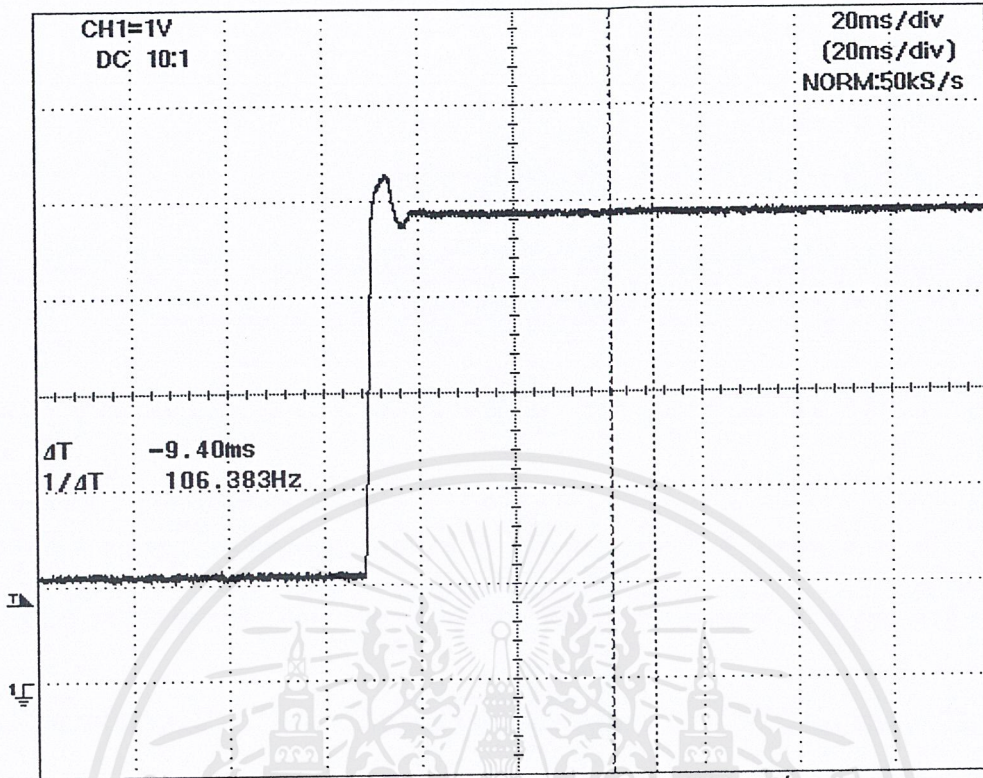


รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองของของระบบ  $1/(0.01s+1)$  เมื่อทำการทดลองจริง

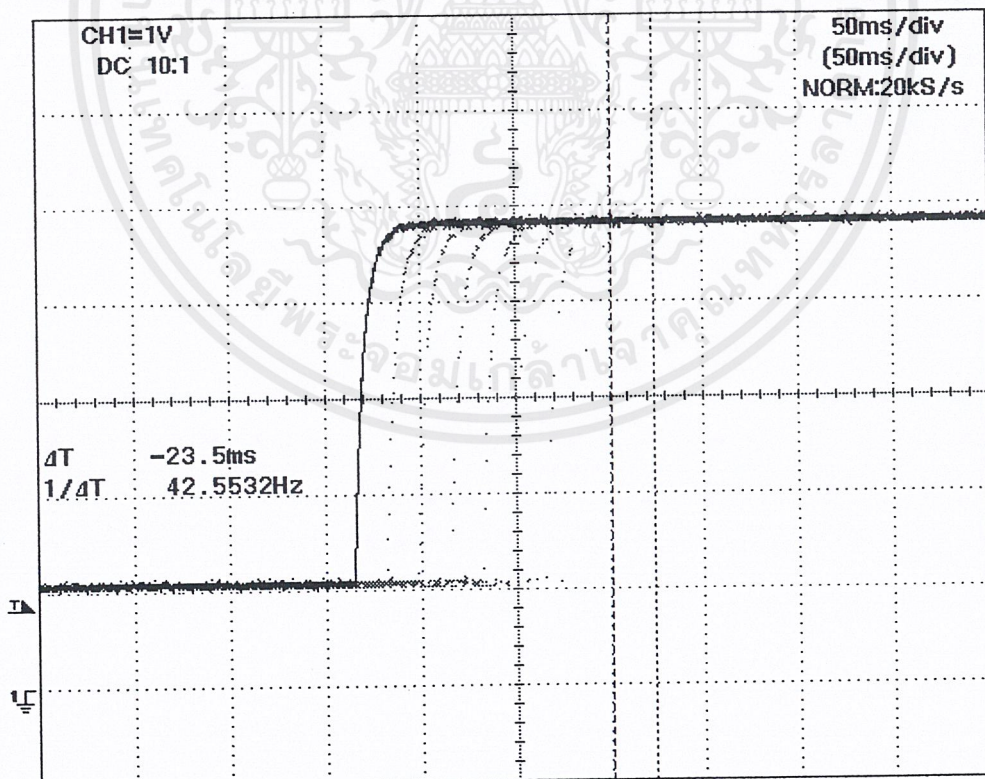


รูปที่ 4.14 ผลตอบสนองของของระบบ  $1/(0.1s+1)$  เมื่อทำการทดลองจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

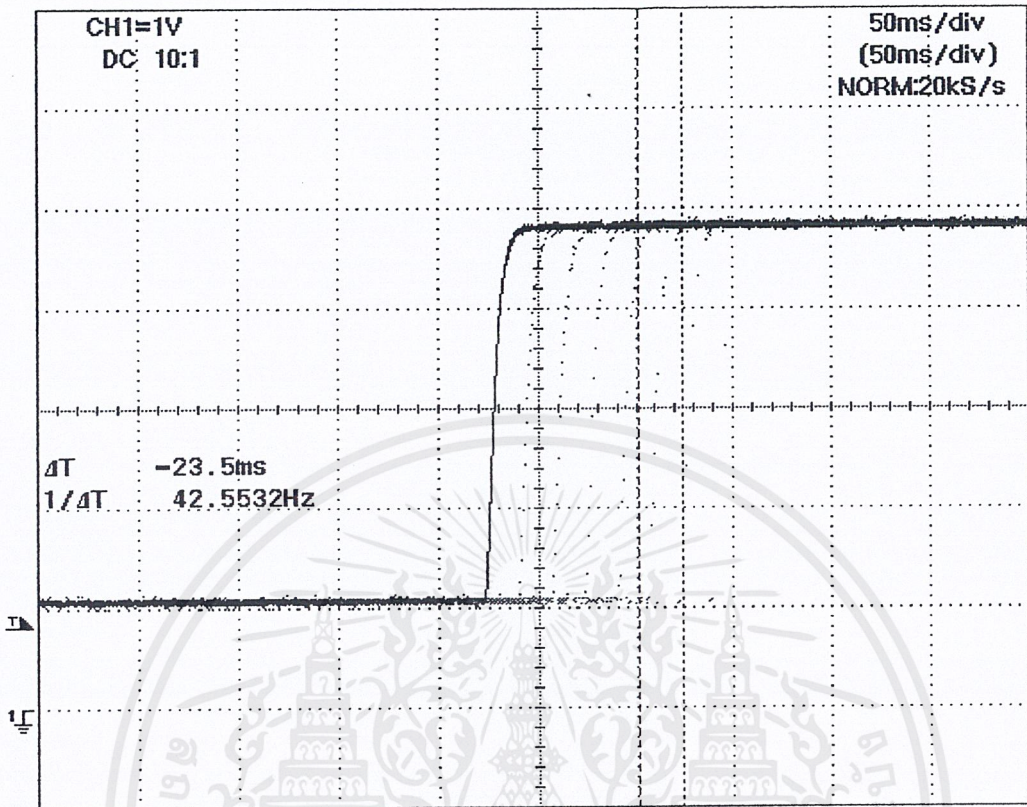


รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองของของระบบ  $1/(0.001S^2+0.02S+1)$  เมื่อทำการทดลองจริง



รูปที่ 4.16 ผลตอบสนองของของระบบ  $1/(0.001S^2+0.2S+1)$  เมื่อทำการทดลองจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 ผลตอบสนองของระบบ  $1/(0.01S^2+0.2S+1)$  เมื่อทำการทดลองจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลอง โดยให้ระบบที่นำมาทดสอบนี้มีค่าเป้าหมายอยู่ที่ 5 โวลต์ (คือ 100% หรือ 255) ซึ่งเมื่อนำผลตอบสนองที่ได้มาเปรียบเทียบกับผลตอบสนองในโปรแกรม MATLAB จะเห็นว่าผลตอบสนองของระบบอันดับหนึ่ง (เส้นที่ 2 รูปที่ 4.8 กับรูปที่ 4.13 และเส้นที่ 2 รูปที่ 4.9 กับรูปที่ 4.14) มีผลเป็นดังนี้

Transfer Function	1/(0.01S+1)		1/(0.1S+1)	
	MATLAB	ทดลองจริง	MATLAB	ทดลองจริง
Rise Time	10 mSec.	20 mSec.	70 mSec.	100 mSec.
Setting Time	30 mSec.	30 mSec.	300 mSec.	370 mSec.
Overshoot	-	-	-	-
Steady-State Output	5 V.	4.5 V.	5 V.	4.5 V.

ตารางที่ 4.7 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของระบบอันดับหนึ่ง

จะเห็นว่าผลตอบสนองของระบบอันดับหนึ่งทั้ง 2 ระบบมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใกล้เคียงกัน

ผลตอบสนองของระบบอันดับสอง (เส้นที่ 2 รูปที่ 4.10 กับรูปที่ 4.15, เส้นที่ 2 รูปที่ 4.11 กับรูปที่ 4.16 และเส้นที่ 2 รูปที่ 4.12 กับรูปที่ 4.17) มีผลเป็นดังนี้

Transfer Function	1/(0.001S^2+0.02S+1)		1/(0.001S^2+0.2S+1)		1/(0.01S^2+0.2S+1)	
	MATLAB	ทดลองจริง	MATLAB	ทดลองจริง	MATLAB	ทดลองจริง
Rise Time	20 mSec.	4 mSec.	0.1 Sec.	20 mSec.	0.1 Sec.	20 mSec.
Setting Time	0.2 Sec.	20 mSec.	0.4 Sec.	30 mSec.	0.4 Sec.	20 mSec.
Maximum Overshoot	6.25 V	5.6 V.	5.5 V.	-	5.4 V.	-
Steady-State Output	5 V.	4.9 V.	5 V.	4.9 V.	5 V.	4.9 V.

ตารางที่ 4.8 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของระบบอันดับสอง

จะเห็นว่าผลตอบสนองของระบบอันดับสองค่อนข้างจะแตกต่างกันมากเนื่องจากไมโครคอนโทรลเลอร์จะเริ่มคำนวณสัญญาณควบคุมเมื่อค่าความผิดพลาดไม่เกิน 20% ของค่าเป้าหมาย โดยในขณะที่ค่าความผิดพลาดมากกว่า 20% คอนโทรลเลอร์จะส่งค่า 255 ให้กับระบบ เพื่อหลีกเลี่ยงการคำนวณแล้วเกิด overflow และเมื่อส่งสัญญาณควบคุมค่าที่คำนวณได้จึงมีค่าไม่เกิน 255 ซึ่งเป็นค่าสูงสุดที่คอนโทรลเลอร์สามารถคำนวณได้ ดังนั้น overshoot ที่ได้จึงน้อยกว่าในโปรแกรม MATLAB อีกทั้งในการคำนวณโดยคอนโทรลเลอร์นั้น ค่าเศษจากการหารจะปิดทิ้งทุกครั้ง ทำให้สัญญาณควบคุมมีค่าน้อยกว่าค่าที่มาจากการคำนวณ

## บทที่ 5

### สรุปและวิเคราะห์

#### สรุปผลการดำเนินงาน

ในการดำเนินงานตลอดระยะเวลาที่ผ่านมาสามารถสรุปการทำงานได้ดังนี้

#### 1. ส่วนวงจรรับอินพุท

- ศึกษาการทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ เช่น ตัวต้านทาน(Resistance), ออปแอมป์(Op-Amp)
- ศึกษาการทำงานและชนิดของอุปกรณ์วัดอุณหภูมิ ได้แก่ อาร์ทีดี และ เทอร์โมคัปเปิล
- ศึกษาและออกแบบวงจรรับอินพุทชนิดต่างๆ ได้แก่ วงจรแปลงสัญญาณกระแสเป็นความต่างศักย์ (IV Converter) และ วงจรบริดจ์ (Bridge)
- ศึกษาทฤษฎีของออปแอมป์ และการประยุกต์ใช้ออปแอมป์มาเป็นวงจรต่างๆ เช่น วงจรกลับเฟส (Inverting Amp.), วงจรรวมกระแส (Summeing Amp.), วงจรบัฟเฟอร์ความต่างศักย์(Voltage Buffer)
- ศึกษาการทำงานของตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล (Analog to Digital Converter)
- ปรับปรุงวงจรรับอินพุทชนิดต่าง ๆ ให้มีความผิดพลาดน้อยที่สุด

#### 2. ส่วนโปรแกรม

- ศึกษาและเลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 89C52
- ศึกษาการทำงานของ 8255 และการใช้งานร่วมกับ 89C52
- ศึกษาการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอชนิดหาค่าแบบอัตโนมัติ
- ศึกษาการใช้งาน ADC 0809
- เขียนโปรแกรมในการสร้างสัญญาณเสต็ป ให้กับกระบวนการอิเล็กทรอนิกส์จำลอง (Electronic Process) และกำหนดค่าคาบการสุ่มสัญญาณ ให้กับ ADC เพื่อรับสัญญาณจาก กระบวนการประมวลผลโดยไมโครคอนโทรลเลอร์
- เขียนโปรแกรมให้ไมโครคอนโทรลเลอร์คำนวณหาค่า  $K_p$  ,  $T_i$  , และ  $T_d$

#### 3. ส่วนวงจรเอาต์พุท

- ศึกษาการทำงานของตัวแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาลอก(Digital to Analog Converter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ศึกษาการทำงานและออกแบบวงจรแปลงสัญญาณความต่างศักย์เป็นกระแส(V/I Converter)

### ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางการแก้ปัญหา

#### 1. ส่วนรับอินพุท

ปัญหาที่เกิดขึ้นส่วนใหญ่มักจะเกิดจากความไม่เที่ยงตรง (Linearity) ของอุปกรณ์ต่างๆ ได้แก่ ความต้านทาน, ออปแอมป์ และความผิดพลาดจากตัวอุปกรณ์ต่างๆ เช่น ค่าความผิดพลาดของความต้านทานสูงทำให้อัตราขยายของออปแอมป์ไม่เป็นไปตามที่เราต้องการ ออปแอมป์มีค่าออฟเซตทำให้ค่าที่วัดได้ผิดไปจากค่าที่คำนวณตามทฤษฎี อุปกรณ์วัดสัญญาณมีความละเอียดไม่เพียงพอในการวัดสัญญาณจากเทอร์โมคัปเปิล โดยเฉพาะในวงจรรับสัญญาณจากอาร์ทีดี ที่ค่าความต้านทานมักจะมีการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ ทำให้ค่าที่วัดได้เกิดความผิดพลาด (Error) ได้

สามารถแก้ไขได้ โดยการใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีความเป็นเชิงเส้น และออปแอมป์ที่สามารถแก้ออฟเซตได้ ใช้ค่าความต้านทานที่มีความคลาดเคลื่อนน้อยๆ รวมทั้งการใช้อุปกรณ์วัดที่มีความละเอียดสูงเพื่อใช้วัดสัญญาณต่างๆ ที่มีขนาดเล็กได้ อย่างเช่นสัญญาณของเทอร์โมคัปเปิล ซึ่งมีหน่วยเป็นมิลลิโวลต์

มีสัญญาณรบกวนวงจรอินพุททำให้สัญญาณที่วัดได้จากกระบวนการมีความผิดพลาดเกิด Distortion

#### 2. ส่วนโปรแกรม

เนื่องจากรีจิสเตอร์ที่ใช้เก็บจำนวนค่าการสุ่มเป็นขนาด 8 บิตจึงไม่สามารถนับจำนวนได้เกิน 255 ครั้งหรือประมาณไม่เกิน 0.3 วินาทีดังนั้นตัวควบคุมพีไอดีอันนี้สามารถควบคุมระบบที่มีค่าคงที่เวลาไม่เกิน 0.3 วินาที

เนื่องจากเอ็มซีเอส-51 เก็บค่าไว้ในรีจิสเตอร์เป็นจำนวนเต็มเมื่อต้องคำนวณเป็นทศนิยมจึงค่อนข้างยุ่งยาก โดยต้องทำเลขทศนิยมเป็นจำนวนเต็มและเมื่อเวลาใช้งานต้องหารด้วย 10 หรือ 100 หรือ 1000 ก่อนนำไป บวก,ลบ,คูณ,หารกันต่อไป

เนื่องจากค่าที่เก็บในรีจิสเตอร์สูงสุดไม่เกิน255ดังนั้นจึงไม่สามารถหาทศนิยมตำแหน่งที่3 ได้จึงต้องยอมให้มีค่าเพียงทศนิยม2ตำแหน่งและทำการคำนวณเพียง2ตำแหน่ง

เนื่องจากการเขียนโปรแกรมด้วยภาษา Assembly มีความสามารถจำกัดในการบวก, ลบ, คูณ, หารเลขคือทำได้เฉพาะเลขจำนวนเต็มและมีค่าไม่เกิน 255 ซึ่งเป็นเลขขนาด 1 ไบต์ ทำให้การเก็บข้อมูลทั้งที่เป็นเลขจำนวนเต็มมาก ๆ และเลขทศนิยมเป็นไปอย่างไม่สมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากการเขียนโปรแกรมด้วยภาษา Assembly มีความสามารถจำกัดในการตรวจสอบ หากผลที่ได้ไม่เป็นตามที่ต้องการหรือคาดคะเนจะทำการตรวจสอบได้ยากซึ่งอาจเป็นปัญหาเนื่องจากส่วนของฮาร์ดแวร์ด้วย เช่นถ้าให้ A/D ทำงานกับสัญญาณคล็อกที่ 800 เฮิร์ตจะใช้เวลาในการส่งค่าออกมาอาจส่งค่าไม่ทันภายใน 1.2 มิลลิวินาที แต่เมื่อเปลี่ยนสัญญาณคล็อกเป็นที่ 800 กิโลเฮิร์ต A/D จะทำงานได้เร็วขึ้นและทำให้ส่งค่าได้ทัน

### ส่วนการทดลอง

การทดลองทำโดยสร้างวงจรถอนิกที่ขึ้นมาแทนกระบวนการจริงและสร้างสัญญาณอินพุตเป็นขั้นบันได(Step) ส่งเข้าไปทางอินพุตแล้วนำสัญญาณเอาต์พุตเข้าสู่ A/D โดยตรงเนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดเป็น 0-5 โวลต์และวงจรถอนิกไม่มีวงจรรับสัญญาณดังกล่าวและไม่สามารถเพิ่มช่องรับสัญญาณที่ A/D เนื่องจากขาเลือกช่องสัญญาณไม่เพียงพอจึงต้องสลับกันใช้ช่องของสัญญาณอินพุตในที่นี้เลือกใช้ขา In-2 (รับสัญญาณจากวงจรแปลง 1-5 โวลต์เป็น 0-5 โวลต์)

วงจรถอนิกที่สร้างขึ้นมานั้นยังมีสัญญาณรบกวนเข้ามาเมื่อ A/D ทำการแปลงสัญญาณนั้นทำให้ค่าที่ได้จาก A/D มีความผิดพลาดบ้าง

ในทางปฏิบัติจริงค่าสูงสุดที่ออกจากวงจรเอาต์พุตจะไม่เกิน 255 (5 โวลต์) เพราะตัวควบคุมมีขนาด 8 บิตทำให้อาจมีค่าความผิดพลาดสูง ค่าขีดเขตที่ควรจะมีสูงกว่า 5 โวลต์จะส่งออกมาได้จริงเพียง 5 โวลต์อาจทำให้ผลตอบสนองที่วัดได้จากสโคปมีค่าคงที่เวลาไม่เท่ากับค่าที่ได้จากการคำนวณของ MATLAB

### แนวทางการพัฒนาในอนาคต

เครื่องวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอดีชนิดหาค่าอัตโนมัติ เป็นเครื่องช่วยหาค่าพารามิเตอร์พีไอดีที่ต้องใช้ปรับให้กับตัวควบคุมพีไอดีเพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่ดีเท่านั้น ซึ่งสามารถช่วยแก้ปัญหาการขาดแคลนผู้ชำนาญและลดเวลาในการปรับค่าพารามิเตอร์พีไอดีลงได้ระดับหนึ่ง พารามิเตอร์ที่ได้นี้อาจใช้ได้ผลที่ไม่ดีเท่าที่ควรในบางกระบวนการ เช่น ในบางกระบวนการอาจไม่ต้องการผลตอบสนองที่มี Overshoot เลยหรือในบางกระบวนการอาจมีการเปลี่ยนแปลงค่าเป้าหมายบ่อยทำให้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมอาจไม่เหมาะสมกับค่าเป้าหมายบางค่า หรือในกรณีที่ระบบมีค่าคงที่เวลาสูงมาก ซึ่งในสภาวะนี้อาจจะใช้การคำนวณแบบ Adaptive Control เข้ามาช่วยในการหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ นอกจากนี้ยังอาจเพิ่มส่วนของการคำนวณโดยอาจใช้วิธี Optimal Control, Fuzzy Control ฯลฯ ซึ่งจะมีความสลับซับซ้อนเพิ่มขึ้นไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ADC0808/ADC0809

## 8-Bit $\mu$ P Compatible A/D Converters with 8-Channel Multiplexer

### General Description

The ADC0808, ADC0809 data acquisition component is a monolithic CMOS device with an 8-bit analog-to-digital converter, 8-channel multiplexer and microprocessor compatible control logic. The 8-bit A/D converter uses successive approximation as the conversion technique. The converter features a high impedance chopper stabilized comparator, a 256R voltage divider with analog switch tree and a successive approximation register. The 8-channel multiplexer can directly access any of 8 single-ended analog signals.

The device eliminates the need for external zero and full-scale adjustments. Easy interfacing to microprocessors is provided by the latched and decoded multiplexer address inputs and latched TTL TRI-STATE<sup>®</sup> outputs.

The design of the ADC0808, ADC0809 has been optimized by incorporating the most desirable aspects of several A/D conversion techniques. The ADC0808, ADC0809 offers high speed, high accuracy, minimal temperature dependence, excellent long-term accuracy and repeatability, and consumes minimal power. These features make this device ideally suited to applications from process and machine control to consumer and automotive applications. For 16-channel multiplexer with common output (sample/hold port) see ADC0816 data sheet. (See AN-247 for more information.)

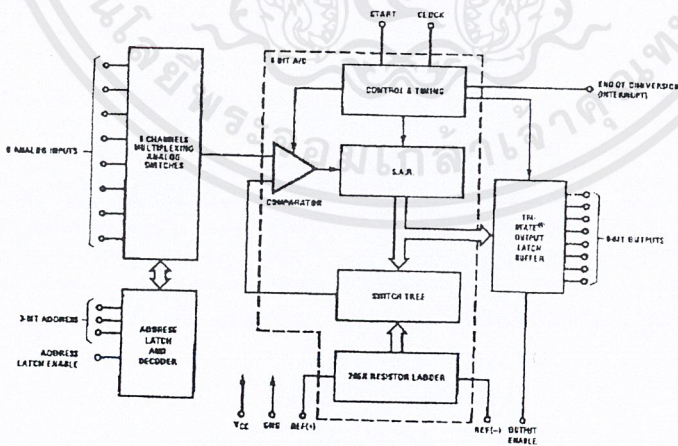
### Features

- Easy interface to all microprocessors
- Operates ratiometrically or with 5 V<sub>OC</sub> or analog span adjusted voltage reference
- No zero or full-scale adjust required
- 8-channel multiplexer with address logic
- 0V to 5V input range with single 5V power supply
- Outputs meet TTL voltage level specifications
- Standard hermetic or molded 28-pin DIP package
- 28-pin molded chip carrier package
- ADC0808 equivalent to MM74C949
- ADC0809 equivalent to MM74C949-1

### Key Specifications

- |                          |                               |
|--------------------------|-------------------------------|
| ■ Resolution             | 8 Bits                        |
| ■ Total Unadjusted Error | $\pm 1/2$ LSB and $\pm 1$ LSB |
| ■ Single Supply          | 5 V <sub>OC</sub>             |
| ■ Low Power              | 15 mW                         |
| ■ Conversion Time        | 100 $\mu$ s                   |

### Block Diagram



See Ordering Information

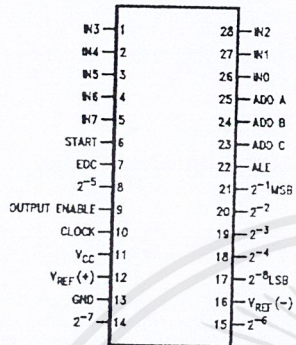
TRI-STATE<sup>®</sup> is a registered trademark of National Semiconductor Corp.

ADC0808/ADC0809 8-Bit  $\mu$ P Compatible A/D Converters with 8-Channel Multiplexer

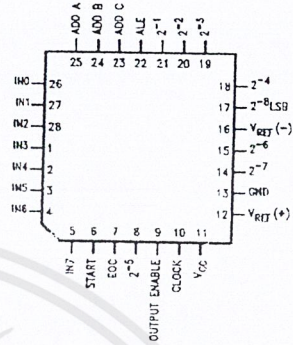
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Connection Diagrams

Dual-In-Line Package



Molded Chip Carrier Package



D9005672-11

D9319472-12

Order Number ADC0808CCN or ADC0809CCN  
See NS Package J28A or N28A

Order Number ADC0808CCV or ADC0809CCV  
See NS Package V28A

### Ordering Information

TEMPERATURE RANGE		-40°C to +85°C			-55°C to +125°C
Error	±½ LSB Unadjusted	ADC0808CCN	ADC0808CCV	ADC0808CCJ	ADC0808CJ
	±1 LSB Unadjusted	ADC0809CCN	ADC0809CCV		
Package Outline		N28A Molded DIP	V28A Molded Chip Carrier	J28A Ceramic DIP	J26A Ceramic DIP

### Absolute Maximum Ratings (Notes 2, 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (V <sub>CC</sub> ) (Note 3)	6.5V
Voltage at Any Pin	-0.3V to (V <sub>CC</sub> +0.3V)
Except Control Inputs	
Voltage at Control Inputs (START, OE, CLOCK, ALE, ADD A, ADD B, ADD C)	-0.3V to +15V
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at T <sub>A</sub> =25°C	875 mW
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (plastic)	260°C

Dual-In-Line Package (ceramic)	300°C
Molded Chip Carrier Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
ESD Susceptibility (Note 8)	400V

### Operating Conditions (Notes 1, 2)

Temperature Range (Note 1)	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>A</sub> ≤ T <sub>MAX</sub>
ADC0808CCN, ADC0809CCN	-40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +85°C
ADC0808CCV, ADC0809CCV	-40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +85°C
Range of V <sub>CC</sub> (Note 1)	4.5 V <sub>DC</sub> to 6.0 V <sub>DC</sub>

### Electrical Characteristics

Converter Specifications: V<sub>CC</sub>=5 V<sub>DC</sub>=V<sub>REF(+)</sub>, V<sub>REF(-)</sub>=GND, T<sub>MIN</sub> ≤ T<sub>A</sub> ≤ T<sub>MAX</sub> and f<sub>CLK</sub>=640 kHz unless otherwise stated.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
	ADC0808					
	Total Unadjusted Error (Note 5)	25°C			±½	LSB
		T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>			±¾	LSB
	ADC0809					
	Total Unadjusted Error (Note 5)	0°C to 70°C			±1	LSB
		T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>			±1¼	LSB
	Input Resistance	From Ref(+) to Ref(-)	1.0	2.5		kΩ
	Analog Input Voltage Range	(Note 4) V(+) or V(-)	GND-0.10		V <sub>CC</sub> +0.10	V <sub>DC</sub>
V <sub>REF(+)</sub>	Voltage, Top of Ladder	Measured at Ref(+)		V <sub>CC</sub>	V <sub>CC</sub> +0.1	V
$\frac{V_{REF(+)} + V_{REF(-)}}{2}$	Voltage, Center of Ladder		V <sub>CC</sub> /2-0.1	V <sub>CC</sub> /2	V <sub>CC</sub> /2+0.1	V
V <sub>REF(-)</sub>	Voltage, Bottom of Ladder	Measured at Ref(-)	-0.1	0		V
I <sub>IN</sub>	Comparator Input Current	f <sub>c</sub> =640 kHz, (Note 6)	-2	±0.5	2	µA

### Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV, 4.75 ≤ V<sub>CC</sub> ≤ 5.25V, -40°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +85°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>ANALOG MULTIPLEXER</b>						
I <sub>OFF(+)</sub>	OFF Channel Leakage Current	V <sub>CC</sub> =5V, V <sub>IN</sub> =5V, T <sub>A</sub> =25°C		10	200	nA
		T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>			1.0	µA
I <sub>OFF(-)</sub>	OFF Channel Leakage Current	V <sub>CC</sub> =5V, V <sub>IN</sub> =0, T <sub>A</sub> =25°C	-200	-10		nA
		T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>	-1.0			µA
<b>CONTROL INPUTS</b>						
V <sub>IN(1)</sub>	Logical "1" Input Voltage		V <sub>CC</sub> -1.5			V
V <sub>IN(0)</sub>	Logical "0" Input Voltage				1.5	V
I <sub>IN(1)</sub>	Logical "1" Input Current (The Control Inputs)	V <sub>IN</sub> =15V			1.0	µA
I <sub>IN(0)</sub>	Logical "0" Input Current (The Control Inputs)	V <sub>IN</sub> =0	-1.0			µA
I <sub>CC</sub>	Supply Current	f <sub>CLK</sub> =640 kHz		0.3	3.0	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ADC0808/ADC0809

### Electrical Characteristics (Continued)

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV,  $4.75 \leq V_{CC} \leq 5.25V$ ,  $-40^{\circ}C \leq T_A \leq 85^{\circ}C$  unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>DATA OUTPUTS AND EOC (INTERRUPT)</b>						
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$V_{CC} = 4.75V$ $I_{OUT} = -360\mu A$ $I_{OUT} = -10\mu A$		2.4 4.5		V(min) V(min)
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$I_O = 1.6 mA$			0.45	V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage EOC	$I_O = 1.2 mA$			0.45	V
$I_{OUT}$	TRI-STATE Output Current	$V_O = 5V$ $V_O = 0$	-3		3	$\mu A$ $\mu A$

### Electrical Characteristics

Timing Specifications  $V_{CC} = V_{REF(+)} = 5V$ ,  $V_{REF(-)} = GND$ ,  $t_r = t_f = 20 ns$  and  $T_A = 25^{\circ}C$  unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$t_{WS}$	Minimum Start Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
$t_{WALE}$	Minimum ALE Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
$t_s$	Minimum Address Set-Up Time	(Figure 5)		25	50	ns
$t_H$	Minimum Address Hold Time	(Figure 5)		25	50	ns
$t_D$	Analog MUX Delay Time From ALE	$R_S = 0\Omega$ (Figure 5)		1	2.5	$\mu s$
$t_{HI}, t_{HO}$	OE Control to Q Logic State	$C_L = 50 pF$ , $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
$t_{HI}, t_{OH}$	OE Control to Hi-Z	$C_L = 10 pF$ , $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
$t_c$	Conversion Time	$f_c = 640 kHz$ , (Figure 5) (Note 7)	90	100	116	$\mu s$
$f_c$	Clock Frequency		10	640	1280	kHz
$t_{EOC}$	EOC Delay Time	(Figure 5)	0		8+2 $\mu s$	Clock Periods
$C_{IN}$	Input Capacitance	All Control Inputs		10	15	pF
$C_{OUT}$	TRI-STATE Output Capacitance	All TRI-STATE Outputs		10	15	pF

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: All voltages are measured with respect to GND, unless otherwise specified.

Note 3: A zener diode exists, internally, from  $V_{CC}$  to GND and has a typical breakdown voltage of  $7 V_{OC}$ .

Note 4: Two on-chip diodes are tied to each analog input which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the  $V_{CC}$  supply. The spec allows 100 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog  $V_{IN}$  does not exceed the supply voltage by more than 100 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0V<sub>DC</sub> to 5V<sub>DC</sub> input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of  $4.900 V_{DC}$  over temperature variations, initial tolerance and loading.

Note 5: Total unadjusted error includes offset, full-scale, linearity, and multiplexer errors. See Figure 3. None of these A/Ds requires a zero or full-scale adjust. However, if an all zero code is desired for an analog input other than 0.0V, or if a narrow full-scale span exists (for example: 0.5V to 4.5V full-scale) the reference voltages can be adjusted to achieve this. See Figure 13.

Note 6: Comparator input current is a bias current into or out of the chopper stabilized comparator. The bias current varies directly with clock frequency and has little temperature dependence (Figure 6). See paragraph 4.0.

Note 7: The outputs of the data register are updated one clock cycle before the rising edge of EOC.

Note 8: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k $\Omega$  resistor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Functional Description

**Multiplexer.** The device contains an 8-channel single-ended analog signal multiplexer. A particular input channel is selected by using the address decoder. Table 1 shows the input states for the address lines to select any channel. The address is latched into the decoder on the low-to-high transition of the address latch enable signal.

TABLE 1.

SELECTED ANALOG CHANNEL	ADDRESS LINE		
	C	B	A
IN0	L	L	L
IN1	L	L	H
IN2	L	H	L
IN3	L	H	H
IN4	H	L	L
IN5	H	L	H
IN6	H	H	L
IN7	H	H	H

## CONVERTER CHARACTERISTICS

### The Converter

The heart of this single chip data acquisition system is its 8-bit analog-to-digital converter. The converter is designed to give fast, accurate, and repeatable conversions over a wide range of temperatures. The converter is partitioned into 3 major sections: the 256R ladder network, the successive approximation register, and the comparator. The converter's digital outputs are positive true.

The 256R ladder network approach (Figure 1) was chosen over the conventional R/2R ladder because of its inherent mononicity, which guarantees no missing digital codes. Mononicity is particularly important in closed loop feedback control systems. A non-monotonic relationship can cause oscillations that will be catastrophic for the system. Additionally, the 256R network does not cause load variations on the reference voltage.

The bottom resistor and the top resistor of the ladder network in Figure 1 are not the same value as the remainder of the network. The difference in these resistors causes the output characteristic to be symmetrical with the zero and full-scale points of the transfer curve. The first output transition occurs when the analog signal has reached +1/2 LSB and succeeding output transitions occur every 1 LSB later up to full-scale.

The successive approximation register (SAR) performs 8 iterations to approximate the input voltage. For any SAR type converter, n-iterations are required for an n-bit converter. Figure 2 shows a typical example of a 3-bit converter. In the ADC0808, ADC0809, the approximation technique is extended to 8 bits using the 256R network.

The A/D converter's successive approximation register (SAR) is reset on the positive edge of the start conversion (SC) pulse. The conversion is begun on the falling edge of the start conversion pulse. A conversion in process will be interrupted by receipt of a new start conversion pulse. Continuous conversion may be accomplished by tying the end-of-conversion (EOC) output to the SC input. If used in this mode, an external start conversion pulse should be applied after power up. End-of-conversion will go low between 0 and 8 clock pulses after the rising edge of start conversion.

The most important section of the A/D converter is the comparator. It is this section which is responsible for the ultimate accuracy of the entire converter. It is also the comparator drift which has the greatest influence on the repeatability of the device. A chopper-stabilized comparator provides the most effective method of satisfying all the converter requirements.

The chopper-stabilized comparator converts the DC input signal into an AC signal. This signal is then fed through a high gain AC amplifier and has the DC level restored. This technique limits the drift component of the amplifier since the drift is a DC component which is not passed by the AC amplifier. This makes the entire A/D converter extremely insensitive to temperature, long term drift and input offset errors.

Figure 4 shows a typical error curve for the ADC0808 as measured using the procedures outlined in AN-179.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Description (Continued)

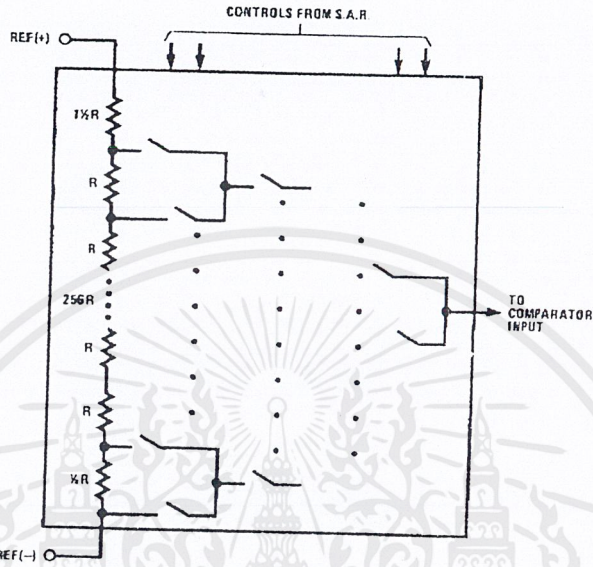


FIGURE 1. Resistor Ladder and Switch Tree

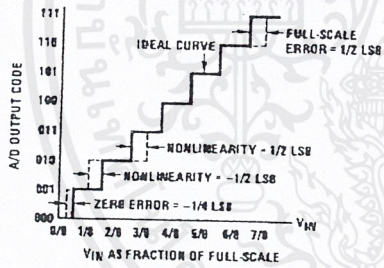


FIGURE 2. 3-Bit A/D Transfer Curve

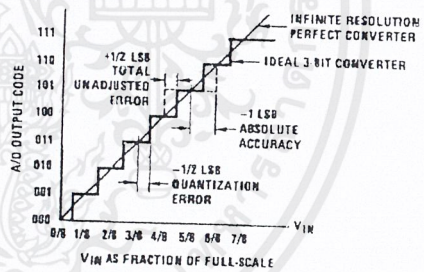


FIGURE 3. 3-Bit A/D Absolute Accuracy Curve

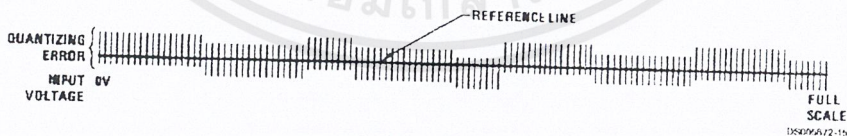


FIGURE 4. Typical Error Curve

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Timing Diagram

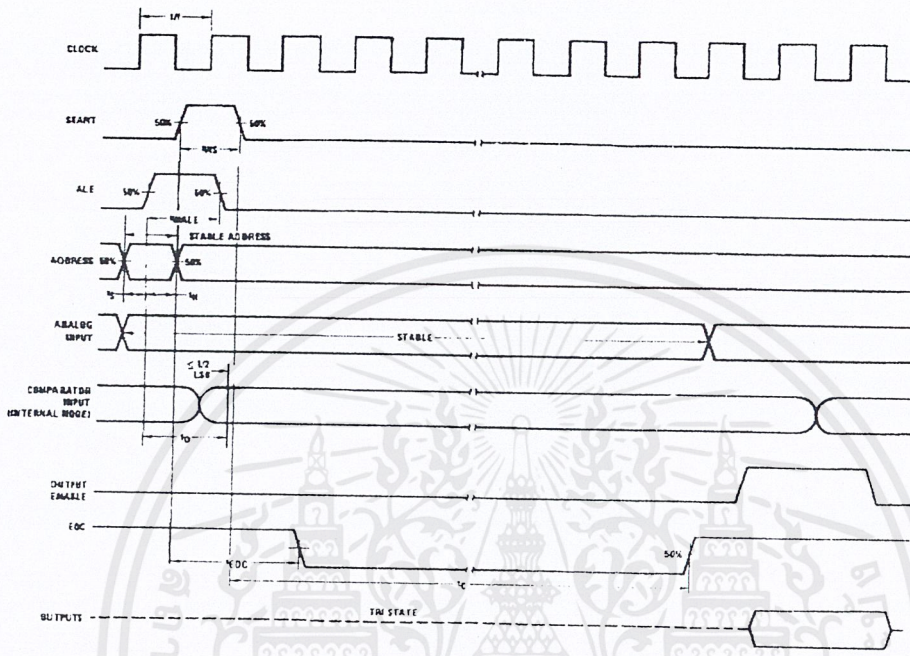


FIGURE 5.

DR000674

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Typical Performance Characteristics

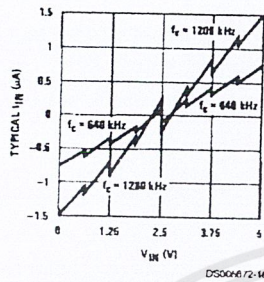


FIGURE 6. Comparator  $I_{IN}$  vs  $V_{IN}$  ( $V_{CC}=V_{REF}=5V$ )

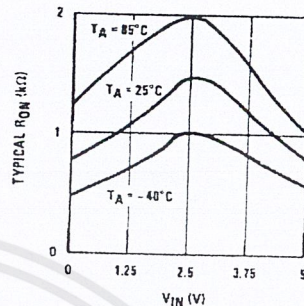


FIGURE 7. Multiplexer  $R_{ON}$  vs  $V_{IN}$  ( $V_{CC}=V_{REF}=5V$ )

### TRI-STATE Test Circuits and Timing Diagrams

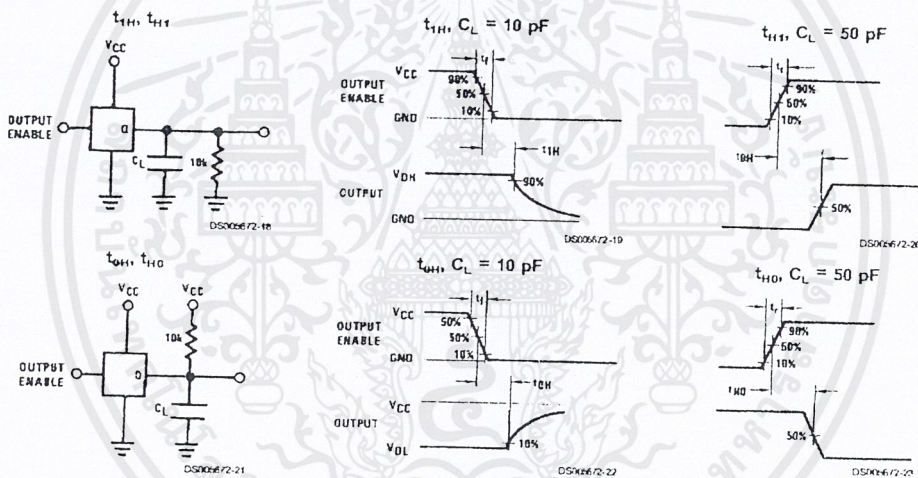


FIGURE 8.

### Applications Information

#### OPERATION

##### 1.0 RATIOMETRIC CONVERSION

The ADC0808, ADC0809 is designed as a complete Data Acquisition System (DAS) for ratiometric conversion systems. In ratiometric systems, the physical variable being measured is expressed as a percentage of full-scale which is not necessarily related to an absolute standard. The voltage input to the ADC0808 is expressed by the equation

$$\frac{V_{IN}}{V_{FS} - V_Z} = \frac{D_X}{D_{MAX} - D_{MIN}} \quad (1)$$

$V_{IN}$  = Input voltage into the ADC0808

$V_{FS}$  = Full-scale voltage

$V_Z$  = Zero voltage

$D_X$  = Data point being measured

$D_{MAX}$  = Maximum data limit

$D_{MIN}$  = Minimum data limit

A good example of a ratiometric transducer is a potentiometer used as a position sensor. The position of the wiper is directly proportional to the output voltage which is a ratio of the full-scale voltage across it. Since the data is represented as a proportion of full-scale, reference requirements are greatly reduced, eliminating a large source of error and cost for many applications. A major advantage of the ADC0808, ADC0809 is that the input voltage range is equal to the supply range so the transducers can be connected directly across the supply and their outputs connected directly into the multiplexer inputs, (Figure 9).

Ratiometric transducers such as potentiometers, strain gauges, thermistor bridges, pressure transducers, etc., are suitable for measuring proportional relationships; however, many types of measurements must be referred to an absolute standard such as voltage or current. This means a sys-

### Applications Information (Continued)

tem reference must be used which relates the full-scale voltage to the standard volt. For example, if  $V_{CC}=V_{REF}=5.12V$ , then the full-scale range is divided into 256 standard steps. The smallest standard step is 1 LSB which is then 20 mV.

#### 2.0 RESISTOR LADDER LIMITATIONS

The voltages from the resistor ladder are compared to the selected into 8 times in a conversion. These voltages are coupled to the comparator via an analog switch tree which is referenced to the supply. The voltages at the top, center and bottom of the ladder must be controlled to maintain proper operation.

The top of the ladder, Ref(+), should not be more positive than the supply, and the bottom of the ladder, Ref(-), should not be more negative than ground. The center of the ladder voltage must also be near the center of the supply because the analog switch tree changes from N-channel switches to P-channel switches. These limitations are automatically satisfied in ratiometric systems and can be easily met in ground referenced systems.

Figure 10 shows a ground referenced system with a separate supply and reference. In this system, the supply must be trimmed to match the reference voltage. For instance, if a 5.12V is used, the supply should be adjusted to the same voltage within 0.1V.

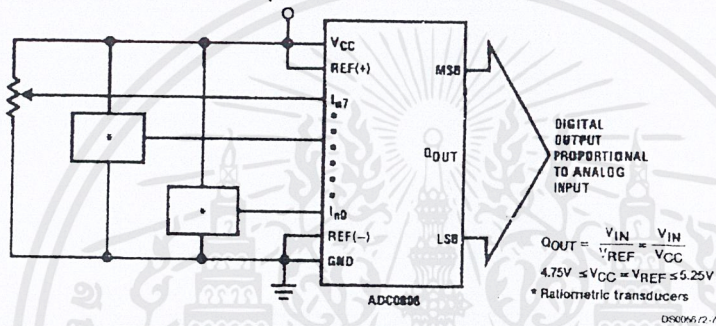


FIGURE 9. Ratiometric Conversion System

The ADC0808 needs less than a milliamp of supply current so developing the supply from the reference is readily accomplished. In Figure 11 a ground referenced system is shown which generates the supply from the reference. The buffer shown can be an op amp of sufficient drive to supply the milliamp of supply current and the desired bus drive, or if a capacitive bus is driven by the outputs a large capacitor will supply the transient supply current as seen in Figure 12. The LM301 is overcompensated to insure stability when loaded by the 10  $\mu F$  output capacitor.

The top and bottom ladder voltages cannot exceed  $V_{CC}$  and ground, respectively, but they can be symmetrically less than  $V_{CC}$  and greater than ground. The center of the ladder voltage should always be near the center of the supply. The sensitivity of the converter can be increased, (i.e., size of the LSB steps decreased) by using a symmetrical reference system. In Figure 13, a 2.5V reference is symmetrically centered about  $V_{CC}/2$  since the same current flows in identical resistors. This system with a 2.5V reference allows the LSB bit to be half the size of a 5V reference system.

Applications Information (Continued)

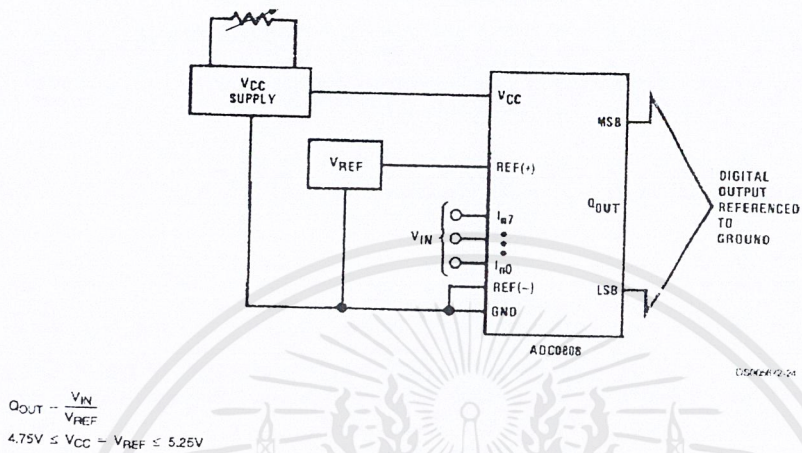


FIGURE 10. Ground Referenced Conversion System Using Trimmed Supply

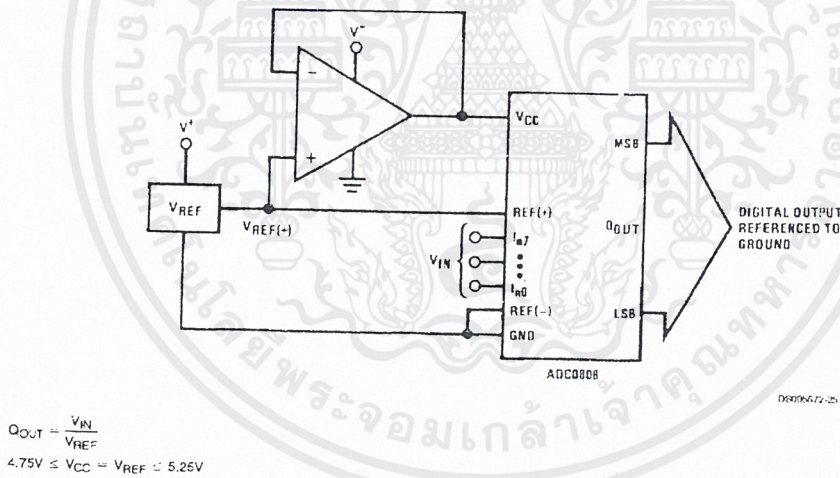


FIGURE 11. Ground Referenced Conversion System with Reference Generating V<sub>CC</sub> Supply

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information (Continued)

ADC0808/ADC0809

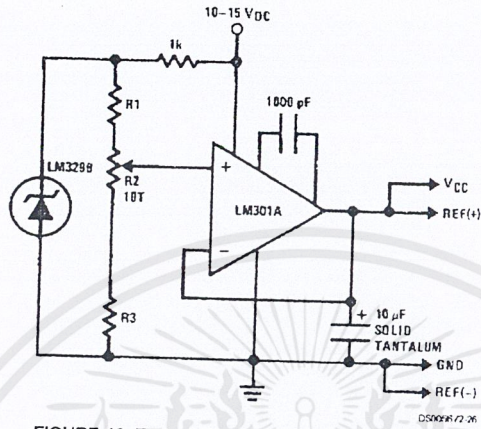


FIGURE 12. Typical Reference and Supply Circuit

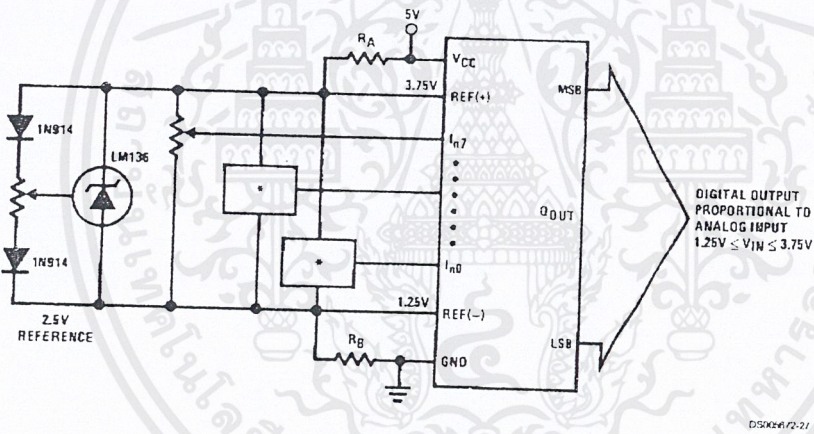


FIGURE 13. Symmetrically Centered Reference

$R_A = R_B$   
 \*Ratiometric transducers

3.0 CONVERTER EQUATIONS

The transition between adjacent codes N and N+1 is given by:

$$V_{IN} = \left\{ (V_{REF(+)} - V_{REF(-)}) \left[ \frac{N}{256} + \frac{1}{512} \right] + V_{TUE} \right\} + V_{REF(-)} \quad (2)$$

The center of an output code N is given by:

$$V_N = \left\{ (V_{REF(+)} - V_{REF(-)}) \left[ \frac{N}{256} \right] \pm V_{TUE} \right\} + V_{REF(-)} \quad (3)$$

The output code N for an arbitrary input are the integers within the range:

$$N = \frac{V_{IN} - V_{REF(-)}}{V_{REF(+)} - V_{REF(-)}} \times 256 \pm \text{Absolute Accuracy} \quad (4)$$

Where:  $V_{IN}$  = Voltage at comparator input  
 $V_{REF(+)}$  = Voltage at Ref(+)  
 $V_{REF(-)}$  = Voltage at Ref(-)  
 $V_{TUE}$  = Total unadjusted error voltage (typically  $V_{REF(+)} \pm 512$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Applications Information** (Continued)

**4.0 ANALOG COMPARATOR INPUTS**

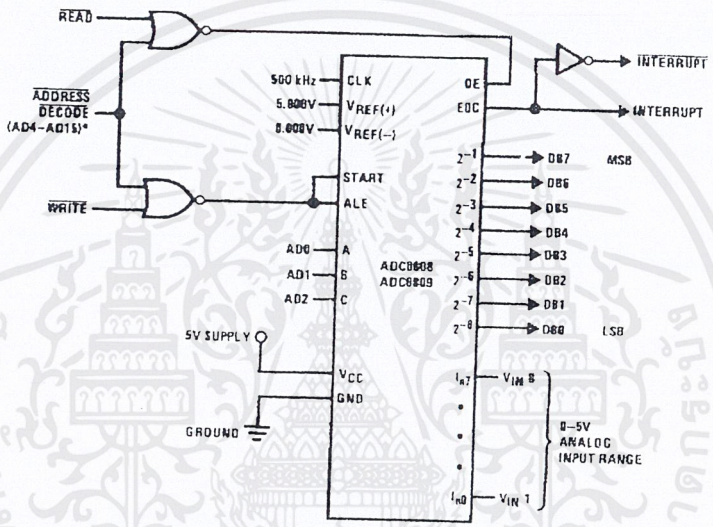
The dynamic comparator input current is caused by the periodic switching of on-chip stray capacitances. These are connected alternately to the output of the resistor ladder/switch tree network and to the comparator input as part of the operation of the chopper stabilized comparator.

The average value of the comparator input current varies directly with clock frequency and with  $V_{IN}$  as shown in Figure 6.

If no filter capacitors are used at the analog inputs and the signal source impedances are low, the comparator input current should not introduce converter errors, as the transient created by the capacitance discharge will die out before the comparator output is strobed.

If input filter capacitors are desired for noise reduction and signal conditioning they will tend to average out the dynamic comparator input current. It will then take on the characteristics of a DC bias current whose effect can be predicted conventionally.

**Typical Application**



\*Address latches needed for 8085 and SCAMP interfacing the ADC0808 to a microprocessor.

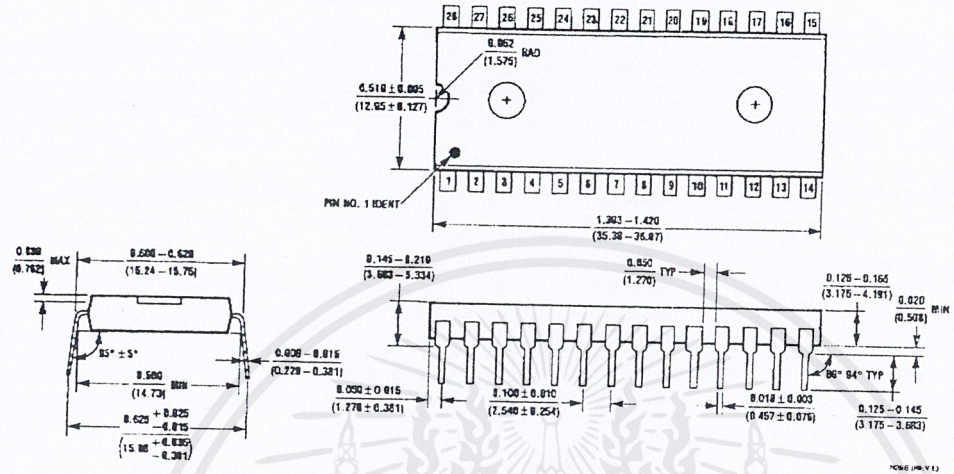
DS2066/2-10

**TABLE 2. Microprocessor Interface Table**

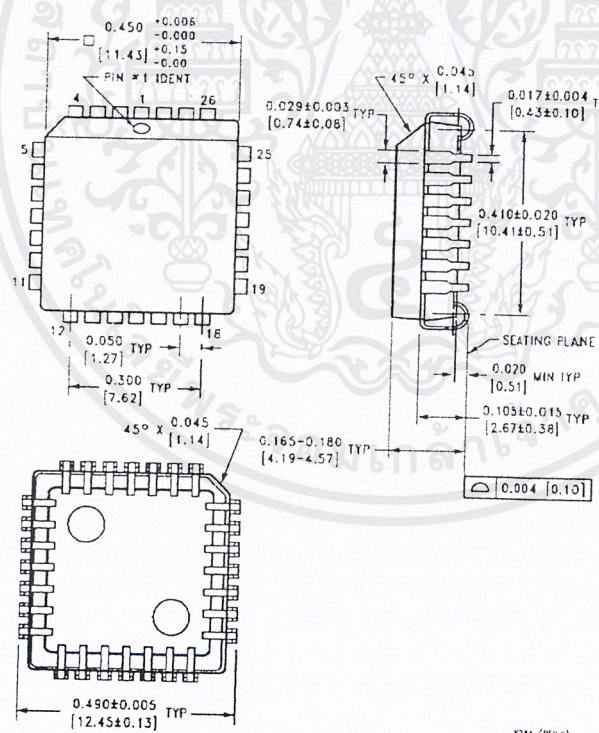
PROCESSOR	READ	WRITE	INTERRUPT (COMMENT)
8080	MEMR	MEMW	INTR (Thru RST Circuit)
8085	RD	WR	INTR (Thru RST Circuit)
Z-80	RD	WR	INT (Thru RST Circuit, Mode 0)
SC/MP	NRDS	NWDS	SA (Thru Sense A)
6800	VMA*Q2•R/W	VMA*Q•R/W	IRQA or IRQB (Thru PIA)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted



**Molded Dual-In-Line Package (N)**  
 Order Number ADC0808CCN or ADC0809CCN  
 NS Package Number N28B



**Molded Chip Carrier (V)**  
 Order Number ADC0808CCV or ADC0809CCV  
 NS Package Number V28A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## DAC0800/DAC0802 8-Bit Digital-to-Analog Converters

### General Description

The DAC0800 series are monolithic 8-bit high-speed current-output digital-to-analog converters (DAC) featuring typical settling times of 100 ns. When used as a multiplying DAC, monotonic performance over a 40 to 1 reference current range is possible. The DAC0800 series also features high compliance complementary current outputs to allow differential output voltages of 20 V<sub>p-p</sub> with simple resistor loads as shown in Figure 1. The reference-to-full-scale current matching of better than ±1 LSB eliminates the need for full-scale trims in most applications while the nonlinearities of better than ±0.1% over temperature minimizes system error accumulations.

The noise immune inputs of the DAC0800 series will accept TTL levels with the logic threshold pin, V<sub>LC</sub>, grounded. Changing the V<sub>LC</sub> potential will allow direct interface to other logic families. The performance and characteristics of the device are essentially unchanged over the full ±4.5V to ±18V power supply range; power dissipation is only 33 mW with ±5V supplies and is independent of the logic input states.

The DAC0800, DAC0802, DAC0800C and DAC0802C are a direct replacement for the DAC-08, DAC-08A, DAC-08C, and DAC-08H, respectively.

### Features

- Fast settling output current: 100 ns
- Full scale error: ±1 LSB
- Nonlinearity over temperature: ±0.1%
- Full scale current drift: ±10 ppm/°C
- High output compliance: -10V to +18V
- Complementary current outputs
- Interface directly with TTL, CMOS, PMOS and others
- 2 quadrant wide range multiplying capability
- Wide power supply range: ±4.5V to ±18V
- Low power consumption: 33 mW at ±5V
- Low cost

### Typical Applications

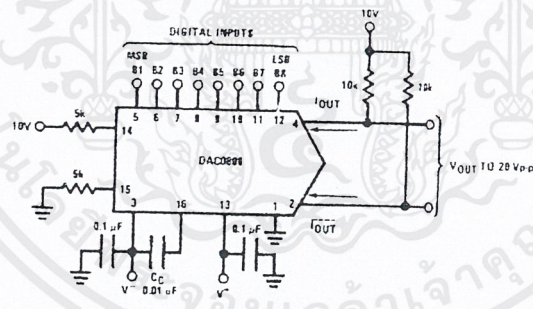


FIGURE 1. ±20 V<sub>p-p</sub> Output Digital-to-Analog Converter (Note 5)

### Ordering Information

Non-Linearity	Temperature Range	Order Numbers				
		J Package (J16A) (Note 1)		N Package (N16E) (Note 1)		SO Package (M16A)
±0.1% FS	0°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +70°C	DAC0802LCJ	DAC-08HQ	DAC0802LCN	DAC-08HP	DAC0802LCM
±0.19% FS	-55°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +125°C	DAC0800LJ	DAC-08Q			
±0.19% FS	0°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +70°C	DAC0800LCJ	DAC-08EQ	DAC0800LCN	DAC-08EP	DAC0800LCM

Note 1: Devices may be ordered by using either order number.

### Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage ( $V^+ - V^-$ )	$\pm 18V$ or $36V$
Power Dissipation (Note 3)	500 mW
Reference Input Differential Voltage ( $V_{14}$ to $V_{15}$ )	$V^-$ to $V^+$
Reference Input Common-Mode Range ( $V_{14}$ , $V_{15}$ )	$V^-$ to $V^+$
Reference Input Current	5 mA
Logic Inputs	$V^-$ to $V^+$ plus $36V$
Analog Current Outputs ( $V_{S^-} = -15V$ )	4.25 mA
ESD Susceptibility (Note 4)	TBD V

Storage Temperature	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (plastic)	$260^\circ C$
Dual-In-Line Package (ceramic)	$300^\circ C$
Surface Mount Package	
Vapor Phase (60 seconds)	$215^\circ C$
Infrared (15 seconds)	$220^\circ C$

### Operating Conditions (Note 2)

	Min	Max	Units
Temperature ( $T_A$ )			
DAC0800L	$-55$	$+125$	$^\circ C$
DAC0800LC	$0$	$+70$	$^\circ C$
DAC0802LC	$0$	$+70$	$^\circ C$

### Electrical Characteristics

The following specifications apply for  $V_S = \pm 15V$ ,  $I_{REF} = 2$  mA and  $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$  unless otherwise specified. Output characteristics refer to both  $I_{OUT}$  and  $I_{OUT}$ .

Symbol	Parameter	Conditions	DAC0802LC			DAC0800L/ DAC0800LC			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
	Resolution		8	8	8	8	8	8	Bits
	Monotonicity		8	8	8	8	8	8	Bits
	Nonlinearity				$\pm 0.1$				%FS
$t_s$	Settling Time	To $\pm 1/2$ LSB, All Bits Switched "ON" or "OFF", $T_A = 25^\circ C$		100	135			$\pm 0.19$	ns
		DAC0800L				100	135		ns
		DAC0800LC				100	150		ns
$t_{PLH}$ , $t_{PHL}$	Propagation Delay Each Bit All Bits Switched	$T_A = 25^\circ C$		35	60		35	60	ns
				35	60		35	60	ns
$TC_{FS}$	Full Scale Tempo			$\pm 10$	$\pm 50$		$\pm 10$	$\pm 50$	ppm/ $^\circ C$
$V_{OC}$	Output Voltage Compliance	Full Scale Current Change $< 1/2$ LSB, $R_{OUT} > 20$ M $\Omega$ Typ	$-10$		18	$-10$		18	V
$I_{FS1}$	Full Scale Current	$V_{REF} = 10.000V$ , $R_{14} = 5.000$ k $\Omega$ , $R_{15} = 5.000$ k $\Omega$ , $T_A = 25^\circ C$	1.984	1.992	2.000	1.94	1.99	2.04	mA
$I_{FS2}$	Full Scale Symmetry	$I_{FS1} - I_{FS2}$		$\pm 0.5$	$\pm 4.0$		$\pm 1$	$\pm 8.0$	$\mu A$
$I_{ZS}$	Zero Scale Current			0.1	1.0		0.2	2.0	$\mu A$
$I_{FSR}$	Output Current Range	$V^- = -5V$ $V^- = -8V$ to $-18V$	0	2.0	2.1	0	2.0	2.1	mA
			0	2.0	4.2	0	2.0	4.2	mA
$V_{IL}$ , $V_{IH}$	Logic Input Levels Logic "0" Logic "1"	$V_{LC} = 0V$			0.8			0.8	V
			2.0			2.0			V
$I_{IL}$ , $I_{IH}$	Logic Input Current Logic "0" Logic "1"	$V_{LC} = 0V$ $-10V \leq V_{IN} \leq +0.8V$ $2V \leq V_{IN} \leq +18V$		$-2.0$	$-10$		$-2.0$	$-10$	$\mu A$
				0.002	10		0.002	10	$\mu A$
$V_{IS}$	Logic Input Swing	$V^- = -15V$	$-10$		18	$-10$		18	V
$V_{THR}$	Logic Threshold Range	$V_S = \pm 15V$	$-10$		13.5	$-10$		13.5	V
$I_{15}$	Reference Bias Current			$-1.0$	$-3.0$		$-1.0$	$-3.0$	$\mu A$
$dV/dt$	Reference Input Slew Rate	(Figure 11)	4.0	8.0		4.0	8.0		mA/ $\mu s$
$PSS_{I_{FS}^+}$ , $PSS_{I_{FS}^-}$	Power Supply Sensitivity	$4.5V \leq V^+ \leq 18V$ $-4.5V \leq V^- \leq 18V$ $I_{REF} = 1$ mA		0.0001	0.01		0.0001	0.01	%/%
				0.0001	0.01		0.0001	0.01	%/%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Electrical Characteristics (Continued)

The following specifications apply for  $V_S = \pm 15V$ ,  $I_{REF} = 2\text{ mA}$  and  $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$  unless otherwise specified. Output characteristics refer to both  $I_{OUT+}$  and  $I_{OUT-}$ .

Symbol	Parameter	Conditions	DAC0802LC			DAC0800L/ DAC0800LC			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
I+ I-	Power Supply Current	$V_S = \pm 5V, I_{REF} = 1\text{ mA}$		2.3 -4.3	3.8 -5.8		2.3 -4.3	3.8 -5.8	mA
		$V_S = 5V, -15V, I_{REF} = 2\text{ mA}$		2.4 -6.4	3.8 -7.8		2.4 -6.4	3.8 -7.8	mA
		$V_S = \pm 15V, I_{REF} = 2\text{ mA}$		2.5 -6.5	3.8 -7.8		2.5 -6.5	3.8 -7.8	mA
P <sub>D</sub>	Power Dissipation	$\pm 5V, I_{REF} = 1\text{ mA}$		33	48		33	48	mW
		$5V, -15V, I_{REF} = 2\text{ mA}$		108	136		108	136	mW
		$\pm 15V, I_{REF} = 2\text{ mA}$		135	174		135	174	mW

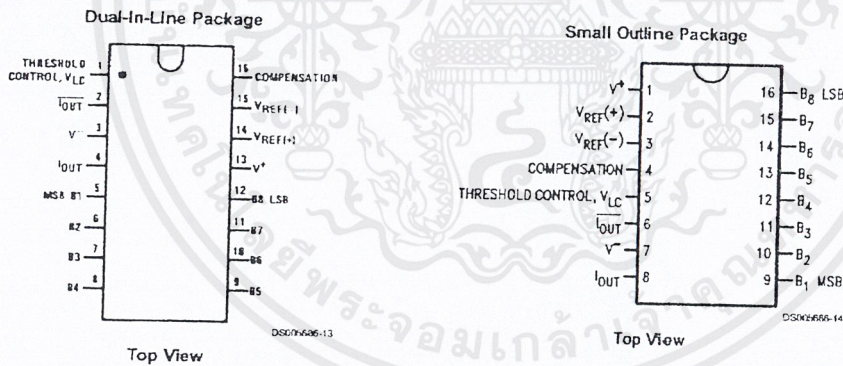
**Note 2:** Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

**Note 3:** The maximum junction temperature of the DAC0800 and DAC0802 is 125°C. For operating at elevated temperatures, devices in the Dual-In-Line J package must be derated based on a thermal resistance of 100°C/W, junction-to-ambient, 175°C/W for the molded Dual-In-Line N package and 100°C/W for the Small Outline M package.

**Note 4:** Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 kΩ resistor.

**Note 5:** Pin-out numbers for the DAC080X represent the Dual-In-Line package. The Small Outline package pin-out differs from the Dual-In-Line package.

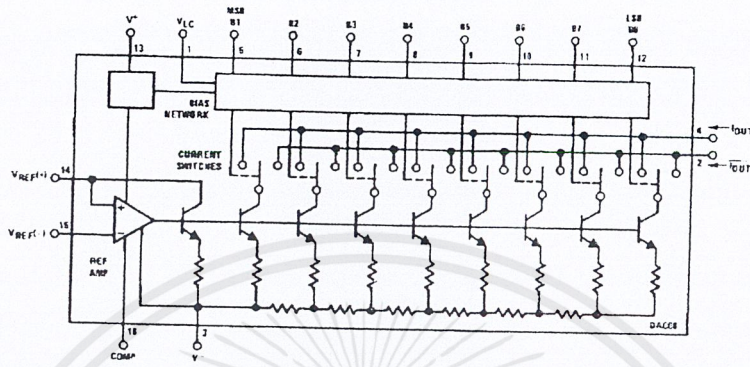
## Connection Diagrams



See Ordering Information

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

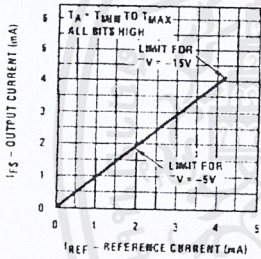
## Block Diagram (Note 5)



DS90C66-2

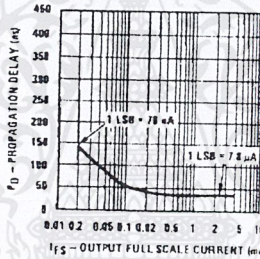
## Typical Performance Characteristics

### Full Scale Current vs Reference Current



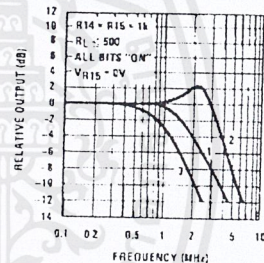
DS90C66-2

### LSB Propagation Delay vs I<sub>FS</sub>



DS90C66-2

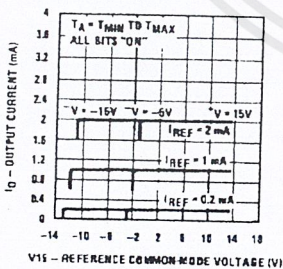
### Reference Input Frequency Response



DS90C66-2

Curve 1: C<sub>C</sub> = 15 pF, V<sub>IN</sub> = 2 V<sub>p-p</sub> centered at 1V.  
 Curve 2: C<sub>C</sub> = 15 pF, V<sub>IN</sub> = 50 mV<sub>p-p</sub> centered at 200 mV.  
 Curve 3: C<sub>C</sub> = 0 pF, V<sub>IN</sub> = 100 mV<sub>p-p</sub> centered at 0V and applied through 50Ω connected to pin 14, 2V applied to R<sub>14</sub>.

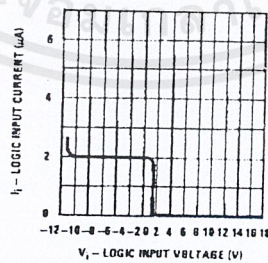
### Reference Amp Common-Mode Range



DS90C66-2

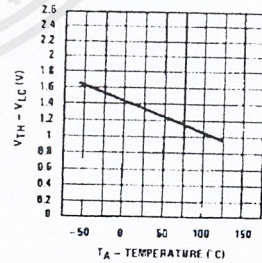
Note: Positive common-mode range is always (V<sub>+</sub>) - 1.5V.

### Logic Input Current vs Input Voltage



DS90C66-2

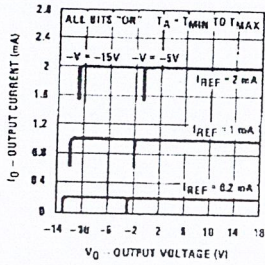
### V<sub>TH</sub> - V<sub>1C</sub> vs Temperature



DS90C66-2

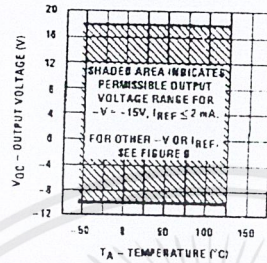
## Typical Performance Characteristics (Continued)

Output Current vs Output Voltage (Output Voltage Compliance)



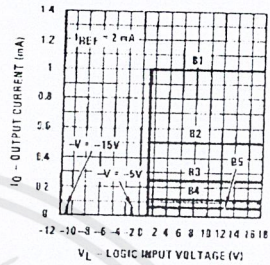
DS90C66-20

Output Voltage Compliance vs Temperature



DS90C66-20

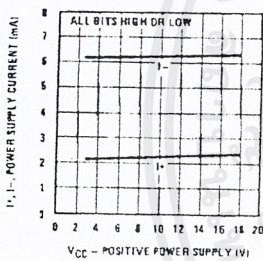
Bit Transfer Characteristics



DS90C66-20

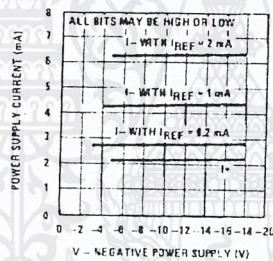
Note: B1-B8 have identical transfer characteristics. Bits are fully switched with less than 1/2 LSB error, at less than ±100 mV from actual threshold. These switching points are guaranteed to lie between 0.8 and 2V over the operating temperature range ( $V_{IC} = 0V$ ).

Power Supply Current vs +V



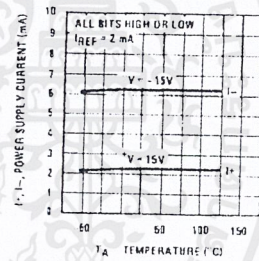
DS90C66-21

Power Supply Current vs -V



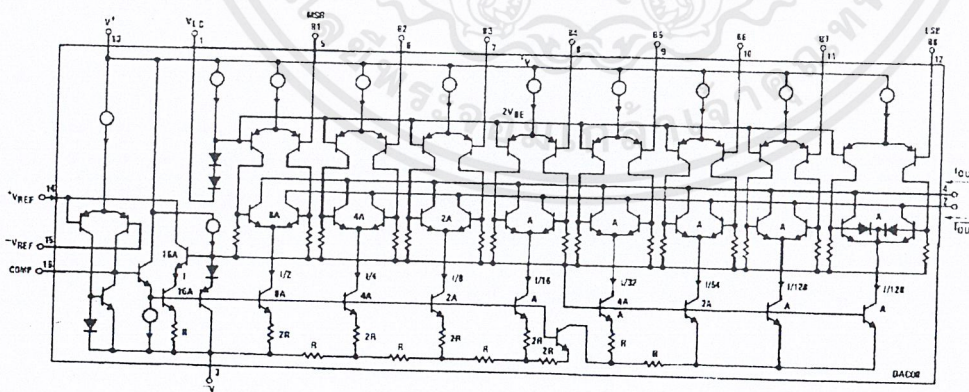
DS90C66-22

Power Supply Current vs Temperature



DS90C66-23

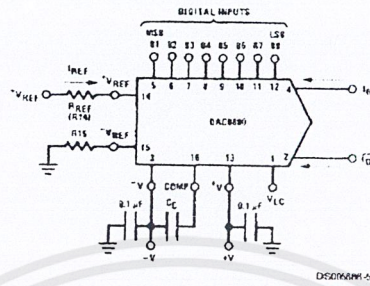
## Equivalent Circuit



DS90C66-15

FIGURE 2.

## Typical Applications



$$I_{FS} \approx \frac{+V_{REF}}{R_{REF}} \times \frac{255}{256}$$

$I_0 + I_1 = I_{FS}$  for all logic states  
 For fixed reference, TTL operation, typical values are:  
 $V_{REF} = 10.000V$   
 $R_{REF} = 5.000k$   
 $R15 = R_{REF}$   
 $C_C = 0.01 \mu F$   
 $V_{LC} = 0V$  (Ground)

FIGURE 3. Basic Positive Reference Operation (Note 5)

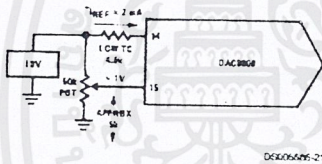
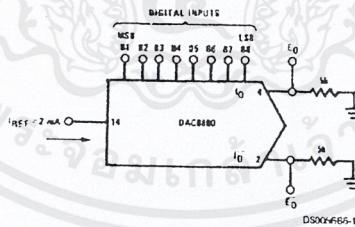


FIGURE 4. Recommended Full Scale Adjustment Circuit (Note 5)

$$I_{FS} \approx \frac{-V_{REF}}{R_{REF}} \times \frac{255}{256}$$

Note:  $R_{REF}$  sets  $I_{FS}$ ;  $R15$  is for bias current cancellation

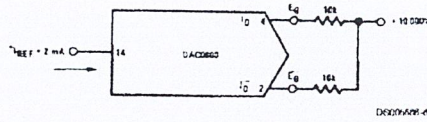
FIGURE 5. Basic Negative Reference Operation (Note 5)



	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	$I_0$ mA	$I_1$ mA	$E_0$	$E_1$
Full Scale	1	1	1	1	1	1	1	1	1.992	0.000	-9.960	0.000
Full Scale-LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	1.984	0.008	-9.920	-0.040
Half Scale+LSB	1	0	0	0	0	0	0	1	1.008	0.984	-5.040	-4.920
Half Scale	1	0	0	0	0	0	0	0	1.000	0.992	-5.000	-4.960
Half Scale-LSB	0	1	1	1	1	1	1	1	0.992	1.000	-4.960	-5.000
Zero Scale+LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	0.008	1.984	-0.040	-9.920
Zero Scale	0	0	0	0	0	0	0	0	0.000	1.992	0.000	-9.960

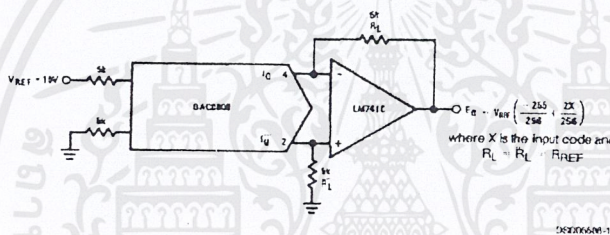
FIGURE 6. Basic Unipolar Negative Operation (Note 5)

## Typical Applications (Continued)



	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	$E_O$	$\bar{E}_O$
Pos. Full Scale	1	1	1	1	1	1	1	1	-9.920	+10.000
Pos. Full Scale-LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	-9.840	+9.920
Zero Scale+LSB	1	0	0	0	0	0	0	1	-0.080	+0.160
Zero Scale	1	0	0	0	0	0	0	0	0.000	+0.080
Zero Scale-LSB	0	1	1	1	1	1	1	1	+0.080	0.000
Neg. Full Scale+LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	+9.920	-9.840
Neg. Full Scale	0	0	0	0	0	0	0	0	+10.000	-9.920

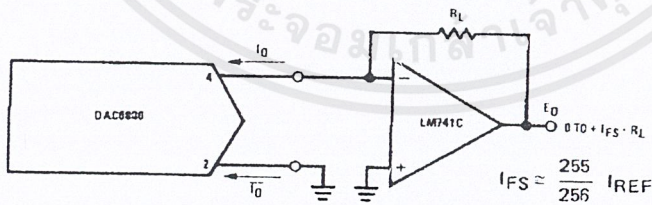
FIGURE 7. Basic Bipolar Output Operation (Note 5)



If  $R_L = \bar{R}_L$  within  $\pm 0.05\%$ , output is symmetrical about ground

	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	$E_O$
Pos. Full Scale	1	1	1	1	1	1	1	1	+9.960
Pos. Full Scale-LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	+9.880
(+)Zero Scale	1	0	0	0	0	0	0	0	+0.040
(-)Zero Scale	0	1	1	1	1	1	1	1	-0.040
Neg. Full Scale+LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	-9.880
Neg. Full Scale	0	0	0	0	0	0	0	0	-9.960

FIGURE 8. Symmetrical Offset Binary Operation (Note 5)



For complementary output (operation as negative logic DAC), connect inverting input of op amp to  $\bar{I}_O$  (pin 2), connect  $I_O$  (pin 4) to ground.

FIGURE 9. Positive Low Impedance Output Operation (Note 5)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Typical Applications (Continued)

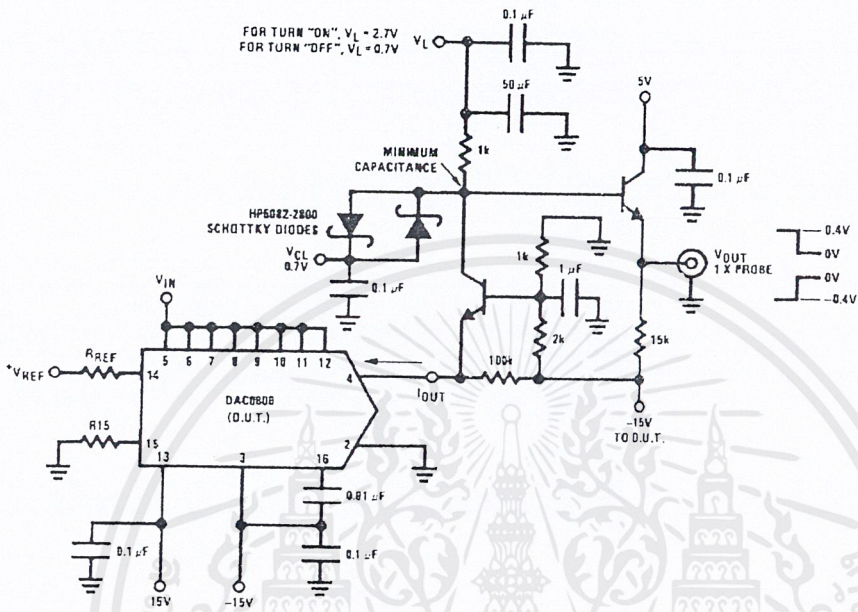
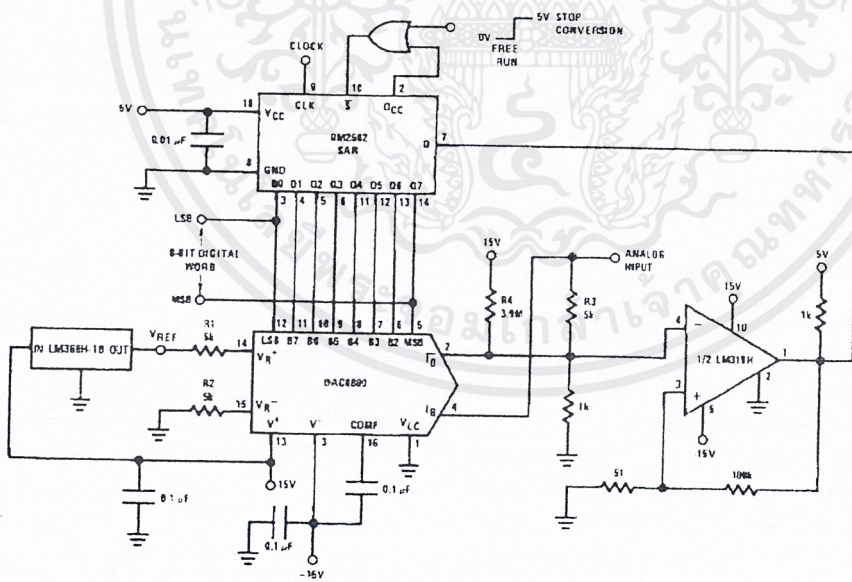


FIGURE 14. Setting Time Measurement (Note 5)

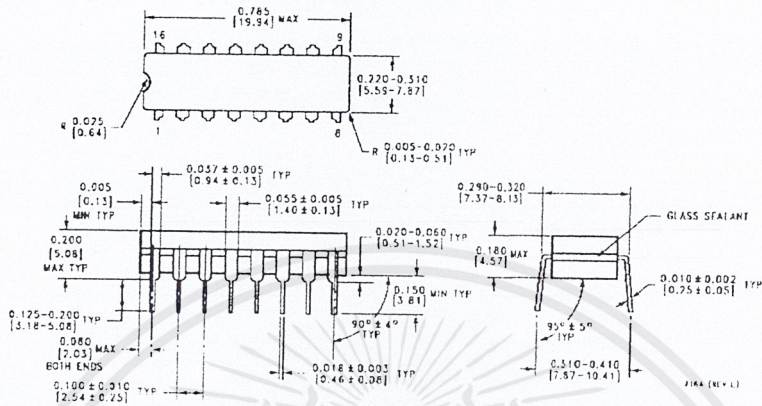


Note. For 1 μs conversion time with 8-bit resolution and 7-bit accuracy, an LM361 comparator replaces the LM319 and the reference current is doubled by reducing R1, R2 and R3 to 2.5 kΩ and R4 to 2 kΩ.

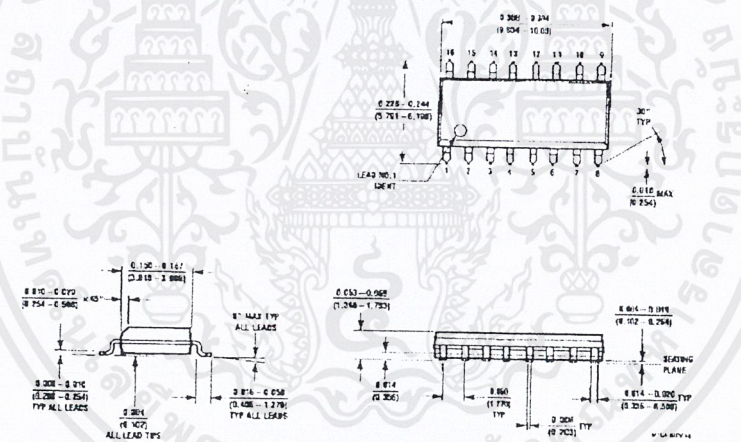
FIGURE 15. A Complete 2 μs Conversion Time, 8-Bit A/D Converter (Note 5)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted



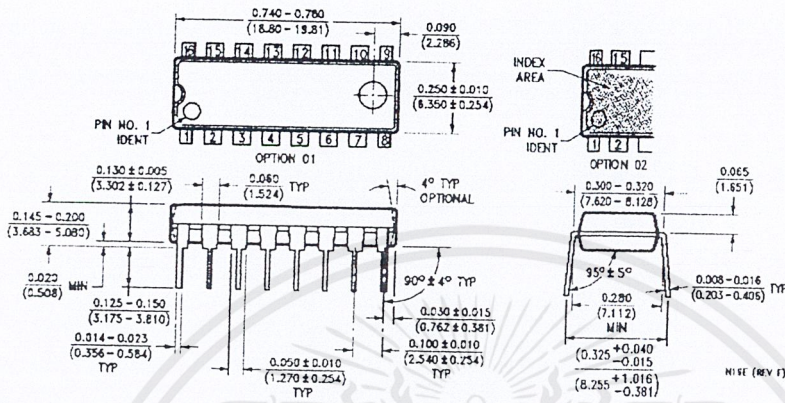
**Molded Small Outline Package (SO)**  
 Order Numbers DAC0800LCM,  
 or DAC0802LCM  
 NS Package Number M16A



**Molded Small Outline Package (SO)**  
 Order Numbers DAC0800LCM,  
 or DAC0802LCM  
 NS Package Number M16A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



Molded Dual-In-Line Package  
Order Numbers DAC0800, DAC0802  
NS Package Number N16E

**LIFE SUPPORT POLICY**

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



**National Semiconductor Corporation Americas**  
Tel: 1-800-272-9959  
Fax: 1-800-737-7018  
E-mail: support@nsc.com

**National Semiconductor Europe**  
Fax: +49 (0) 1 80-530 85 86  
E-mail: europe.support@nsc.com  
Deutsch Tel: +49 (0) 1 80-530 85 85  
English Tel: +49 (0) 1 80-532 78 32  
Français Tel: +49 (0) 1 80-532 93 58  
Italiano Tel: +49 (0) 1 80-534 16 80

**National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group**  
Tel: 65-2544466  
Fax: 65-2504466  
E-mail: asa.support@nsc.com

**National Semiconductor Japan Ltd.**  
Tel: 81-3-5639-7560  
Fax: 81-3-5639-7507

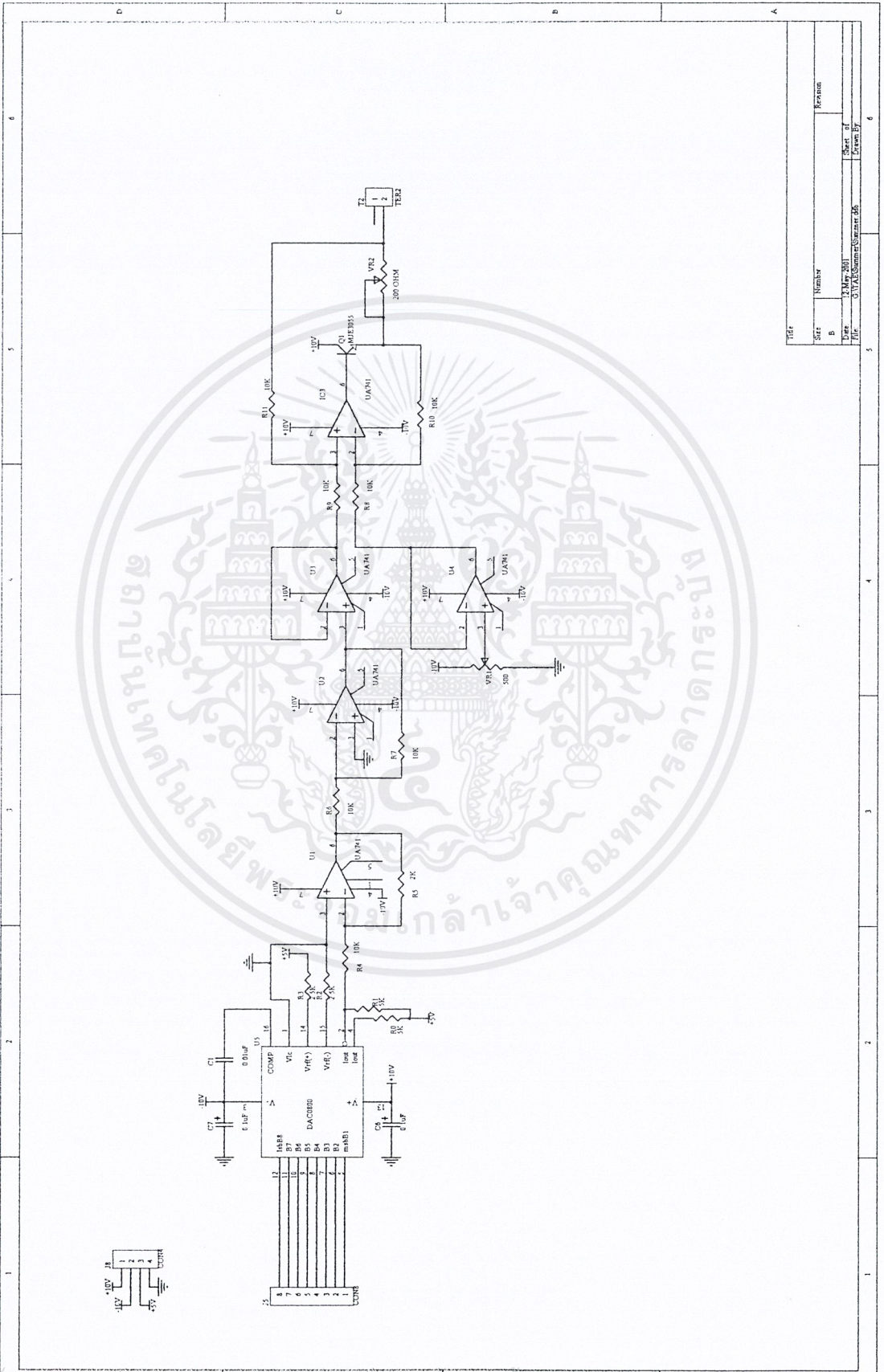
www.national.com

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

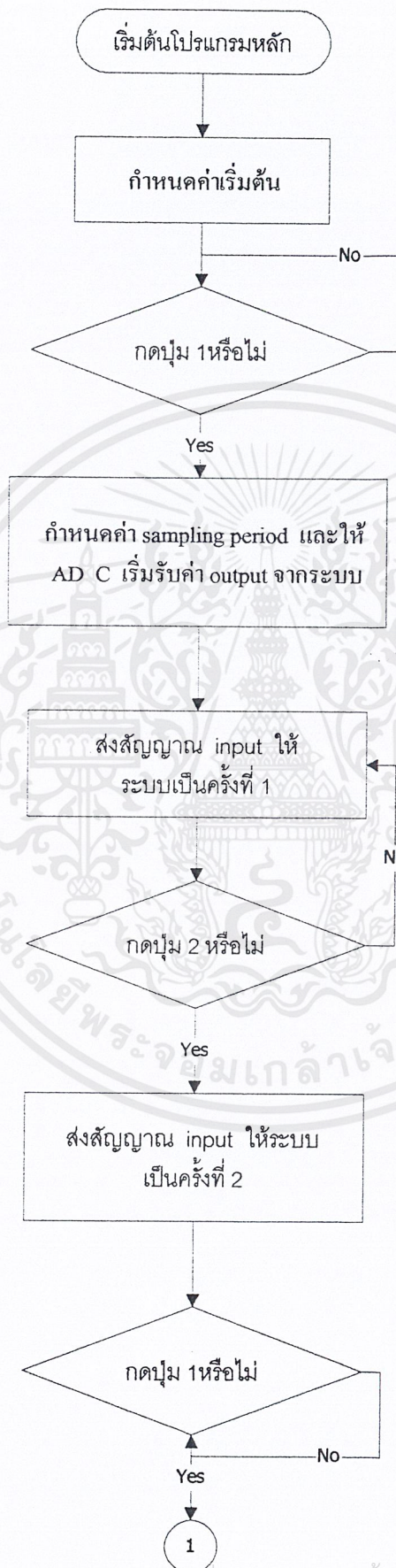




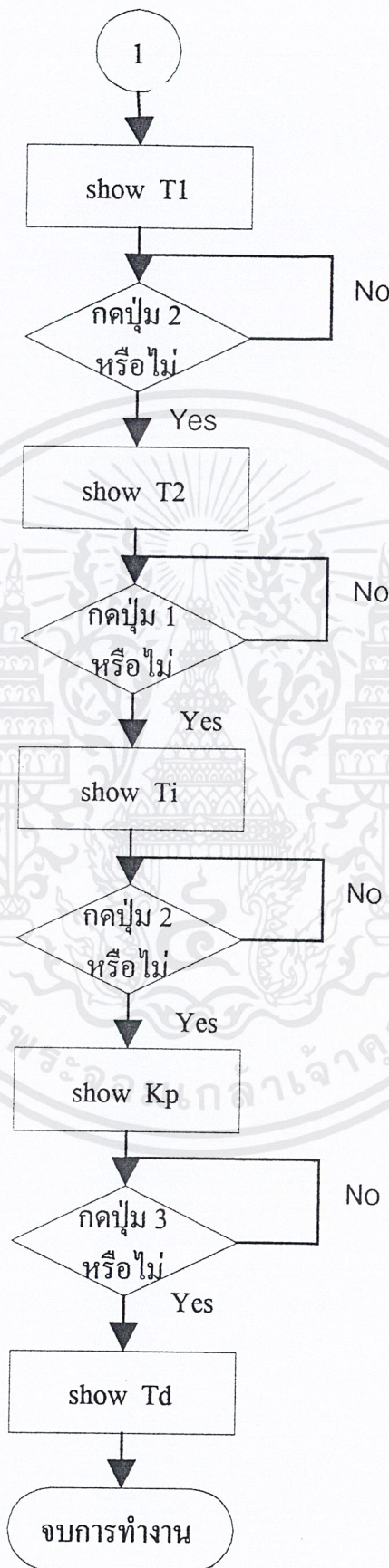


Size	Number	Quantity
B		Kream
Type	13 Mar 2011	Sheet 1 of 6
File	0\VA\Scheme\Suzanne B6	Drawn By

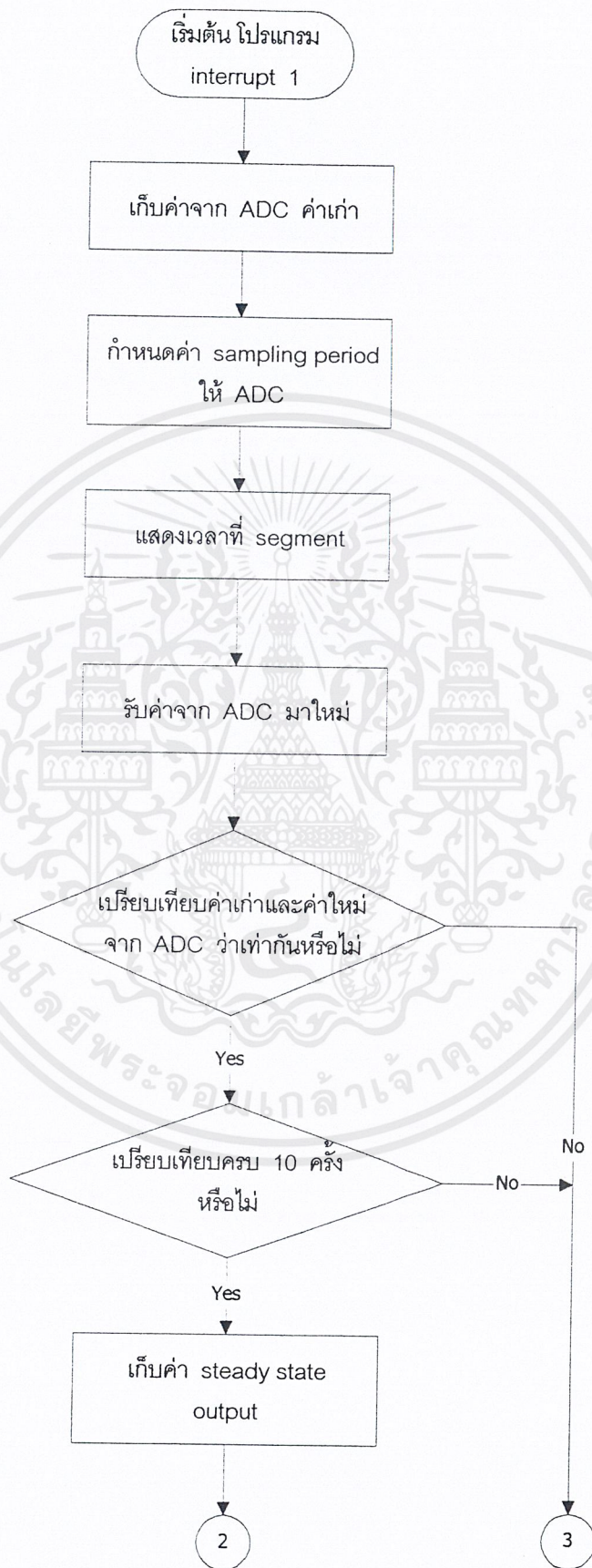
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



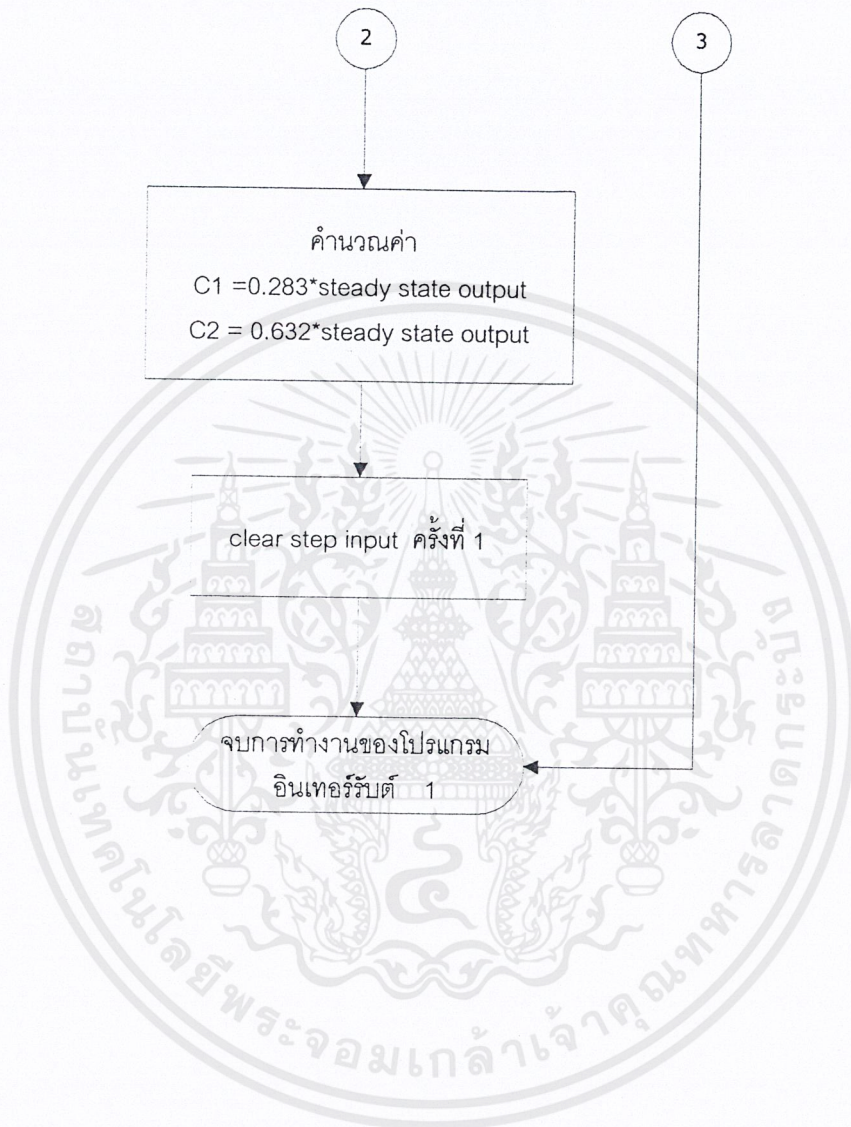
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



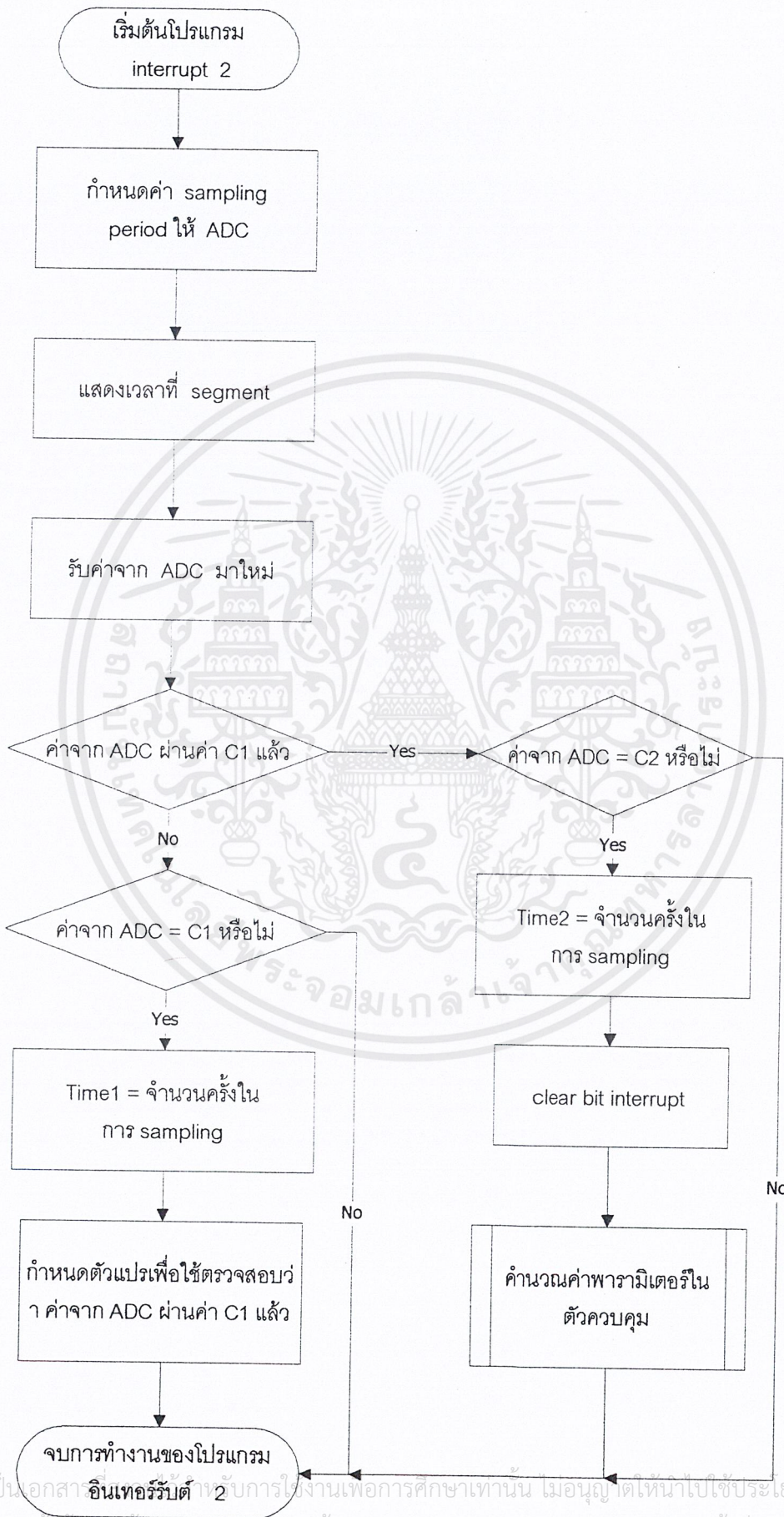
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

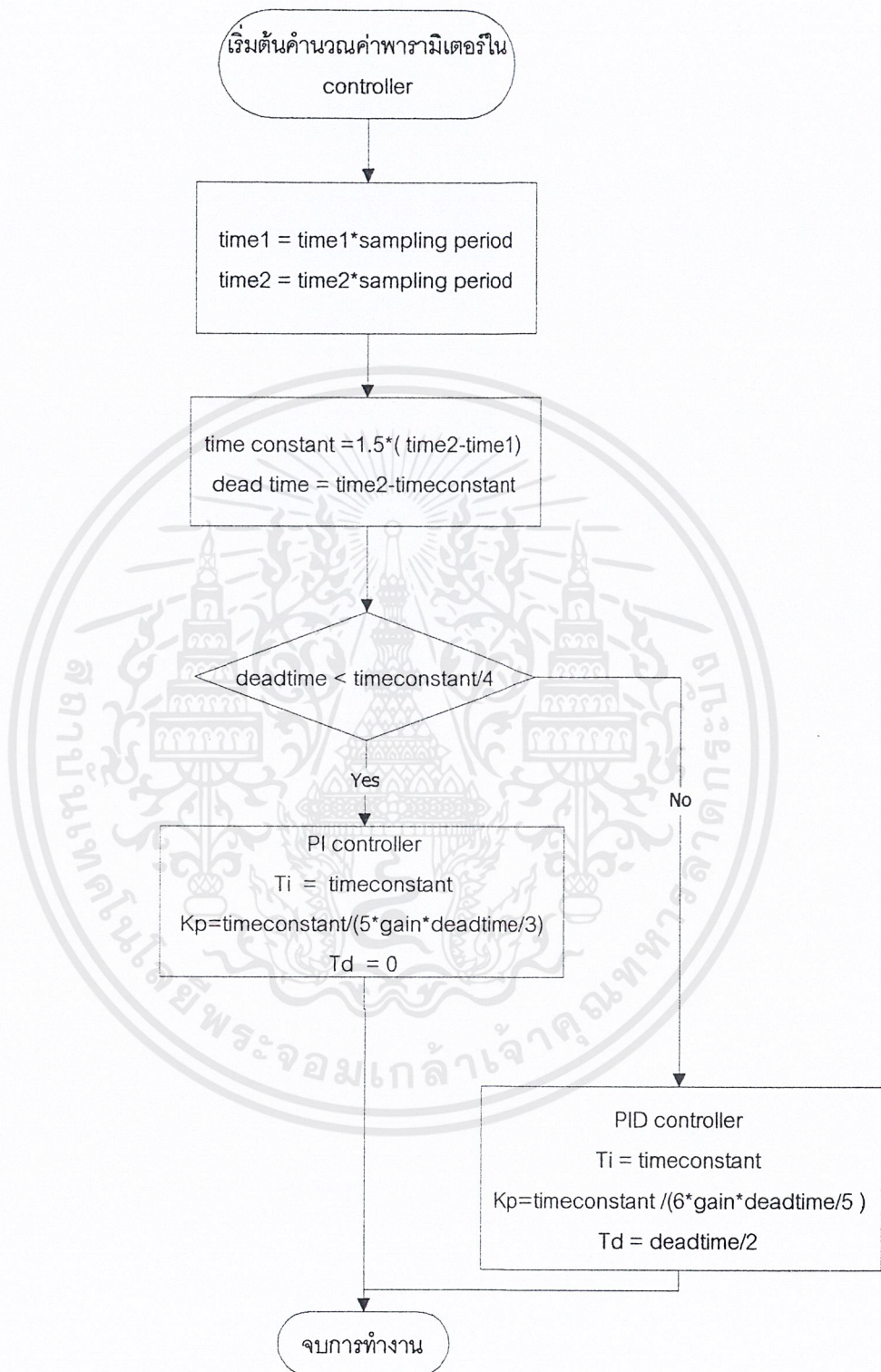


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ขอกราบขอบพระคุณบิดาและมารดาของข้าพเจ้า ที่คอยเป็นกำลังใจและให้คำแนะนำแก่ข้าพเจ้ามาโดยตลอด

ขอขอบพระคุณอาจารย์สว่าง เกศถิรสุนทร ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาผู้ซึ่งดูแล กวดขัน ให้คำปรึกษา และคำแนะนำต่างๆ ที่ช่วยให้โครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณเพื่อนๆ และรุ่นพี่รุ่นน้องทุกๆ คนที่คอยดูแล เป็นกำลังใจให้กับข้าพเจ้า



นาย กนก            ดันตียวุฒิ  
นาย ชานนท์        สารพานิช  
                                 ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

1. เกษญา ตั้งเขตมงคลสุข และแมนรัตน์ รุ่งวัฒนโยธิน , “ตัวควบคุมพีไอไดซ์ชนิดหลายอินพุท” , ปรินซ์นิพนธ์คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม , 2541
2. นิตส์แก้ว จิรไพโรจน์ และศิริวรรณ วิทยาการโกวิท , “ตัวควบคุมพีไอไดซ์ชนิดหาค่าอัตโนมัติ” , ปรินซ์นิพนธ์คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม , 2542
3. ประเมษฐ์ ประณยานันท์ และปิยพงษ์ เผ่าวนิช , “คู่มือและการประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51” , ซีเอ็ดยูเคชั่น , 2540
4. วรพจน์ กรแก้ววัฒนกุล และชัยวัฒน์ ลิ้มพรจิตรวิไล , “เรียนรู้และปฏิบัติการไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช” , บริษัท อินโนเวทีฟ เอ็กเพอริเมนต์ จำกัด
5. รศ. สมยศ จุณณะปิยะ , “การประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์” , ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
6. สุธีธร เกียรติสุนทร , “พื้นฐานวิศวกรรมระบบควบคุมในกระบวนการอุตสาหกรรม” , สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี(ไทย-ญี่ปุ่น) , 2536
7. Carlos A. Smith , Ph.D. , P.E. and Armando B. Corripio , Ph.D. , P.E. , “Principle and Practice of Automatic Process Control” , John Wiley & Sons , Inc , 1997
8. Katsuhiko Ogata , “Modern Control Engineering” , Prince Hall International , Inc , 1997

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้