

เครื่องควบคุม PID/ ON-OFF แบบหลายช่องสัญญาณ  
MULTICHANNEL PID/ON-OFF CONTROLLER WITH TIMER



นายปรกรานต์ ทรัพย์ผดุงชนม์  
นายสมใจ ศิวคำขำ  
นางสาววิลาวรรณ อาทรสิริรัตน์

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน 50424  
วัน,เดือน,ปี 1 9 พ.ค. 2547

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

ปฏิญานีพจน์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาค้นคว้าหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ปีการศึกษา 2545  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MULTICHANNEL PID/ON-OFF CONTROLLER WITH TIMER




A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
BACHELOR OF ENGINEERING IN INSTRUMENTATION ENGINEERING  
DEPARTMENT OF INSTRUMENTATION ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 2002 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองปริญญาโท

หัวข้อปริญญาโท เครื่องควบคุม PID/ON-OFF แบบหลายช่องสัญญาณ  
MULTICHANNEL PID/ON-OFF CONTROLLER WITH TIMER  
นักศึกษาผู้จัดทำ นายปรภกรนต์ ทรัพย์ผดุงชนม์ รหัสประจำตัว 43015515  
นายสมใจ ผิวคำขำ รหัสประจำตัว 43015539  
นางสาววิลาวรรณ อาทร์ศิริรัตน์ รหัสประจำตัว 43015588  
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชา วิศวกรรมการวัดคุม  
ปีการศึกษา 2545

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาโท	ลายมือชื่อ
รศ.ดร.กิตติ ตีระเศรษฐ์	
ผศ.ประภาส อุดคภูมิพันธ์	
อาจารย์พิทยา ปานนิล	

วัน/เดือน/ปีที่สอบ วันอังคารที่ 25 มีนาคม พ.ศ. 2546  
สถานที่สอบ ณ ห้องสอบปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม

ภาควิชารับรองแล้ว



(ผศ.ประสิทธิ์ จุลเสวีวงศ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ห้ามนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต การค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

เครื่องควบคุม PID/ON-OFF แบบหลายช่องสัญญาณ

MULTICHANNEL PID/ON-OFF CONTROLLER WITH TIMER

นักศึกษาผู้จัดทำ

นายประกฤษณ์

ทรัพย์ผดุงชนม์

นายสมใจ

ผิวคำขำ

นางสาววิลาวรรณ

อาทริวิรัตน์

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.กิตติ

ศิริเศรษฐ

ผศ.ประภาย

อุคคกิมพันธ์ุ

อาจารย์พิทยา

ปานนิล

ปีการศึกษา

2546

### บทคัดย่อ

ในกระบวนการผลิตเพื่อให้ได้ผลผลิตที่ดีนั้นปัจจัยหลักที่เป็นส่วนสำคัญของการควบคุมให้ได้ผลผลิตที่ดี คือ เครื่องควบคุมแบบ PID ซึ่งเครื่องควบคุมนี้มีหลายขนาดซึ่งแต่ละขนาดก็จะมี ความสามารถแตกต่างกันไปตามฟังก์ชันของการใช้งาน และราคาที่แตกต่างกันซึ่งมีราคาแพงมาก ในอุตสาหกรรมขนาดย่อม ซึ่งมีข้อจำกัดทางด้านเงินทุนจะพบปัญหาเรื่องการเลือกใช้งานเครื่อง ควบคุม ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ออกแบบ และสร้างเครื่องควบคุม PID ที่มีหลายช่องสัญญาณ และสามารถเลือกช่องสัญญาณ ใช้งานได้อย่างอิสระทั้งในด้านอินพุต และเอาต์พุต อีกทั้งยังสามารถ เลือกฟังก์ชันได้ตามความเหมาะสมของกระบวนการที่ต้องการควบคุม และมีราคาถูกกว่าท้องตลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>Thesis Title</b>	Multichannel PID/ON-OFF Controller With Timer	
<b>Authors</b>	Mr. Prakran	Sappadungchon
	Mr. Somjai	Phiwdankam
	Miss. Wilawan	Arthonsirirat
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof.Dr. Kitti	Tirasesth
	Asst. Prof. Prapart	Ukakimaparn
	Mr. Pittaya	Pannil
<b>Year</b>	2002	

### ABSTRACT

In manufacturing process ,in order to produce good products, PID controller is an important factor for controlling the quality of product. There are many size of the controller which are different in both capability and price ,they are usually expensive. In small industries which have limit in investment often meet problems when choosing the controllers.This thesis is designed and built the PID controller which has several input channels. It is enable to select channels independently both the input and output and enable to select appropriate function to control the process , finally , it is cheaper.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความเมตตาและความช่วยเหลือจาก อาจารย์พิทยา ปานนิล, ผศ.ประภาส อุคคกิมพันธ์, ผศ.ประสิทธิ์ จุลเสวีวงศ์, ผศ.ดร.ธนิตย์ ตรีสุวรรณวัฒน์ และพิภพชัย เสมอพิทักษ์ ที่ได้ให้คำแนะนำที่เป็นประโยชน์แก่คณะผู้จัดทำปริญญาบัตรด้วยดีตลอดมา อีกทั้งยังเอื้อเฟื้ออุปการณ และเครื่องมือในการทำปริญญาบัตร คณะผู้จัดทำรู้สึกซาบซึ้ง และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุมทุกท่าน ที่กรุณาให้คำแนะนำอันเป็นประโยชน์ต่อการทำปริญญาบัตรฉบับนี้

และส่วนสำคัญ คือ ขอกราบขอบพระคุณคุณแม่และคุณพ่อและเพื่อนๆนักศึกษากาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม ที่ให้การสนับสนุน และเป็นแรงบันดาลใจในการทำปริญญาบัตรฉบับนี้



คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญภาพ.....	VIII

บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 แนวคิดในการจัดทำปริญญานิพนธ์.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์.....	1
1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์.....	2
1.4 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 หลักการ และทฤษฎีของการควบคุมกระบวนการด้วยตัวควบคุม PID.....	3
2.1 กล่าวนำ.....	3
2.2 การควบคุมอัตโนมัติ (Automatic Control).....	3
2.2.1 การควบคุมอัตโนมัติ.....	3
2.2.2 การตอบสนองของระบบควบคุมอัตโนมัติ.....	4
2.2.3 คุณภาพของระบบควบคุมอัตโนมัติ.....	5
2.2.4 ส่วนประกอบของระบบควบคุมอัตโนมัติ.....	6
2.2.5 ประเภทของระบบควบคุมอัตโนมัติ.....	10
2.3 กริยาควบคุมแบบต่างๆ ที่ใช้ในการควบคุมอัตโนมัติ.....	14
2.3.1 การควบคุมแบบ ON-OFF หรือ 2 ตำแหน่ง.....	14
2.3.2 การควบคุมแบบ Proportional.....	15
2.3.3 การควบคุมแบบ Integral.....	17
2.3.4 การควบคุมแบบ Proportional + Integral (PI).....	18
2.3.5 การควบคุมแบบ Proportional + Derivative (PD).....	19
2.3.6 การควบคุมแบบ Proportional + Integral + Derivative (PID).....	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในโรงเรียนเท่านั้น  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
<b>บทที่ 3 การทำงานของเครื่องควบคุม.....</b>	<b>22</b>
3.1 กล่าวนำ.....	22
3.2 โครงสร้างโดยรวม.....	22
3.3 การทำงานของเครื่องควบคุม.....	22
3.3.1 ส่วนอินพุต.....	23
3.3.2 ส่วนประมวลผล.....	23
3.3.3 ส่วนเอาต์พุต.....	23
3.4 ฟังก์ชันการทำงาน.....	23
3.4.1 ฟังก์ชัน PID.....	23
3.4.2 ฟังก์ชัน ON-OFF.....	24
3.4.3 ฟังก์ชัน Square Root.....	24
3.4.4 ฟังก์ชัน Auto Manual.....	24
3.4.5 ฟังก์ชัน Revers Direct Action.....	24
3.4.6 ฟังก์ชัน Cascade.....	24
3.4.7 ฟังก์ชัน Ratio.....	25
3.5 รูปแบบการทำงานของเครื่องควบคุม.....	25
<b>บทที่ 4 การออกแบบ และการสร้างเครื่องควบคุม.....</b>	<b>26</b>
4.1 กล่าวนำ.....	26
4.2 โครงสร้างทางฮาร์ดแวร์.....	26
4.2.1 ส่วนอินพุต.....	26
4.2.2 ส่วนเอาต์พุต.....	29
4.2.3 ส่วนแสดงผล.....	30
4.2.4 ส่วนประมวลผล (Display) .....	32
4.2.5 ส่วนคีย์บอร์ด.....	33
4.3 การออกแบบทางด้านโปรแกรม.....	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 การทดลอง.....	38
5.1 กล่าวนำ.....	38
5.2 การทดลองส่วนอินพุต และเอาต์พุต.....	38
5.2.1 วงจรแปลงสัญญาณมาตรฐาน 4-20 mA เป็นแรงดัน 0-5 V.....	38
5.2.2 วงจรแปลงค่าจากRTD (0 - 210°C ) เป็นแรงดัน 0-5 V.....	39
5.2.3 วงจรเปลี่ยนแรงดัน 0-5 V เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงขนาด4-20 mA...40	
5.3 การทดลองกรียาควบคุมแบบต่างๆ.....	41
5.3.1 การทดลองกรียาควบคุมแบบ P.....	42
5.3.2 การทดลองกรียาควบคุมแบบ PI.....	43
5.3.3 การทดลองกรียาควบคุมแบบ PID.....	45
5.4 การทดลองกับกระบวนการควบคุมระดับ.....	46
5.4.1 การทดลองควบคุมกระบวนการพร้อมกันทั้ง 2 ดูป.....	46
5.4.2 การทดลองการควบคุมแบบ CASCADE.....	48
5.5 สรุปผลการทดลอง.....	48
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ.....	50
6.1 บทสรุป.....	50
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางพัฒนา.....	50
บรรณานุกรม.....	51
ภาคผนวก.....	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 แสดงผลการทดลองวงจรแปลงสัญญาณมาตรฐาน 4-20 mA เป็นแรงดัน 0-5 V.....	38
5.2 แสดงผลการทดลองวงจรแปลงค่าจากRTD (0 - 210°C)เป็นแรงดัน 0-5 V.....	39
5.3 แสดงผลการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันไฟฟ้า 0-5 V เป็นสัญญาณ.....	40
ไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 4-20 mA	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 การตอบสนองของระบบเพิ่มความเร็วในยานพาหนะ.....	5
2.2 ส่วนที่เป็นตัวควบคุมและส่วนประกอบต่างๆ.....	7
2.3 ส่วนที่เป็นตัวควบคุมและระบบควบคุมทั่วไป.....	7
2.4 สัญญาณที่เข้าหรือออกของ Reference Input Element.....	8
2.5 สัญญาณที่เข้าและออกจากส่วนที่เป็นตัวควบคุม.....	8
2.6 สัญญาณที่เข้าและออกจากส่วนที่เป็นต้นกำเนิด.....	8
2.7 ส่วนที่เป็นต้นกำเนิดของระบบควบคุมที่มีการรบกวนจากภายนอก.....	9
2.8 ตัวเปรียบเทียบค่าหรือ Comparator ของระบบควบคุม.....	10
2.9 ระบบควบคุมอัตโนมัติ ประเภทวงจรมืด หรือประเภทที่มีการป้อนกลับ.....	10
(Close-Loop or Feed back Control System)	
2.10 ระบบควบคุมอัตโนมัติแบบวงจรมืด หรือแบบไม่มีการป้อนกลับ.....	11
2.11 การควบคุมแบบป้อนล่วงหน้า.....	13
2.12 การควบคุมแบบ Cascade.....	13
2.13 ระบบควบคุมการผสมวัตถุดิบ.....	14
2.14 Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ 2 ตำแหน่ง หรือแบบ ON-OFF.....	15
2.15 Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ Proportional.....	16
2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างช่วงของการวัดกับช่วงชักของวาล์วเมื่อมีค่า PB ตั้งแต่ 20%ถึง500%.....	16
2.17 Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ Integral.....	17
2.18 ก) Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ PI.....	18
ข) อินพุตของตัวควบคุมซึ่งเป็นแบบ Unit step.....	18
ค) เอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PI เมื่ออินพุตเป็นแบบ Unit step.....	19
2.19 ก) Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ PD.....	19
ข) อินพุตของตัวควบคุมซึ่งเป็นแบบ Unit step.....	20
ค) เอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PD.....	20
2.20 ก) Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ PID.....	21
ข) อินพุตของตัวควบคุมซึ่งเป็นแบบ Unit step.....	21
ค) เอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PID.....	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
3.1 แสดงโครงสร้างโดยรวม.....22  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.2 แสดงการทำงาน Standard PID/ON-OFF Controller.....	25
3.3 แสดงการทำงาน Cascade PID controller.....	25
4.1 แสดงการต่อใช้งานของ IC RCV420.....	26
4.2 แสดงวงจรการทำงานของ RTD.....	28
4.3 แสดงวงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันไฟฟ้า 0-5 V ..... เป็นสัญญาณ ไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 4-20 mA	29
4.4 แสดงการสลับสายของสัญญาณในลักษณะเป็นคู่.....	31
4.5 แสดงขั้วการต่อใช้งานของ LCD แบบ Character.....	31
4.6 แสดงบอร์ดรุ่น CP-SPI/RD2 V2.....	32
4.7แสดงการออกแบบ Panel Key.....	33
4.8 แสดงการทำงานของเครื่องควบคุม.....	35
4.9 แสดงการทำงานของเมนู.....	36
4.10 แสดงการทำงานของส่วนคำนวณ.....	37
5.1 แสดงการทดสอบในโปรแกรม Math lab เมื่อกำหนดค่า error คงที่.....	41
5.2 แสดงการทดลองกำหนดค่า KP=5 และ เปลี่ยนค่าเป้าหมายที่ 5, 10, 15% ..... และเทียบกับค่าที่ได้จาก โปรแกรม Math lab	42
5.3 แสดงการทดลองกำหนดค่า KP=1 Ti=50 Td=0 กำหนดค่าเป้าหมายที่ 20%..... และเทียบกับค่าที่ได้จาก โปรแกรม Math lab	43
5.4 แสดงการทดลองกำหนดค่า KP=1 Ti=9999 Td=50 กำหนดค่าเป้าหมายที่ 10%..... และเทียบกับค่าที่ได้จาก โปรแกรม Math lab	44
5.5 แสดงการทดลองกำหนดค่า Kp=1.5 Ti=50 Td=10 กำหนดค่าเป้าหมายที่ 20%..... และเทียบกับค่าที่ได้จาก โปรแกรม Math lab	45
5.6 แสดงกระบวนการที่ 1.....	46
5.7 แสดงกระบวนการที่ 2.....	46
5.8 แสดงการทดลองการควบคุมระดับทั้งสองกระบวนการที่ค่าเป้าหมายเท่ากัน.....	47
5.9 แสดงการทดลองการควบคุมระดับทั้งสองกระบวนการที่ค่าเป้าหมายต่างกัน.....	47
5.10 แสดงการทดลองการควบคุมแบบ Cascade.....	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ตามการค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 แนวคิดในการจัดทำปฏิญานิพนธ์

ในปัจจุบัน การแข่งขันทางด้านธุรกิจนั้นมีค่อนข้างสูง ทำให้ต้องคำนึงถึงประสิทธิภาพและประสิทธิผลของโรงงาน ซึ่งสามารถแสดงได้ด้วยต้นทุนการผลิต และคุณภาพของสินค้ารวมไปถึงการปรับอัตราการผลิตให้เหมาะสมกับสถานะความต้องการของตลาด ซึ่งส่วนสำคัญในการดำเนินการให้ได้ตามเป้าหมายตามต้องการ จะต้องมีการควบคุมการผลิตให้เหมาะสม โดยจะต้องเลือกวิธีการควบคุมที่เหมาะสมเมื่อสามารถเลือกวิธีการควบคุมที่เหมาะสมได้ ขั้นตอนต่อไปก็จะเลือกเครื่องควบคุมที่จะนำมาใช้เป็นตัวกระทำการควบคุมการกระบวนการผลิต

เครื่องควบคุมที่ใช้งานอยู่ในปัจจุบันมีหลากหลายตั้งแต่ขนาดเล็กจนถึงขนาดใหญ่ตามความเหมาะสม แต่ในเครื่องควบคุมที่มีขนาดเล็กนั้นจะมีข้อจำกัดหลายด้าน เช่น จำนวนอินพุต-เอาต์พุต, รูปของการควบคุมและฟังก์ชันการทำงานที่ใช้ในการควบคุมกระบวนการที่ใช้ควบคุมที่ซับซ้อน ดังนั้นถ้าผู้ใช้งานต้องการใช้งานในการควบคุมที่มี อินพุต-เอาต์พุต หลายชนิด รูปการควบคุมหลายๆ รูป และมีความต้องการควบคุมกระบวนการแบบซับซ้อนจะต้องใช้งานเครื่องควบคุมที่มีขนาดใหญ่ซึ่งมีราคาแพง ทางคณะผู้จัดทำจึงมีแนวคิดที่จะสร้างเครื่องควบคุมที่มีหลายรูปการควบคุมที่สามารถเลือกของสัญญาณอินพุต-เอาต์พุตได้ และชนิดของสัญญาณได้ตามต้องการ รวมทั้งสามารถเลือกใช้ฟังก์ชันการทำงานที่กำหนดให้เหมาะสมกับกระบวนการได้ตามต้องการของผู้ใช้งาน เพื่อทดแทนเครื่องควบคุมที่มีราคาแพงและเหมาะสำหรับผู้ประกอบการที่มีข้อจำกัดทางด้านเงินทุน

### 1.2 วัตถุประสงค์ของปฏิญานิพนธ์

1. เพื่อศึกษาการทำงานของเครื่องควบคุม
2. ศึกษาการทำงานของ ไมโครคอนโทรลเลอร์ และนำไมโครคอนโทรลเลอร์มา เป็นตัวประมวลผลให้กับเครื่องควบคุมที่ออกแบบได้
3. เป็นแนวทางในการออกแบบเครื่องควบคุมเพื่อการพัฒนาสู่ผลิตภัณฑ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

1. ศึกษาฟังก์ชันการทำงาน และการใช้งานของเครื่องควบคุมที่มีใช้อยู่ในปัจจุบัน
2. ศึกษาการใช้งานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS51 และเขียนโปรแกรมควบคุมทำด้วยภาษาซี
3. ออกแบบเครื่องควบคุมแบบหลายช่องสัญญาณ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS51 เป็นส่วนประมวลผล
3. ทดสอบสมรรถนะของเครื่องควบคุมด้วยการควบคุมกระบวนการต่างๆที่มีอยู่ในห้องปฏิบัติการ

### 1.4 เนื้อหาของปริญญานิพนธ์

บทที่ 1 กล่าวถึงแนวความคิดในการจัดทำโครงการ วัตถุประสงค์ในการจัดทำโครงการ ขอบเขตของโครงการ และเนื้อหาของปริญญานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีของการควบคุมกระบวนการ กริยาควบคุมแบบต่างๆที่ใช้ในการควบคุมอัตโนมัติ

บทที่ 3 กล่าวถึงการทำงานของเครื่องควบคุม รูปแบบการทำงานและฟังก์ชันการใช้งานของเครื่องควบคุม

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบ และการสร้างเครื่องควบคุม โดยแบ่งเป็น 2 ส่วนใหญ่ คือ ส่วนประกอบทางด้านฮาร์ดแวร์และการเขียนโปรแกรมควบคุมการทำงาน

บทที่ 5 กล่าวถึงการทดลองกระบวนการด้วยเครื่องควบคุมที่สร้างขึ้น และแสดงผลการทดลอง

บทที่ 6 บทสรุปและแนวทางในการพัฒนาต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# หลักการและทฤษฎีของการควบคุมกระบวนการ ด้วยตัวควบคุม PID

### 2.1 กล่าวนำ

การควบคุมกระบวนการ คือ วิธีการควบคุมค่าของกระบวนการให้มีค่าเท่ากับค่าเป้าหมายที่เราต้องการ หลักการควบคุมนั้นแบ่งได้ 2 ประเภท คือ การควบคุมแบบลูปเปิด (Open loop) และแบบลูปปิด (Close Loop) ซึ่งสามารถแบ่งได้เป็นหลายชนิด เช่น การควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback Control) การควบคุมแบบป้อนล่วงหน้า (Feedforward Control) การควบคุมแบบคาสเคด (Cascade Control) และการควบคุมแบบสัดส่วน (Ratio Control) เป็นต้น ซึ่งทฤษฎีการควบคุมที่ใช้ภายในเครื่องควบคุมส่วนใหญ่ คือ ทฤษฎีการควบคุมแบบ PID และ ON-OFF เป็นตัวกระทำการเพื่อปรับค่ากระบวนการให้ได้ตามต้องการ

### 2.2 การควบคุมอัตโนมัติ (Automatic Control)

#### 2.2.1 การควบคุมอัตโนมัติ

การควบคุมอัตโนมัติของระบบทางกายภาพใดๆ คือ การควบคุมหรือบังคับให้ระบบนั้นทำงานในลักษณะที่จะนำมาซึ่งผลงาน (Output) มีคุณสมบัติสอดคล้องหรือเป็นไปตามเป้าหมาย (Set Point) ด้วยตัวของมันเอง เช่น การควบคุมอัตโนมัติในระบบการทำความเย็น ซึ่งโดยทั่วไปหมายถึง การบังคับให้ระบบทำงานให้ผลงาน คือ ความเย็นเป็นไปตามที่ต้องการ กล่าวคือมีระดับความเย็นหรืออุณหภูมิเป็นไปตามที่ต้องการ ไม่ใช่เย็นไม่พอหรือเย็นเกินไป ด้วยอุปกรณ์หรือส่วนประกอบภายในระบบนั่นเอง แทนที่ผู้ใช้จะคอยเปิดหรือปิดเครื่องอัดอากาศหรือปั๊มเอง เป็นต้น ในระบบควบคุมอัตโนมัติอย่างง่ายๆ สิ่งที่ระบบทำให้ผลงาน และเป้าหมายของระบบ หรือข้อกำหนดที่ส่งเข้าสู่ระบบ (Input) อาจเป็นปริมาณ หรือสัญญาณชนิดเดียวกัน เช่น เป็นอุณหภูมิเหมือนในระบบควบคุมความเย็นแต่ในระบบควบคุมอัตโนมัติทั่วไปเอาต์พุต และอินพุตอาจเป็นปริมาณหรือสัญญาณที่เหมือนกันหรือไม่เหมือนกันก็ได้ เช่น ในกระบวนการแลกเปลี่ยนความร้อน (Heat-Exchange) เอาต์พุตของระบบ คือ ความร้อนในขณะที่อินพุตเป็นอัตราการไหลของสารหล่อเย็น

เนื่องจากการควบคุมอัตโนมัติ เป็นการบังคับให้ระบบทำงานให้เอาต์พุตที่เป็นไปใน

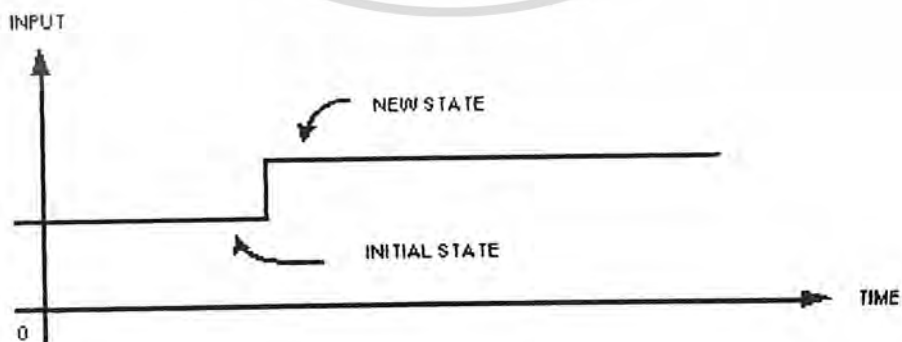
ลักษณะที่สอดคล้องกันกับอินพุตจึงอาจกล่าวได้ว่า การศึกษาการควบคุมอัตโนมัติเป็นการศึกษาถึง

การตอบสนองของระบบ (System Response) ซึ่งได้แก่ ลักษณะของเอาต์พุตต่อเป้าหมาย หรือ

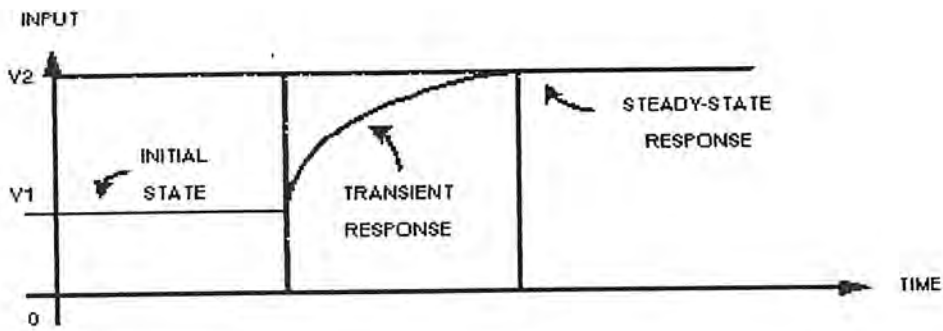
กำหนด หรือต่ออินพุตที่จะเข้าสู่ระบบ การตอบสนองของระบบต่ออินพุตที่เข้ามาสู่ระบบดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น การตอบสนองส่วนที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Transient Response) กับการตอบสนองส่วนที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Steady State Response) ซึ่งโดยทั่วไป การศึกษาระบบควบคุมอัตโนมัติจะเน้นไปที่ การตอบสนองส่วนที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ทำให้ การวิเคราะห์ระบบควบคุมอัตโนมัติเสมือนเป็นการวิเคราะห์ ระบบพลศาสตร์ (Dynamics System) และในบางครั้งนั้นจะพบว่า มีทฤษฎีหรือหลักการของการควบคุมอัตโนมัติบางอย่าง สามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้กับระบบทางพลศาสตร์อื่นๆ เช่น ระบบต้นสะเทือนหรือในทางกลับกันได้เป็นอย่างดี

### 2.2.2 การตอบสนองของระบบควบคุมอัตโนมัติ

ในระบบเพิ่มความเร็วของรถยนต์หรือยานพาหนะอื่นๆ อินพุตของระบบ คือ ตำแหน่งของคันเร่งน้ำมันเอาต์พุตของระบบ คือ ความเร็วของรถยนต์หรือยานพาหนะนั้นๆ เมื่อผู้ขับขี่ซึ่งอาจถือเป็นส่วนหนึ่งของระบบได้ ต้องการจะเพิ่มความเร็วของรถยนต์หรือยานพาหนะของเขา เขาจะส่งสัญญาณที่ต้องการอันนี้เข้าสู่ระบบ โดยการเหยียบคันเร่งน้ำมันให้มากขึ้น (Input ของระบบเปลี่ยนไป) ระบบจะทำงานด้วยวิธีใดวิธีหนึ่งที่จะทำให้ล้อของรถยนต์หรือยานพาหนะนั้นๆ หมุนเร็วขึ้น อันจะทำให้ความเร็ว (Output) ของรถยนต์หรือยานพาหนะนั้นจะค่อยๆ เพิ่มขึ้น การตอบสนองของระบบขณะ นี้เรียกว่าเป็นการตอบสนองส่วนที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Transient Response) และเมื่อเวลาผ่านไปชั่วขณะหนึ่ง ความเร็วของยานพาหนะจะคงที่ไม่เพิ่มขึ้นหรือลดลงอีกต่อไป การตอบสนองของระบบตั้งแต่นี้ไป เป็นการตอบสนองส่วนที่ไม่มีการเปลี่ยนค่าตามเวลา (Steady State Response) ยกเว้นเสียแต่อินพุตของระบบ คือ ตำแหน่งของคันเร่งน้ำมันจะเปลี่ยนไปเป็นค่าใหม่ หรือระบบถูกรบกวนจากภายนอก เช่น รดขึ้น หรือลงเนิน หรือถูกลมกระโชกแรงมากขึ้น ฯลฯ เหตุการณ์ในระบบตัวอย่างดังที่ได้กล่าวมานี้ อาจแสดงให้เห็นเข้าใจถึงการตอบสนองได้ดีขึ้น โดยภาพที่ 2.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.1 การตอบสนองของระบบเพิ่มความเร็วในยานพาหนะ

ระบบอื่นๆ เช่น ระบบควบคุมความดัน ระบบควบคุมความเย็น ฯลฯ ก็เช่นกัน ลักษณะของเอาต์พุต หรือการตอบสนองของระบบต่ออินพุตใหม่ของระบบจะไม่เป็นไปในลักษณะทันทีทันใด คือ จะต้องมีการค่อยๆ เพิ่มหรือค่อยๆ ลด กล่าวคือ ต้องใช้เวลาเสมอ สาเหตุที่เป็นเช่นนี้ เพราะระบบใดๆ ก็ย่อมมีความเฉื่อย หรือคุณสมบัติซึ่งเหมือนความเฉื่อยเสมอ และส่วนประกอบต่างๆ ภายในระบบนั้นๆ ย่อมไม่สามารถทำงานได้อย่างเครื่องจักรในอุดมคติ คือ ให้แรง หรือโมเมนต์หรือผลกระทบได้อย่างมากมาย (Infinite) จนทำให้ระบบสามารถเปลี่ยนสถานะ (State) ได้อย่างทันทีทันใด

### 2.2.3 คุณภาพของระบบควบคุมอัตโนมัติ

ในการเปรียบเทียบคุณภาพของระบบควบคุมอัตโนมัติที่เหมือนกัน 2 ระบบ ว่าระบบไหนดีกว่ากัน จะต้องดูที่การตอบสนอง (Response) ของแต่ละระบบแล้วมาเปรียบเทียบกัน ระบบที่ให้การตอบสนองที่มีความแม่นยำสูง (High Accuracy) ย่อมดีกว่าระบบที่ให้การตอบสนองที่มีการคลาดเคลื่อน (Low Accuracy) ระบบที่ให้การตอบสนองที่ฉับไว (Fast) ย่อมดีกว่าระบบที่ให้การตอบสนองอย่างเฉื่อยช้า (Sluggish) และระบบที่ให้การตอบสนองที่มีเสถียร (Stable) ย่อมดีกว่าระบบที่ให้การตอบสนองที่รุนแรงหรือทำการควบคุมไม่ได้ (Violent or Unstable Response) จึงอาจกล่าวได้ว่า คุณภาพของระบบควบคุมอัตโนมัติ หมายถึงความแม่นยำ (Accuracy) ความรวดเร็ว (Speed) ความเสถียร (Stability) ของการตอบสนอง ของระบบนั้นๆ

ระบบควบคุมที่ขาดความแม่นยำนั้นนำไปใช้ประโยชน์ไม่ได้ และถือว่าเป็นระบบการควบคุมที่สร้างขึ้นหรือทำขึ้นโดยผิดพลาดประสงค์ของการควบคุมและแน่นอน ความแม่นยำในที่นี้ รวมถึงความสม่ำเสมอ คงเส้นคงวา (Consistency) ในเรื่องของการตอบสนองด้วยความรวดเร็วของการตอบสนองก็เช่นกัน ระบบที่การตอบสนองที่แม่นยำไม่มีการคลาดเคลื่อนเลย แต่ใช้เวลานานมากกว่าจะถึงเสถียรภาพก็ย่อมเป็นระบบควบคุมที่นำไปใช้งานไม่ได้ ตัวอย่างที่เห็นได้ชัดคือระบบเบรกในรถยนต์ เมื่อผู้ขับขี่ต้องการจะหยุดรถ คือเหยียบคันเร่งดับเบรกในกรณีฉุกเฉิน

รถยนต์ไม่ทันและเกิดอุบัติเหตุได้ การทำงานของระบบเบรกโดยทั่วไปจะต้องหยุดเมื่อสุดระยะเคลื่อนที่ของคันเหยียบบังคับเบรก เสถียรของการตอบสนองของระบบควบคุมอัตโนมัติก็เป็นสิ่งสำคัญที่จะชี้ให้เห็นถึงคุณภาพของระบบควบคุมนั้นๆ ระบบควบคุมที่มีความเร็วและแม่นยำในการตอบสนอง แต่ในบางลักษณะของอินพุตไม่สามารถที่จะให้การตอบสนองที่เสถียรระบบการควบคุมนั้นก็ใช้งานไม่ได้และชำรุดไป ตัวอย่างที่ชี้ให้เห็นถึงความสำคัญของความเสถียร ได้แก่ การทำงานของเครื่องยนต์สันดาบภายใน แบบจุดระเบิดด้วยกำลังอัด (Compression Ignition หรือเครื่องยนต์ดีเซล) ซึ่งจะต้องมีตัวควบคุม คือ Governor สำหรับควบคุมรอบการทำงานของเครื่องยนต์นั้นเสมอ ถ้าหากการทำงานของ Governor ผิดพลาดหรือเสียไปในจังหวะที่ผู้ขับขี่เร่งเครื่องยนต์มากๆ เป็นระยะเวลานานเครื่องยนต์จะหมุนเร็วขึ้นทุกขณะจนตัวเครื่องยนต์พังเองเพราะชิ้นส่วนต่างๆ ไม่สามารถทนต่อแรงที่เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ โดยไม่มีขีดจำกัดได้

จึงเห็นว่า ความแม่นยำ ความรวดเร็ว และ ความมีเสถียรภาพ นอกจากจะเป็นสิ่งที่ชี้ให้เห็นถึงคุณภาพของระบบควบคุมอัตโนมัติแล้วยังเป็นสิ่งที่จำเป็นสำหรับระบบควบคุมอัตโนมัติทุกระบบ จะขาดอันใดอันหนึ่งไปไม่ได้ จึงไม่ควรที่จะสรุปว่าความแม่นยำดีกว่าความรวดเร็ว ความรวดเร็วดีกว่าความมีเสถียรภาพ หรือกลับกันในระบบควบคุมอัตโนมัติหนึ่งๆ ผู้ออกแบบหรือผู้สร้างระบบควบคุมนั้นๆ จะต้องคำนึงถึงทั้ง 3 องค์ประกอบ คือ พยายามที่จะทำให้ได้ระบบควบคุมที่ทำงานหรือให้การตอบสนองที่แม่นยำที่สุด รวดเร็วที่สุด และเสถียรที่สุด ซึ่งในทางปฏิบัติจะทำได้ลำบาก เพราะขณะที่พยายามให้ระบบควบคุมมีการตอบสนองที่รวดเร็ว โดยทั่วไปจะทำให้ระบบเสียความเสถียรไป หรือขณะที่พยายามให้ระบบนั้นมีการตอบสนองที่แม่นยำมากขึ้น โดยทั่วไปก็จะมีผลกระทบทำให้การตอบสนองล่าช้าลง

#### 2.2.4 ส่วนประกอบของระบบควบคุมอัตโนมัติ

ระบบควบคุมอัตโนมัติ ประกอบด้วย ระบบย่อย หรือส่วนประกอบใหญ่ๆ 2 ส่วน คือ ส่วนที่เป็นตัวควบคุม (Controller) และส่วนที่เป็นกระบวนการ (Process)

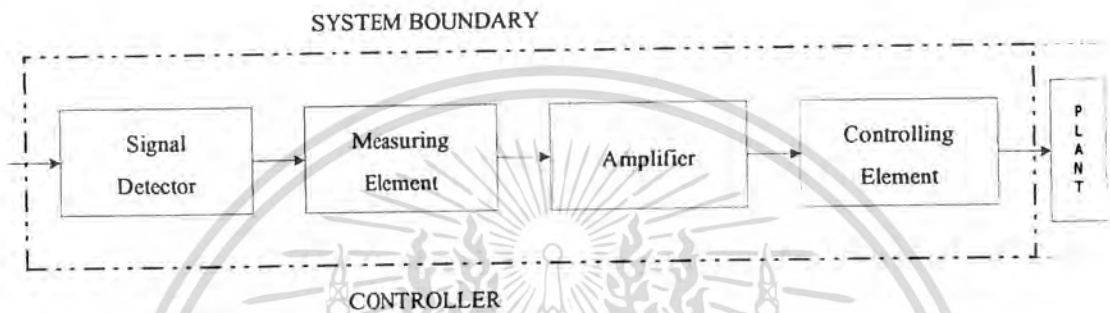
##### 1. ส่วนที่เป็นตัวควบคุม (Controller)

ส่วนที่เป็นตัวควบคุมนั้น หมายถึง ส่วนที่ทำหน้าที่แปรสัญญาณจากภายนอก ที่ส่งเข้ามาสู่ระบบ หรือ อินพุตให้เป็นสัญญาณอื่นที่เหมาะสม และมีกำลังพอ เพื่อไปบังคับให้ส่วนที่เป็นต้นกำลังทำงานเพื่อให้ระบบควบคุมทั้งระบบทำงาน ในระบบควบคุมความเร็วของรถยนต์ ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ส่วนที่เป็นตัวควบคุม จะเริ่มต้นจากคันเร่งน้ำมัน ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวรับสัญญาณ (Signal Detector) จากภายนอก และตัววัดระดับสัญญาณ (Measuring Device) ไปในตัวด้วยแล้ว ส่งสัญญาณนั้นไปยังคาบยูเรเตอร์หรือหัวฉีดโดยอาศัยสายคันเร่ง หรือ Linkages ต่างๆ ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวขยายสัญญาณ (Signal Amplifier) คาบยูเรเตอร์หรือหัวฉีดก็จะทำงานโดยเปิดลิ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่นำมาเผยแพร่โดยไม่หวังผลตอบแทนใดๆ ในกรณีของหัวฉีด  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่นำมาเผยแพร่โดยไม่หวังผลตอบแทนใดๆ ในกรณีของหัวฉีด  
 ไม่หวังผลตอบแทนใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

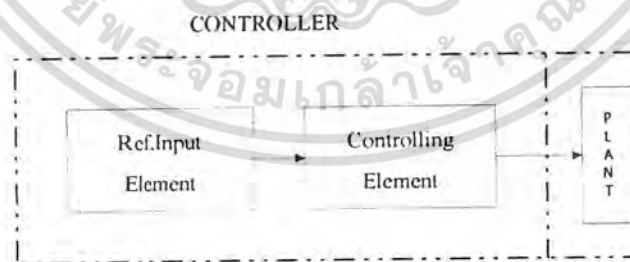
จะฉีดน้ำมันเข้าสู่ห้องเผาไหม้มากขึ้น คาบเรเตอร์หรือหัวฉีดจึงทำหน้าที่เป็นตัวควบคุม (Controlling Element)

จึงอาจกล่าวได้ว่า โดยทั่วไปส่วนที่เป็นตัวควบคุมประกอบด้วย ตัวรับสัญญาณ หรือ Signal Detector หรือ Receiver ตัววัดระดับสัญญาณหรือ Measuring Device และตัวขยายสัญญาณ หรือ Signal Amplifier หรือ Amplifier และตัวควบคุมหรือ Controlling Element ซึ่งจะทำหน้าที่ เปลี่ยนภาพหรือลักษณะของสัญญาณ ดังแสดงในภาพที่ 2.2



ภาพที่ 2.2 ส่วนที่เป็นตัวควบคุมและส่วนประกอบต่างๆ

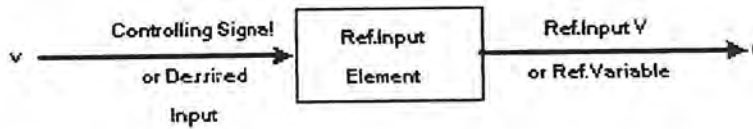
ในการแทนระบบควบคุมด้วยภาพ (Diagram) ตัวรับสัญญาณหรือ Signal Detector ตัววัดระดับสัญญาณหรือ Measuring Device ตัวขยายสัญญาณหรือ Amplifier อาจแสดงได้โดยรวมเข้าด้วยกัน เรียกว่า Reference Input Element ฉะนั้น ส่วนที่เป็นตัวควบคุมหรือ Controller ดังแสดงในภาพที่ 2.2 จึงนิยมแทนด้วยภาพที่ 2.3



ภาพที่ 2.3 ส่วนที่เป็นตัวควบคุมและระบบควบคุมทั่วไป

และเรียกสัญญาณที่เข้าสู่ระบบที่ Reference Input Element ว่า Command Signal หรือ Command Variable หรือ Desired Input ซึ่งโดยทั่วไปใช้  $V$  เป็นสัญลักษณ์ และเรียกสัญลักษณ์นี้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ออกทั้งห้ามมิเหตุใดแต่สิ่งเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกไปจาก Reference Input Element ว่า Reference Input หรือ Reference Variable ซึ่งจะใช้สัญลักษณ์ คือ  $r$  ดังแสดงในภาพที่ 2.4



ภาพที่ 2.4 สัญลักษณ์ที่เข้าหรือออกของ Reference Input Element

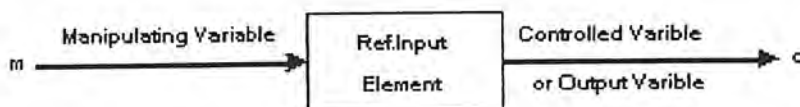
ส่วนสัญญาณที่ออกจาก Controlling Element และเข้าสู่ส่วนที่เป็นต้นกำเนิด หรือกระบวนการ (Plant) ของระบบ ซึ่งในระบบควบคุมความเร็วได้แก่ น้ำมันที่ไหลออกจากคาบูเรเตอร์ หรือ หัวฉีดเข้าสู่เครื่องยนต์นั้นเรียกว่า Manipulating Variable ใช้สัญลักษณ์ คือ  $m$  ฉะนั้น สัญญาณที่เข้าและออกจากส่วนที่เป็นตัวควบคุม จึงอาจแสดงได้ดังภาพที่ 2.5



ภาพที่ 2.5 สัญลักษณ์ที่เข้าและออกจากส่วนที่เป็นตัวควบคุม

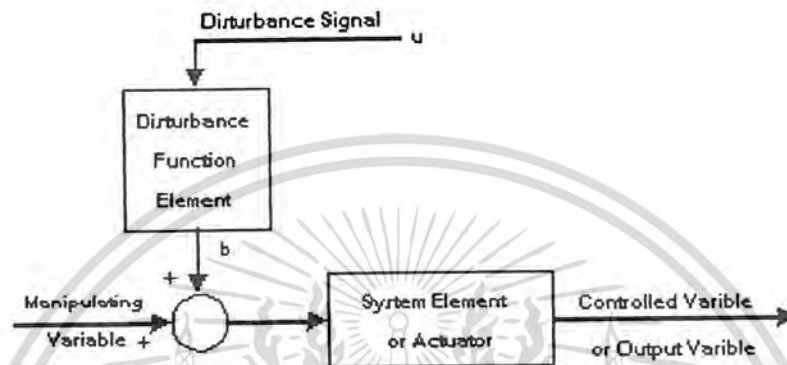
## 2. ส่วนที่เป็นกระบวนการ (Process)

ส่วนที่เป็นกระบวนการ คือ ส่วนของระบบควบคุมอัตโนมัติที่รับสัญญาณ Manipulating Variable (MV) จากส่วนที่เป็นตัวควบคุมแล้วทำงานให้ได้เอาต์พุต หรือ Control Variable (C) ของระบบตามที่ต้องการ ในระบบควบคุมระดับของเหลว ส่วนที่เป็นกระบวนการต้นกำเนิดได้แก่ Control Valve ซึ่งเมื่อได้รับ Manipulating Variable คือ สัญญาณมาตรฐาน 4-20 mA แล้วทำงานให้ระดับของเหลว (Control Variable) เป็นไปตามที่ต้องการ อาจเขียนแสดงได้ดังภาพที่ 2.6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ภาพที่ 2.6 สัญลักษณ์ที่เข้าและออกจากส่วนที่เป็นต้นกำเนิด  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากในระบบควบคุมทั่ว ๆ ไป สัญญาณที่เข้าสู่ตัวทำงาน ซึ่งเรียกว่า System Element หรือ Actuator มักจะประกอบด้วยสัญญาณอื่น เนื่องมาจากการรบกวนจากภายนอกซึ่งเรียกว่า External Disturbance ส่วนที่เป็นต้นกำเนิดจึงประกอบด้วย ตัวรวมสัญญาณ หรือ Signal Summing Element ซึ่งทำหน้าที่รวมสัญญาณจากภายนอกเข้ากับ Manipulating Variable แล้วจึงส่งต่อไปยัง Actuator ดังแสดงในภาพที่ 2.7



ภาพที่ 2.7 ส่วนที่เป็นต้นกำเนิดของระบบควบคุมที่มีการรบกวนจากภายนอก

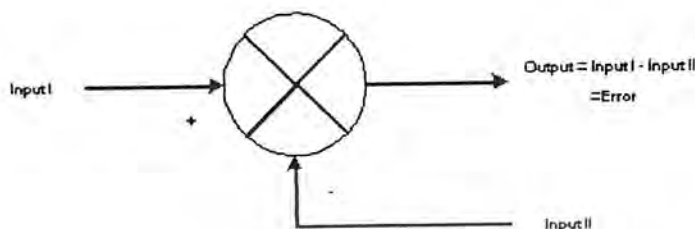
โดยที่ Disturbance Function Element หรือ Disturbance Element ทำหน้าที่เช่นเดียวกับ Reference Input Element คือ ส่ง วัด และขยาย (หรือลด) ขนาด หรือ เปลี่ยนภาพ ในระบบเพิ่มความเร็วของ รถยนต์ Disturbance Signal ได้แก่ Vacuum Advance นั้นเอง ส่วนสัญญาณที่ออก จาก Disturbance Element ซึ่งจะรวมกับ Manipulating Variable (m) เรียกว่า Disturbance Variable ที่ใช้สัญลักษณ์ b

จะเห็นว่า ข้อแตกต่างของส่วนที่เป็นตัวควบคุม (Controller) กับส่วนที่เป็นต้นกำเนิด (Plant) ก็คือ ส่วนที่เป็นตัวควบคุมทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของทั้งระบบ ให้เป็นไปตามเป้าหมายของระบบควบคุม แต่เอาต์พุตของส่วนนี้ คือ Manipulating Variable ไม่สามารถทำงานให้ระบบได้ จึงต้องอาศัย ส่วนที่เป็นต้นกำเนิดอีกต่อหนึ่งสำหรับส่วนที่เป็นต้นกำเนิดจะทำหน้าที่ผลิตกำลังให้ เป็นไปตามระดับความแรงของสัญญาณ Manipulating Variable จากส่วนตัวควบคุมเพื่อให้ได้เอาต์พุตของระบบ หรือ Controlled Variable กล่าวคือ ส่วนที่เป็นต้นกำเนิด หรือ ต้นกำเนิด (Plant) จะทำงานในลักษณะแปรสภาพ หรือส่งพลังงาน เช่น เครื่องยนต์ ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนสภาพพลังงานที่สะสม อยู่ในเชื้อเพลิงให้เป็นพลังงานกล คือ รอบเครื่องยนต์ และแรงบิด (Speed and Torque)

อุปกรณ์อื่นที่ใช้ในระบบควบคุมที่พบเสมอและสำคัญมาก ได้แก่ ตัวเปรียบเทียบค่าหรือ Comparator ซึ่งทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณแล้วให้ความแตกต่างของสัญญาณ ที่มาเปรียบเทียบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า เป็นเอาต์พุต ซึ่งเรียกว่า ค่าผิดพลาด (Error) ตัวเปรียบเทียบสัญญาณทำงานโดยอาศัยหลักการ และไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้สัญลักษณ์ เป็นวงกลม เช่นเดียวกับตัวรวมสัญญาณ เพียงแต่ให้สัญญาณหลักเป็นบวก และให้สัญญาณที่มาเปรียบเทียบกับลบ และเขียนสัญลักษณ์ดังแสดงในภาพที่ 2.8



ภาพที่ 2.8 ตัวเปรียบเทียบค่าหรือ Comparator ของระบบควบคุม

ตัวเปรียบเทียบค่า หรือ Comparator จะพบเสมอในเรื่องของระบบควบคุมประเภทของวงปิด (Close-loop Control System) หรือที่เรียก ๆ กันว่า ระบบควบคุมอัตโนมัติประเภทที่มีการป้อนกลับ (Feed back Control System) ซึ่งจะได้อีกต่อไป

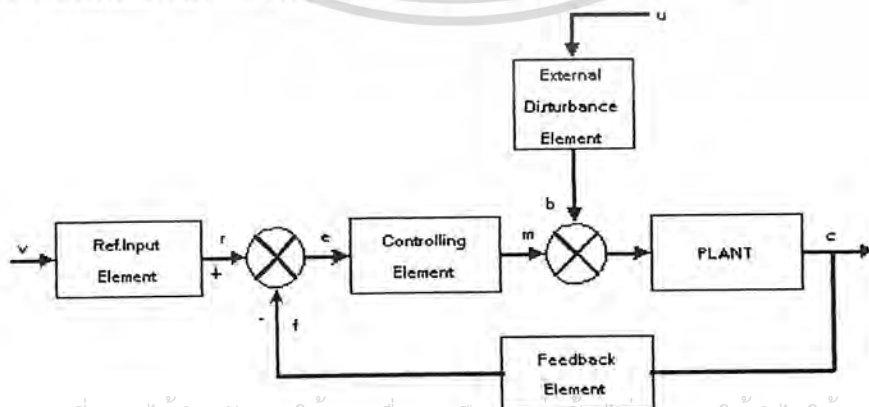
### 2.2.5 ประเภทของระบบควบคุมอัตโนมัติ

การควบคุมอัตโนมัติในระบบทางกายภาพต่างๆ ซึ่งเรียกว่า ระบบควบคุมอัตโนมัติ สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ ประเภทวงปิด หรืออีกประเภทที่มีการป้อนกลับ และประเภทวงเปิด หรือประเภทที่ไม่มีการป้อนกลับ

#### 1. ระบบควบคุมอัตโนมัติประเภทวงปิด หรือประเภทที่มีการป้อนกลับ

##### (Close-Loop or Feedback Control System)

ระบบการควบคุมประเภทนี้ ดังแสดงในภาพที่ 2.9 เป็นระบบการควบคุมที่เอาต์พุตของระบบหรือ Controlled Variable ถูกป้อนกลับมายังส่วนที่เป็นตัวควบคุม ของระบบเพื่อมาเปรียบเทียบกับค่า Reference Variable (R) โดยอาศัยตัวเปรียบเทียบค่าตลอดเวลา

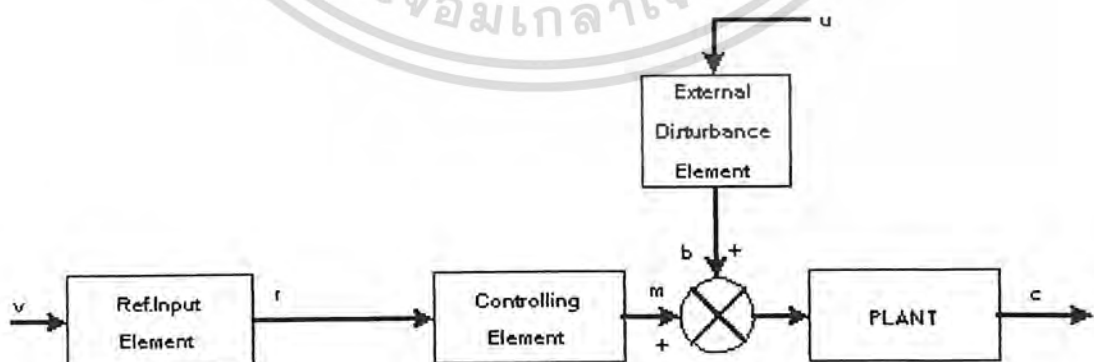


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ถือว่าผู้เขียนเป็นลิขสิทธิ์ และต้องแจ้งลิขสิทธิ์ของงานที่นำเอาเอกสารนี้ไปใช้  
ภาพที่ 2.9 ระบบควบคุมอัตโนมัติ ประเภทวงปิด หรือประเภทที่มีการป้อนกลับ

และเนื่องจากโดยทั่วไปแล้ว ลักษณะของ Controlled Variable และ Reference Variable จะไม่เหมือนกันใน Feedback Loop จึงมักประกอบด้วย Feedback Element ซึ่งทำหน้าที่ รับ วัด ขยาย หรือ ลด หรือ เปลี่ยนสภาพ Controlled Variable ให้เป็น Feedback Variable

ในช่วง Transient Response ของระบบการควบคุมประเภทนี้ Error (หรือที่บางครั้งเรียกว่า Actuating Signal) ซึ่งมีสัญลักษณ์  $e$  จะเปลี่ยนค่าตลอดเวลา ถึงแม้ Reference Variable จะไม่เปลี่ยนค่าก็ตาม เนื่องจาก Feed back Variable เปลี่ยนค่าตลอดเวลา เพราะ Controlled Variable เปลี่ยนค่าตลอดเวลา ฉะนั้นส่วนที่เป็น Final Element หรือ ส่วนที่เป็นตัวปรับตัวแปรกระบวนการของระบบควบคุมประเภทนี้ โดยทั่วไปแล้วจะทำงานด้วยอัตราที่ไม่คงที่ (ยกเว้นในระบบควบคุมแบบ เปิด- ปิด หรือ On-Off Control ตัวอย่างของระบบการควบคุมประเภทที่มีป้อนกลับ ได้แก่ การกระทำต่างๆ ของคน เช่น การรับประทานอาหาร ระบบประสาทจะทำหน้าที่เป็น Feed back Element คือ แปรสัญญาณความอิ่มจากกระเพาะอาหาร แล้วส่งไปยังสมอง สมองก็จะทำหน้าที่เป็น Comparator เปรียบเทียบระดับความอิ่ม หากเปรียบเทียบแล้วปรากฏว่ายังไม่อิ่ม สมองก็จะสั่งให้กล้ามเนื้อบีบ และแขนทำงานต่อไป คือ สั่งอาหารเข้าปากต่อไป ข้อสังเกตที่เห็นได้จากกระบวนการเหล่านี้ก็คือ ถ้าคนคนหนึ่งหิวมาก เขาจะรับประทานอาหารได้อย่างรวดเร็ว มุมมาม และจะค่อย รับประทานอาหารช้าลงเมื่ออิ่ม หรือถึง Steady State แล้ว และอีกตัวอย่างหนึ่งของการควบคุมประเภทนี้ได้แก่ การเดินของคน จะเห็นว่าการทำงานของระบบนี้ มีตาเป็น Feed back Element หากเจอหลุม ก้อนหิน หรือ สิ่งกีดขวางใดๆ ที่ตาสังเกตเห็น ตาจะส่งสัญญาณไปยังสมอง ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวเปรียบเทียบ และ Controller Element คือ สมองก็จะบังคับให้กล้ามเนื้อเท้า และขาทำงาน คือ เดินหลบสิ่งกีดขวางเหล่านั้น แต่ยังคงมุ่งไปที่เป้าหมายเดิม เป็นเช่นนี้เรื่อยไป

## 2. ระบบควบคุมอัตโนมัติแบบวงเปิด หรือแบบไม่มีการป้อนกลับ (Open-Loop Control System)



ภาพที่ 2.10 ระบบควบคุมอัตโนมัติแบบวงเปิด หรือแบบไม่มีการป้อนกลับ

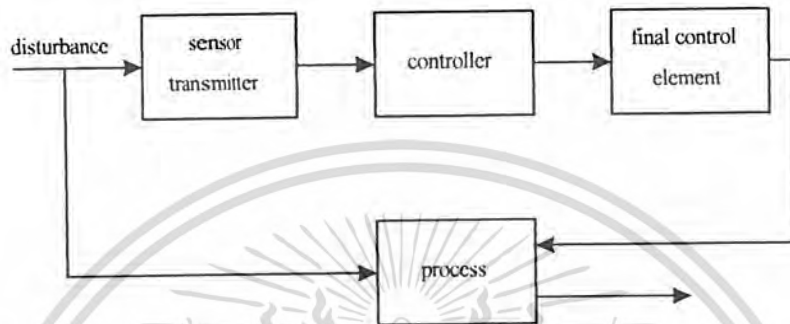
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกพันไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบควบคุมอัตโนมัติประเภทนี้ ดังแสดงในภาพที่ 2.10 เป็นเรื่องของ การควบคุมที่ไม่มี การเปรียบเทียบสภาพของเอาต์พุตของระบบ หรือ Controlled Variable กับ Reference Variable ของระบบ กล่าวคือ Error หรือ Actuating Signal มีค่าคงที่ตลอดเวลา และโดยทั่วไป เรื่องของ กระบวนการจะทำงานที่อัตราคงที่นั่นข้อสังเกตที่สำคัญของระบบควบคุมประเภทนี้ก็คือ ความคลาดเคลื่อนของเอาต์พุตของระบบเพราะในทางปฏิบัติระบบจะถูกรบกวนจากภายนอกเสมอ ทำให้ส่วนที่เป็นตัวปรับค่าตัวแปรกระบวนการไม่สามารถทำงานได้ตามที่ Controller สั่งมาแต่จะ เอาการรบกวนเข้ามา และ ไม่มีการแก้ไขกลับไป (Feed back) ที่ส่วนที่เป็นตัวควบคุมอีกแต่อย่างใด

ตัวอย่างของระบบควบคุมอัตโนมัติประเภทนี้ ได้แก่การทำงานของเครื่องซักผ้า ซึ่งทำงาน เป็นจังหวะ ๆ คือ เติมน้ำ ซัก รีดน้ำ แล้วเติมน้ำใหม่ รีดน้ำหรือ ฯลฯ แล้วหยุดเครื่องตามแต่ที่ผู้ผลิต หรือผู้ใช้ตั้งค่าเอาไว้ หรือโปรแกรมเอาไว้ เครื่องก็จะไม่ปรับตัวเองให้การทำงานให้เหมาะสมกับ ความสะอาด หรือสกปรกของผ้าในเครื่องเลย อีกตัวอย่างหนึ่ง ได้แก่ การทำงานของระบบ สัญญาณไฟจราจร ที่เปลี่ยนไฟเขียวเพื่อเป็นไฟแดงตามทางแยก ผลัดกันข้างละ 1 – 2 นาที แล้วแต่ การตั้งเครื่องการทำงานของระบบสัญญาณไฟจราจรนี้นั้น จะถือว่าเป็นแบบมีการป้อนกลับได้ก็คือ เมื่อมีการนำเอาสภาพความแออัดของรถยนต์ หรือยานพาหนะบนถนนแต่ละแยกไปบังคับการ ทำงานของระบบ เช่น นับจำนวนรถยนต์ หรือยานพาหนะ ทุกด้านตลอดเวลา แล้วเอาผลไปเปรียบ เทียบกัน หรือในการให้อาหารทารกก็เช่นกัน ถือว่า เป็นระบบควบคุมที่ไม่มี การป้อนกลับ เพราะ การให้อาหาร (Input ของระบบ) กับความหิวความอิ่มของทารก (Output) ไม่มีความสัมพันธ์กัน กล่าวคือ ความอิ่มของทารกไม่ได้นำมาบังคับการนำเอาอาหารเข้าปากทารกเลย ผู้ให้อาหาร ได้คะเน ในการให้อาหารครั้งที่แล้วว่าให้ไปนานแล้วจึงควรให้อาหารครั้งใหม่ได้ และสำหรับปริมาณอาหาร ที่คะเนเอาไว้เช่นกัน ยกเว้น ในกรณีผู้ให้อาหาร ทำหน้าที่เป็นตัวเปรียบเทียบค่า (Comparator) ด้วย โดยจะทำการสังเกตอาการกับกริยาของการรับประทานอาหารของทารกว่า ทารกเริ่มอิ่มแล้วหรือไม่ จึงจะถือได้ว่าเป็นระบบวงจรปิดหรือมีการป้อนกลับ จึงสังเกตได้ว่า ความแม่นยำของ Controlled Variable หรือ เอาต์พุตของระบบเทียบกับ Reference Variable ของระบบในระบบควบคุมอัตโนมัติ นี้จะขึ้นอยู่กับ การตั้ง การปรับ การคาดการณ์ล่วงหน้า (Calibration and Programming) เป็นสำคัญ มิฉะนั้นระบบจะทำงานอย่างผิดพลาดและไร้ประโยชน์ ฉะนั้นระบบควบคุมแบบนี้จะทำงาน โดยอาศัยจังหวะ หรือเวลาเป็นหลักเสมอ ทั้งนี้เพราะเวลาเป็นตัวแปรที่มีอยู่ (Available) และคงที่ (Consistent) เสมอ อย่างไรก็ตาม ระบบการควบคุมอัตโนมัติแบบวงจรเปิด หรือแบบที่ไม่มี การป้อนกลับหากนับผู้ใช้ระบบ (System-Operator) ร่วมเข้ากับตัวเครื่องด้วย ระบบใหม่ที่ได้อาจได้เป็น ระบบควบคุมประเภทวงจรปิด กล่าวคือ การปิดหรือการป้อนกลับเกิดที่ตัวผู้ใช้เครื่อง เช่น ระบบ สัญญาณไฟจราจรดังที่ได้กล่าวมา โดยจะมีเจ้าพนักงานจราจรเป็นผู้บังคับสัญญาณไฟ แทนการ ผลัดเปลี่ยนกันเองตามจังหวะเวลา (Timer) ที่ตั้งไว้ หรือ ผู้ให้อาหารทำหน้าที่เป็นตัวเปรียบเทียบค่า ในการให้อาหารทารกดังกล่าวแล้วด้วย

### 3. การควบคุมแบบป้อนล่วงหน้า (Feedforward Control)

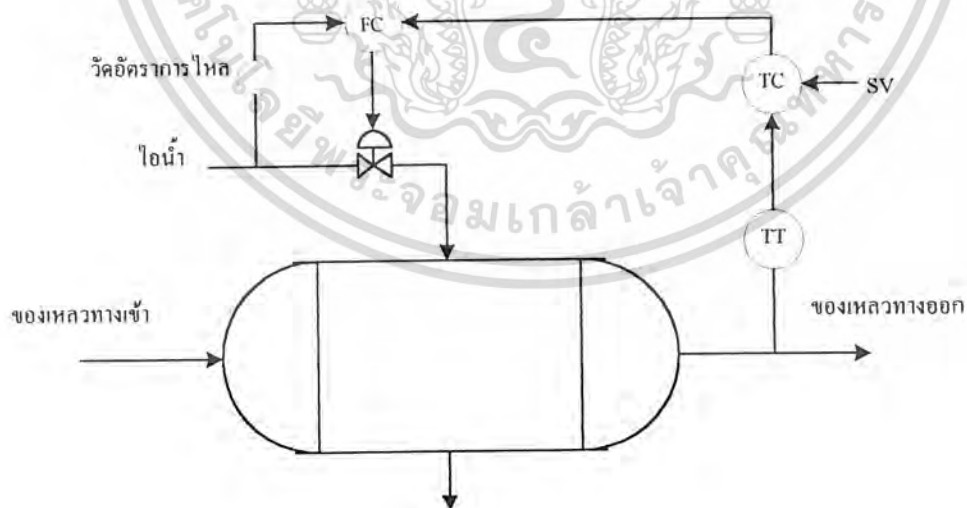
การควบคุมชนิดนี้จะสนใจกับสิ่งรบกวนที่มากระทำกับ โพรเซสแล้วนำค่าของสิ่งรบกวนไปทำการคำนวณค่าที่จะนำไปปรับโปรเซส ก่อนที่ตัวแปร โพรเซสจะเปลี่ยนแปลงในการควบคุมแบบป้อนล่วงหน้าต้องทราบถึงความสัมพันธ์ของสิ่งรบกวนกับค่าเป้าหมาย และสัญญาณวัด



ภาพที่ 2.11 การควบคุมแบบป้อนล่วงหน้า

### 4. Cascade Control

จะใช้งานเมื่อผลของการควบคุมแบบลูปเดียวไม่เป็นที่พอใจ ระบบควบคุมแบบ Cascade จะมีการควบคุมอยู่ 2 ลูบ เป็นลูบควบคุมหลัก และลูบควบคุมรอง ซึ่งจะใช้อัตราของลูบหลักไปเป็นอินพุตให้กับลูบรอง

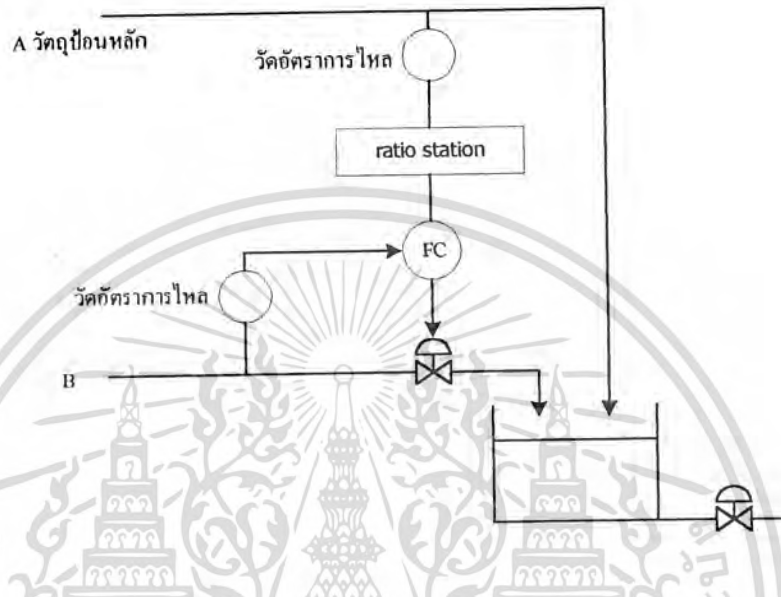


ภาพที่ 2.12 การควบคุมแบบ Cascade

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 6. Ratio Control

การควบคุมแบบ Ratio นี้จะใช้ควบคุมอัตราส่วนของตัวแปรหลายตัวให้คงที่ จะต้องกำหนดตัวแปรหนึ่งให้เป็นหลักแล้วให้ตัวแปรอื่นแปรตาม เช่น การควบคุมระหว่างอากาศ และเชื้อเพลิงในเตาเผา และการผสมสี เป็นต้น



ภาพที่ 2.13 ระบบควบคุมการผสมวัตถุดิบ

### 2.3 กริยาควบคุมแบบต่างๆ ที่ใช้ในการควบคุมอัตโนมัติ

1. ตัวควบคุมแบบ 2 ตำแหน่ง (Two-position) หรือแบบ On-Off
2. ตัวควบคุมแบบ Proportional
3. ตัวควบคุมแบบ Integral
4. ตัวควบคุมแบบ Proportional + Integral หรือ ตัวควบคุมแบบ PI
5. ตัวควบคุมแบบ Proportional + Derivative หรือ ตัวควบคุมแบบ PD
6. ตัวควบคุมแบบ Proportional + Integral + Derivative หรือ ตัวควบคุมแบบ PID

#### 2.3.1. การควบคุมแบบ ON-OFF หรือ 2 ตำแหน่ง

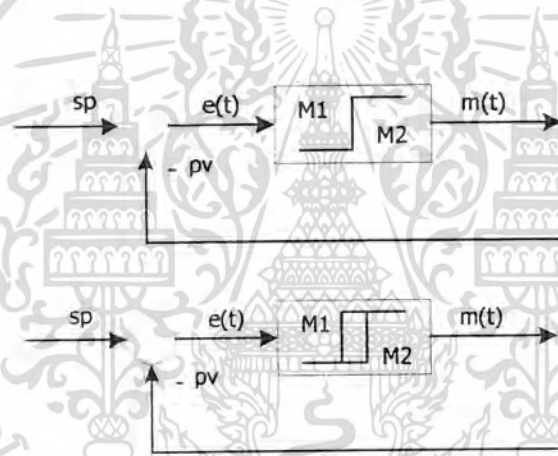
ในระบบควบคุมแบบ 2 ตำแหน่ง การควบคุมจะทำงานในตำแหน่งที่คงที่เพียง 2 ตำแหน่งเท่านั้น ในบางครั้งจึงมีชื่อเรียกว่า ON และ OFF การควบคุมแบบ 2 ตำแหน่ง หรือแบบ ON-OFF นี้จะเป็นการควบคุมแบบง่ายๆ และราคาไม่แพง ดังนั้นจึงนิยมใช้กันอย่างกว้างขวางในงานควบคุมทางอุตสาหกรรม และในกรณีที่เกิดจากการ Oscillate นั้นเป็นที่ยอมรับได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมเป็น  $m(t)$  และสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนเป็น  $e(t)$  ฉะนั้นในการควบคุมแบบ 2 ตำแหน่งนั้น สัญญาณ  $m(t)$  จะมีค่าอยู่เพียงค่าสูงสุด และค่าต่ำสุดเท่านั้น โดยจะขึ้นอยู่กับว่าสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าเป็น + หรือเป็น - นั่นคือ

$$\begin{aligned} m(t) &= M_1 && \text{สำหรับ } e(t) > 0 ; \text{ โดยที่ } M_1 \text{ และ } M_2 \text{ เป็นค่าคงที่} \\ &= M_2 && \text{สำหรับ } e(t) < 0 \end{aligned}$$

ภาพที่ 2.14 แสดงถึง Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ 2 ตำแหน่ง และสำหรับช่วงซึ่งสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนเปลี่ยนแปลงไปก่อนเกิดการเปลี่ยนตำแหน่ง (Switching) ของการควบคุมนั้นเรียกว่า Differential Gap ดังแสดงในภาพที่ 2.14 ช่วง Differential Gap นี้บางครั้งเป็นการทำให้เกิดขึ้นเพื่อป้องกันการ ON-OFF บ่อยเกินไป



ภาพที่ 2.14 Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ 2 ตำแหน่ง หรือแบบ ON-OFF

### 2.3.2 การควบคุมแบบ Proportional

ในกระบวนการบางอย่างการควบคุมแบบ 2 ตำแหน่งจะไม่ใช่วิธีที่ดี ดังนั้นถ้าต้องการความแน่นอนในการควบคุมพลังงานไหลเข้าเพื่อให้เป็นสัดส่วน (Proportional) กับค่าที่ต้องการ เราต้องใช้การควบคุมแบบ Proportional ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณควบคุม (หรือเอาต์พุตของตัวควบคุม)  $m(t)$  กับสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน  $e(t)$  คือ

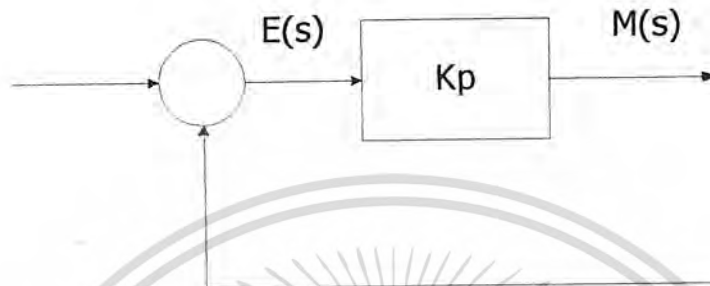
$$m(t) = K_p e(t)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใด หรือ ไม่ห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $K_p$  จะอยู่ในเทอมของ Proportional Sensitivity หรือ Gain

ตัวควบคุมแบบ Proportional จึงต้องเป็นแอมพลิฟายที่สามารถปรับค่าของ Gain ได้

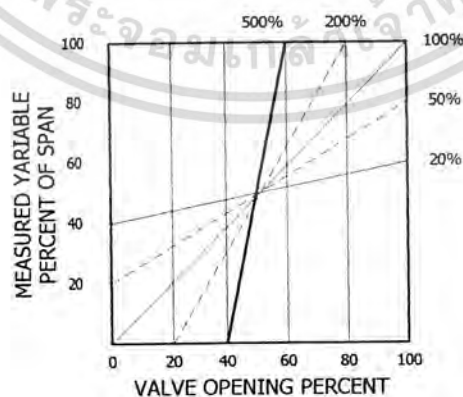
ภาพที่ 2.15 แสดงถึง Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ Proportional



ภาพที่ 2.15 Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ Proportional

สมมติว่า เอาต์พุตที่ได้จากตัวควบคุม นำไปควบคุมช่วงชักของวาล์วในการควบคุมแบบ Proportional นั้น โดยทั่วไปแล้วช่วงชักของวาล์วจะถูกแบ่งเป็นส่วนๆ เท่ากับจำนวนส่วนของการเพิ่มที่ละส่วนในช่วงการวัด เช่น ถ้าช่วงของการวัดมีค่า  $100^{\circ}\text{F}$  ค่าของการวัดจะเปลี่ยนแปลงทีละ  $1^{\circ}\text{F}$  ซึ่งหมายความว่า ช่วงของการวัดจะถูกแบ่งออกเป็น 100 ส่วน ดังนั้นช่วงชักวาล์วจะถูกแบ่งออกเป็น 100 ส่วนด้วย

ความสัมพันธ์ระหว่างช่วงของการวัดกับช่วงชักของวาล์วแบบอื่น สามารถแสดงได้ดังภาพที่ 2.16 ซึ่งมี Proportional Bands (PB) ต่างๆ กันตั้งแต่ 20% ถึง 500%



ภาพที่ 2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างช่วงของการวัด กับช่วงชักของวาล์ว เมื่อมีค่า PB

ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกผู้หนึ่งผู้คุมไปจนเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ ตั้งแต่ 20% ถึง 500

ตัวควบคุมแบบ Proportional คือ แอมพลิฟายตัวหนึ่งที่ต่ออยู่ระหว่างอุปกรณ์วัดกับวาล์วควบคุม เมื่อปรับค่าของ Proportional Band ก็เท่ากับปรับค่าของ Gain ของแอมพลิฟาย ทั้งนี้เพราะค่าของ Gain คือ ส่วนกลับของ Proportional Band การปรับค่าของ Gain จะทำให้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างช่วงของการวัดกับช่วงของวาล์วเปลี่ยนแปลงไปตามความต้องการได้

การเกิด Offset เป็นคุณลักษณะของระบบควบคุมแบบ Proportional ทั้งหมด ทั้งนี้เนื่องจากการทำงานของระบบควบคุมแบบ Proportional นั้น ไม่สามารถควบคุมระบบที่มี Load เปลี่ยนแปลงได้ดีเท่าที่ควร และในกรณีที่ Load คงที่แต่เปลี่ยนค่าของระดับของเหลวที่ถูกควบคุมไปก็เช่นเดียวกัน คือ จะเกิดมี Offset ขึ้น และเมื่อระบบควบคุมที่มีการควบคุมแบบ Proportional เริ่มเข้าสู่สภาวะคงที่นั้น Offset จะต้องมีความไม่เกินครึ่งหนึ่งของ Proportional Band แล้ววาล์วควบคุมก็จะเปิดเต็มที่หรือปิดสนิท และตัวควบคุมก็จะไม่สามารถควบคุมกระบวนการได้อีก ดังนั้นการควบคุมแบบ Proportional โดยทั่วไปจึงเหมาะสมกับกระบวนการที่ต้องการ Proportional Band แคบๆ

### 2.3.3 การควบคุมแบบ Integral

ในการควบคุมแบบ Integral ค่าของเอาต์พุตของตัวควบคุม  $m(t)$  จะมีความสัมพันธ์กับค่าความคลาดเคลื่อน  $K_i$  ดังนี้

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

หรือ

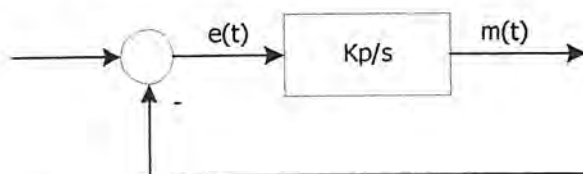
$$m(t) = K_i \int_0^t e(t) dt$$

โดยที่  $K_i$  เป็นค่าที่คงที่สามารถปรับค่าได้

Transfer Function ของตัวควบคุมแบบ Integral คือ

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

Block Diagram ของตัวควบคุม Integral แสดงดังภาพที่ 2.17



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกภาพที่ 2.17 Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ Integral ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กริยาการควบคุมแบบ Integral นี้ บางครั้งเรียกว่า Reset Control

### 2.3.4 การควบคุมแบบ Proportional + Integral (PI)

กริยาการควบคุมแบบ PI สามารถแสดงได้ด้วยสมการต่อไปนี้

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

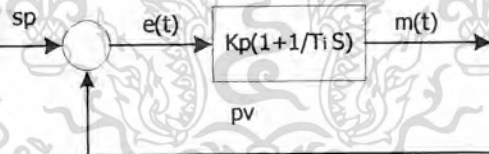
หรือ

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

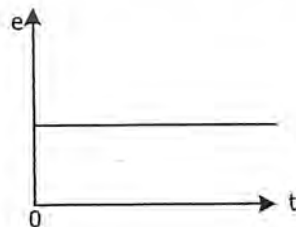
โดยที่  $K_p$  เป็นค่าของ Proportional Sensitivity หรือ Gain

$T_i$  เป็นค่าของ Integral Time

ทั้ง  $K_p$  และ  $T_i$  เป็นค่าที่ปรับได้ ค่าส่วนกลับของ  $T_i$  นั้นจะเรียกว่า “Reset rate” ภาพที่ 2.18 (ก) แสดงถึง Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ Proportional + Integral ถ้าสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน  $e(t)$  เป็นสัญญาณแบบ Unit step ดังแสดงในภาพที่ 2.18 (ข) แล้ว สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PI จะแสดงได้ดังภาพที่ 2.18 (ค)

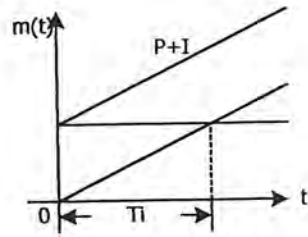


(ก)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ข)



(ค)

ภาพที่ 2.18 ก) Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ PI

ข) อินพุตของตัวควบคุมซึ่งเป็นแบบ Unit step

ค) เอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PI เมื่ออินพุตเป็นแบบ Unit step

### 2.3.5 การควบคุมแบบ Proportional + Derivative (PD)

กริยาการควบคุมแบบ PD สามารถเขียนให้อยู่ในภาพของสมการได้ดังต่อไปนี้

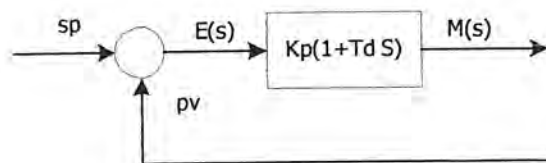
$$m(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt}$$

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

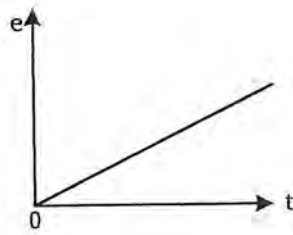
โดยที่  $K_p$  เป็นค่าของ Proportional Sensitivity หรือ Gain

$T_d$  เป็นค่าของ Derivative Time

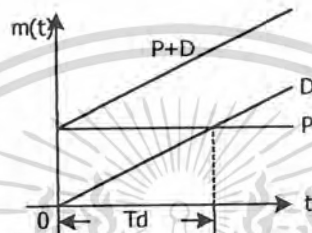
ค่าของ  $K_p$  และ  $T_d$  นั้นจะเป็นค่าที่สามารถปรับได้ และในบางครั้งจะเรียกกริยาควบคุมแบบ Derivative ว่า “rate Control” ทั้งนี้เพราะขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมจะเป็นสัดส่วนกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน ภาพที่ 2.19 (ก) แสดงถึง Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ PD ถ้าสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน  $e(t)$  เป็น unit ramp ดังแสดงในภาพที่ 2.19 (ข) แล้วสัญญาณเอาต์พุต  $m(t)$  ของตัวควบคุมแบบ PD จะเป็นดังภาพที่ 2.19 (ค)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 (ก)  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



(ค)

ภาพที่ 2.19 ก) Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ PD

ข) อินพุตของตัวควบคุมซึ่งเป็นแบบ Unit step

ค) เอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PD

กระบวนการจำนวนมากอาจจะมี ความจุ และความต้านทานมากกว่าหนึ่ง ดังนั้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นในกระบวนการจึงอาจทำให้เกิดมี Time Lag ที่มีค่ามากพอได้ กระบวนการที่มีปัญหาเกี่ยวกับ Time Lag มากก็คือ กระบวนการที่เกี่ยวกับความร้อนการควบคุมแบบ Derivative นี้จะแก้ไขเกี่ยวกับระบบที่มี Time Lag มากๆ ได้ ในบางครั้งกริยาควบคุมแบบ Derivative นี้ เรียกว่า กริยาควบคุมแบบ “คาดการณ์ ล่วงหน้า”

### 2.3.6 การควบคุมแบบ Proportional + Integral + Derivative (PID)

การควบคุมแบบ PID นี้ได้จากการเอากริยาควบคุมแบบ Proportional กริยาการควบคุมแบบ Integral และกริยาควบคุมแบบ Derivative เข้าด้วยกัน กริยาการควบคุมแบบ PID ของตัวควบคุมอัตโนมัติสามารถแสดงในภาพของสมการต่อไปนี้

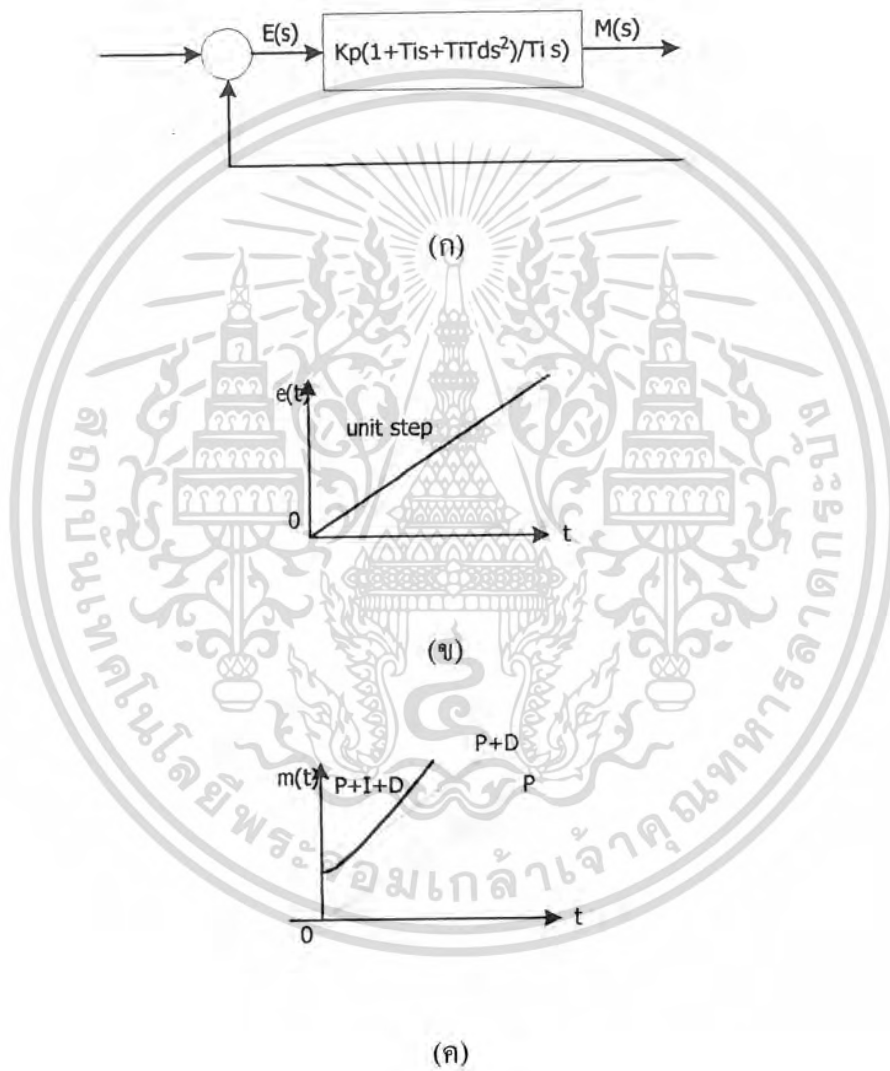
$$m(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \left( \int_0^t e(t) dt \right) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Transfer function คือ

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

Block Diagram อินพุต และเอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PID แสดงได้ดังภาพที่ 2.20



ภาพที่ 2.20 ก) Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ PID

ข) อินพุตของตัวควบคุมซึ่งเป็นแบบ Unit step

ค) เอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PID

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับก... ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

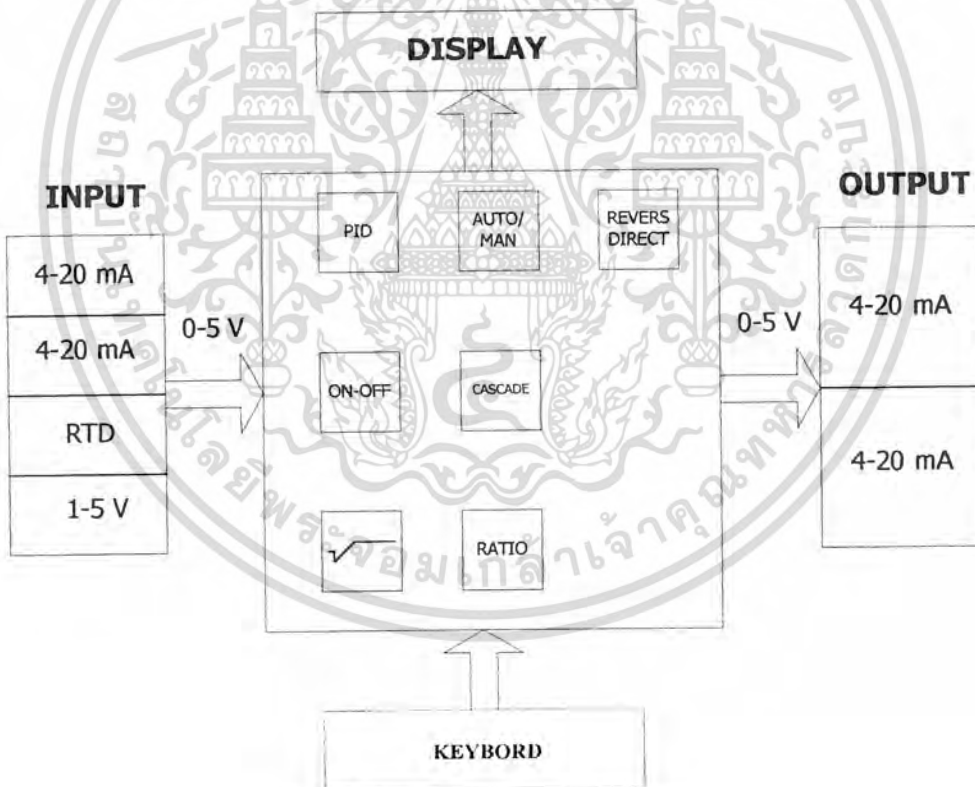
## บทที่ 3

# การทำงานของเครื่องควบคุม

### 3.1 กล่าวนำ

ในบทนี้อธิบายถึงหลักการดำเนินงานเบื้องต้นของเครื่องควบคุมทุกส่วนประกอบ เช่น สัญญาณที่ใช้ในส่วนของอินพุต-เอาต์พุต ในส่วนประมวลผล และได้อธิบายฟังก์ชันการทำงาน รวมถึงไปถึงโหมดการทำงานของเครื่องควบคุม เช่น การทำงานแบบ Standard PID Controller, Remote SV setting PID control, Auto/Manual Station และ Cascade PID controller

### 3.2 โครงสร้างโดยรวม



ภาพที่ 3.1 แสดงโครงสร้างโดยรวม

### 3.3 การทำงานของเครื่องควบคุม

เครื่องควบคุมนี้มีการทำงาน แบบ 2 ลูปการควบคุม คือ สามารถควบคุมได้ 2 Setpoint จึง  
เอกสารนี้เป็นเอกสารทสรงานวิชาสำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
แบ่งส่วนพิจารณาออกเป็น 3 ส่วน คือ  
ไม่ว่ากรณใดๆ ทั้งสิ้น ยกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.1 ส่วนอินพุต

ที่ส่วนอินพุตนั้นแบ่งเป็น 4 ช่องสัญญาณ คือ ช่องสัญญาณสำหรับรับสัญญาณ 4-20 mA จำนวน 2 ช่องสัญญาณ ช่องสัญญาณสำหรับรับสัญญาณ 0-5 V 1 ช่องสัญญาณ และช่องสัญญาณสำหรับรับสัญญาณ RTD ทั้ง 4 ช่องสัญญาณนั้นจะรับสัญญาณเข้ามาและทำการแปลงสัญญาณออกมาเป็นสัญญาณ 0-5 V เพื่อที่จะส่งให้กับหน่วยประมวลผล โดยจะต้องกำหนดช่องรับสัญญาณได้อย่างอิสระ เช่น อินพุต 1 ใช้ช่องรับสัญญาณที่ 3 และอินพุต 2 ใช้ช่องรับสัญญาณที่ 1 เป็นต้น

### 3.3.2 ส่วนประมวลผล

ส่วนประมวลผล ทำหน้าที่คำนวณการทำงานตามฟังก์ชันที่เลือกไว้เพื่อที่จะใช้งานซึ่งฟังก์ชันที่มีให้เลือกใช้ คือ 1.PID, 2. ON-OFF, 3. Square Root, 4. Auto/Manual, 5. Revers/Direct Action, 6. Cascsde, 7. Ratio เมื่อเลือก ฟังก์ชันที่ต้องการแล้วจะต้องกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ให้กับฟังก์ชันนั้นด้วย โดยจะเริ่มคำนวณเมื่อส่วนอินพุตส่งสัญญาณ 0-5 V ผ่านมายัง A/D เพื่อเปลี่ยนสัญญาณอนาลอกให้เป็นสัญญาณดิจิทัลเพื่อนำไปคำนวณ เมื่อคำนวณเสร็จแล้วส่วนประมวลผลจะส่งสัญญาณดิจิทัลผ่าน D/A เพื่อเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอกแล้วส่งไปส่วนเอาต์พุต

### 3.3.3 ส่วนเอาต์พุต

แบ่งออกเป็น 2 ช่องสัญญาณ คือ วงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันไฟฟ้า 0-5 V เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 4-20 mA จำนวน 2 ช่องสัญญาณ ซึ่งทั้ง 2 ช่องสัญญาณนี้สามารถกำหนดช่องสัญญาณได้อย่างอิสระ เช่น กำหนด เอาต์พุต 1 ออกช่องสัญญาณที่ 2 และเอาต์พุต 2 ออกช่องสัญญาณที่ 1 เป็นต้น

## 3.4 ฟังก์ชันการทำงาน

### 3.4.1 ฟังก์ชัน PID

PID คือ วิทยาควบคุมอัตโนมัติที่เป็นตัวปรับค่าของกระบวนการ โดยส่งสัญญาณออกไปควบคุมกระบวนการให้ได้ตามค่าเป้าหมาย ตามสมการ

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

สมการที่นำไปเขียนใน Microcontroller คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  

$$M_v = M_{v-1} + K_p (e_n - e_{n-1}) + \frac{K_p}{T_i} T e_n + \frac{K_p}{T} T_d (e_n - 2e_{n-1} + e_{n-2})$$
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T =Sampling Time

จากสมการพบว่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้อง คือ  $K_p$ ,  $T_i$ ,  $T_d$  เป็นตัวแปรที่ทำให้สัญญาณ  $M_v$  ที่ได้ไปควบคุมกระบวนการให้ได้เท่ากับค่าเป้าหมาย ค่าพารามิเตอร์นั้นสามารถคำนวณได้หลายวิธี เช่น วิธีการของ Ziegler Nicole หรือ Reaction Curve เป็นต้น

### 3.4.2 ฟังก์ชัน ON-OFF

คือ ทรียาควบคุมอัตโนมัติที่ส่งสัญญาณออกไปควบคุมกระบวนการให้ได้ค่าตามค่าเป้าหมายแบบ แบบ 2 ตำแหน่ง เมื่อนำค่าความผิดพลาดมาเปรียบเทียบกับค่าเป้าหมาย และจะบวกค่า Gap เข้าไปด้วยเพื่อเพิ่มช่วงเวลาในการตัดต่อการทำงานให้มากขึ้น โดยมีการเทียบค่าตามสมการ

$$P_v < \left( S_v - \frac{Gap}{2} \right) ; M_v = 1$$

$$P_v > \left( S_v + \frac{Gap}{2} \right) ; M_v = 0$$

### 3.4.3 ฟังก์ชัน Square Root

เนื่องจากค่า  $P_v$  ที่วัดจากกระบวนการที่เป็นการวัดอัตราการไหล จะมีค่าเป็นกำลังสองของค่าจริง ดังนั้นเมื่อต้องการนำค่า  $P_v$  ไปคำนวณจะต้องทำการถอด Square Root ก่อนจึงนำไปคำนวณ

### 3.4.4 ฟังก์ชัน Auto Manual

คือ ฟังก์ชันที่ใช้เลือกสัญญาณจากส่วนประมวลให้มีลักษณะอัตโนมัติ(Auto) หรือสามารถเลือกค่าปรับสัญญาณได้ตามความเหมาะสมกับกระบวนการ(Manual)

### 3.4.5 ฟังก์ชัน Revers Direct Action

คือ ฟังก์ชันที่เป็นตัวปรับสัญญาณจากส่วนประมวลให้เหมาะสมกับ Final control element เช่น วาล์ว ซึ่งมี 2 ลักษณะ คือ Air to Close และ Air to Open ฟังก์ชัน Reverse จะทำการกลับสัญญาณจากส่วนประมวลให้เป็นไปตามสมการ

$$MV=100-MV$$

### 3.4.6 ฟังก์ชัน Cascade

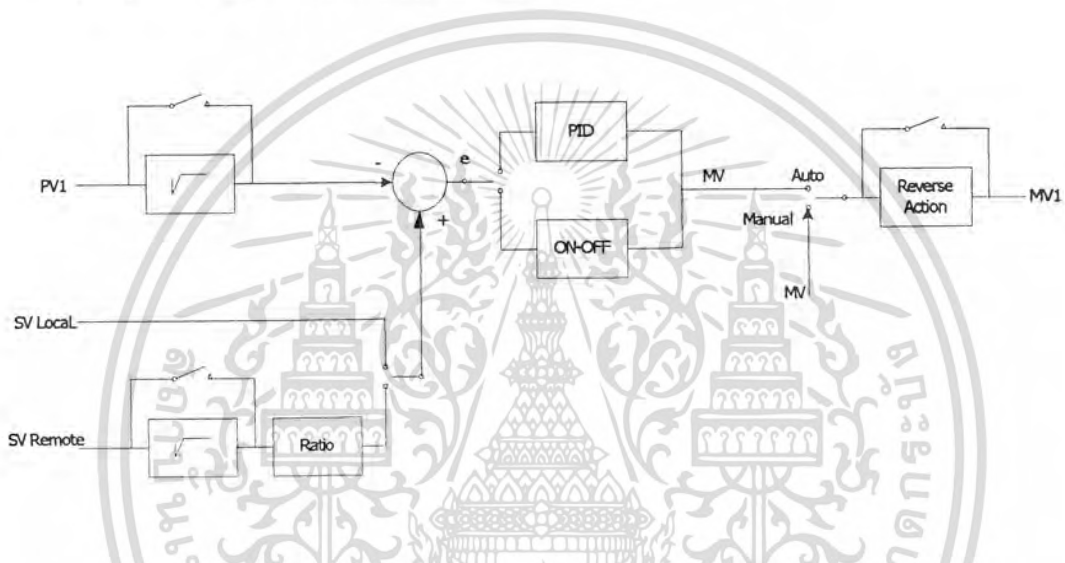
คือ การแบ่งรูปการควบคุมออกเป็น Master, Slave โดยสัญญาณเอาต์พุตจากรูป Master จะเป็นค่าเป้าหมายของรูปการควบคุม Slave  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้วงนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
จะไม่วารณใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4.7 ฟังก์ชัน Ratio

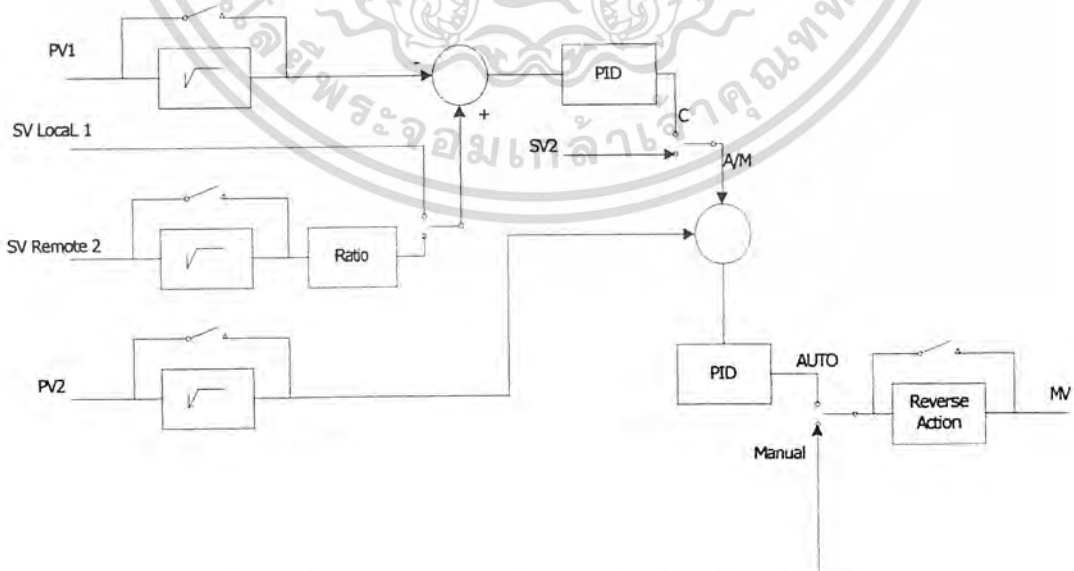
คือ ฟังก์ชันสำหรับการควบคุมค่าเป้าหมาย ให้แปรไปตามอัตราส่วนของตัวแปรตัวอื่น จะใช้กับส่วนของ remote setpoint เช่น ต้องการผสมสาร ก และสาร ข ให้มีอัตราส่วน 1:10 จะต้องทำการวัดปริมาณของสาร ก แล้ว ป้อนเป็นค่าเป้าหมายให้ลูบที่ควบคุมสาร ข โดยต้องใส่ค่าอัตราส่วนเท่ากับ 10

### 3.5 รูปแบบการทำงานของเครื่องควบคุม

การทำงาน Standard PID/On-off Controller



ภาพที่ 3.2 แสดงการทำงาน Standard PID/On-off Controller



ภาพที่ 3.3 แสดงการทำงาน Cascade PID controller

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2. ช่องรับสัญญาณมาตรฐาน 1-5 V

หลักการการทำงานจะรับสัญญาณมาตรฐาน 1-5 V เพื่อนำมาแปลงเป็นสัญญาณมาตรฐาน 0-5 V โดยจะแปลงผ่านทางโปรแกรมตามสมการดังนี้

$$(X-1)*25=Y$$

โดยที่ X คือ สัญญาณมาตรฐาน 0-5 V ที่รับเข้ามา

Y คือ สัญญาณมาตรฐาน 1-5 V ที่ส่งไปคำนวณ โดยค่าที่ส่งไปเป็น เปอร์เซ็นต์

## 3. RTD

หลักการการทำงาน จากภาพที่ 4.2 เป็นการออกแบบวงจร RTD ซึ่งรับอุณหภูมิช่วง 0-210 องศาเซลเซียส โดยค่าความต้านทานจะเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง 100-179.51  $\Omega$  (ตามคุณสมบัติของ RTD ชนิด PT 100) จากภาพที่ 3.3 เป็นการออกแบบวงจร RTD ซึ่งรับอุณหภูมิช่วง 0-210 องศาเซลเซียสโดยค่าความต้านทานจะเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง 100-179.51  $\Omega$  (ตามคุณสมบัติของ RTD ชนิด PT 100) พิจารณาที่สภาวะสมดุล ปรับค่าความต้านทานจนกระทั่ง

จะได้

$$R_{ab} = \frac{(R + 1K + 100 + \Delta R)}{2}$$

ซึ่งในสภาวะสมดุลย์

$$V_{OUT} = \left(\frac{R_2}{R_1}\right) * \left(\frac{510}{1315^2}\right) * \Delta R * V \quad \Delta R = 0$$

$$R = 510 = \Omega$$

จะได้

$$R_{ab} = \frac{R + 1100}{2}$$

ดังนั้นถ้าอุณหภูมิมีการเปลี่ยนแปลงทำให้  $R_{ab} \neq R_{ac}$  ทำให้  $(\Delta V \neq 0)$

$$\Delta V = \left[ \left( \frac{R_{bd}}{R_{ab} + R_{bd}} \right) - \left( \frac{R_{cd}}{R_{ac} + R_{cd}} \right) \right] * V$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

# การออกแบบ และการสร้างเครื่องควบคุม

### 4.1 กล่าวนำ

ในส่วนของการออกแบบเครื่องควบคุมนั้นแบ่งออกเป็น 5 ส่วน คือ ส่วนอินพุต, ส่วนประมวลผล, ส่วนเอาต์พุต, คีย์บอร์ด, ส่วนแสดงผล ซึ่งในส่วนของอินพุต และเอาต์พุต สามารถเลือกช่องสัญญาณได้ตามความเหมาะสมกับสัญญาณมาตรฐาน คือ 4-20 mA และ 1-5 V ซึ่งส่วนอินพุตจะประกอบด้วย 4 ช่องสัญญาณมาตรฐาน คือ 4-20 mA จำนวน 2 ช่องสัญญาณ, RTD, และ 1-5 V ทั้งสามส่วนนี้จะรับสัญญาณเข้ามา และแปลงเป็นสัญญาณ 0-5 V เพื่อส่งค่าให้ ส่วนประมวลผลนำไปคำนวณ ส่วนเอาต์พุต แบ่งออกเป็นสัญญาณ 4-20 mA 2 ช่องสัญญาณ และสามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานในส่วนประมวลผลได้ตามความเหมาะสมของกระบวนการ และปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ตามความเหมาะสมได้จากจากคีย์บอร์ด

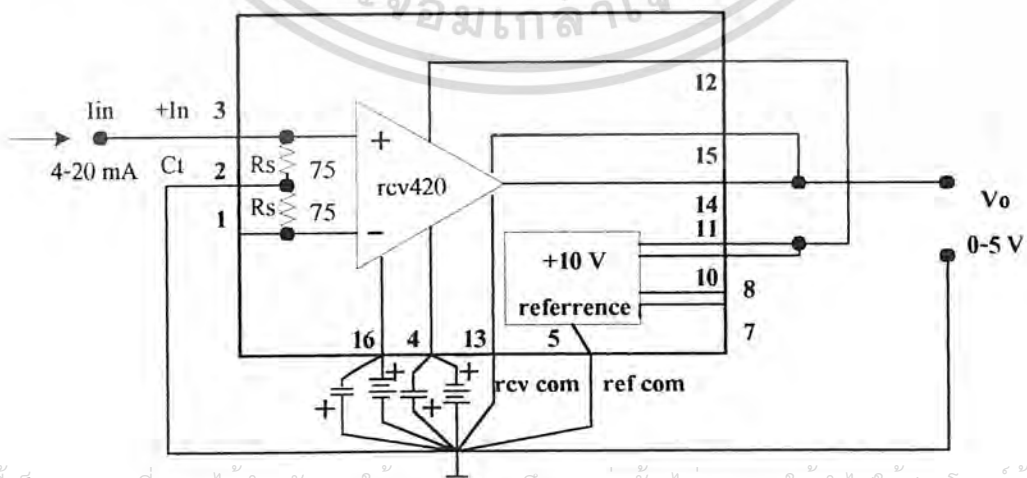
### 4.2 โครงสร้างทางฮาร์ดแวร์

#### 4.2.1 ส่วนอินพุต

ประกอบด้วยส่วนรับสัญญาณ 4 ส่วน คือ

1. ช่องรับสัญญาณมาตรฐาน 4-20 mA 2 ช่องสัญญาณ

หลักการทำงานส่วนนี้จะรับสัญญาณ 4-20 mA มาแปลงเป็นสัญญาณมาตรฐาน 0-5 V เพื่อส่งให้กับ ส่วนประมวลผล ซึ่งได้นำ IC RCV420 มาใช้งานแทนการใช้วงจร OP-AMP ช่วยให้ สะดวกขึ้น และได้ค่าที่แม่นยำขึ้นการต่อใช้งานแสดงดังภาพที่ 4.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งภาพที่ 4.1 แสดงการต่อใช้งานของ IC RCV420

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

กำหนดให้  $\left(\frac{R+1100}{2}\right) + R = R_x$  และ  $\Delta R \ll R_x$  จะได้

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{(R * \Delta R)}{R_x^2}$$

ซึ่งถ้าเราแทนค่า  $R = 510\Omega$  จะได้  $\frac{\Delta V}{V} = \frac{(510 * \Delta R)}{1315^2}$

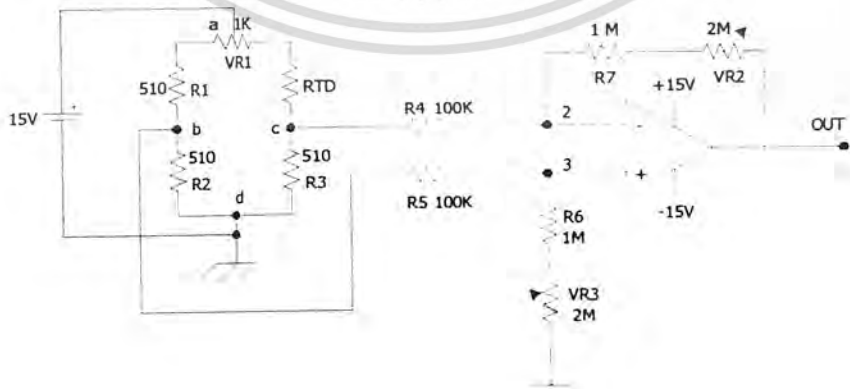
แต่สัญญาณที่ได้จากวงจรบริดจ์นี้จะมีขนาดสัญญาณค่อนข้างเล็กจึงต้องทำการต่อวงจรขยายสัญญาณจากการคำนวณ จะได้  $V_{OUT} = 5V$  ที่  $\Delta R = 79.51\Omega$  ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_{OUT} = \left(\frac{R_2}{R_1}\right) * \left(\frac{510}{1315^2}\right) * \Delta R * V$$

$$5 = \left(\frac{R_2}{R_1}\right) * \left(\frac{510}{1315^2}\right) * 79.51 * 15$$

$$\frac{R_2}{R_1} = 14.21$$

ดังนั้นถ้าเลือก  $R_1 = 100K$  จะได้ค่า  $R_2 = 1.421M$



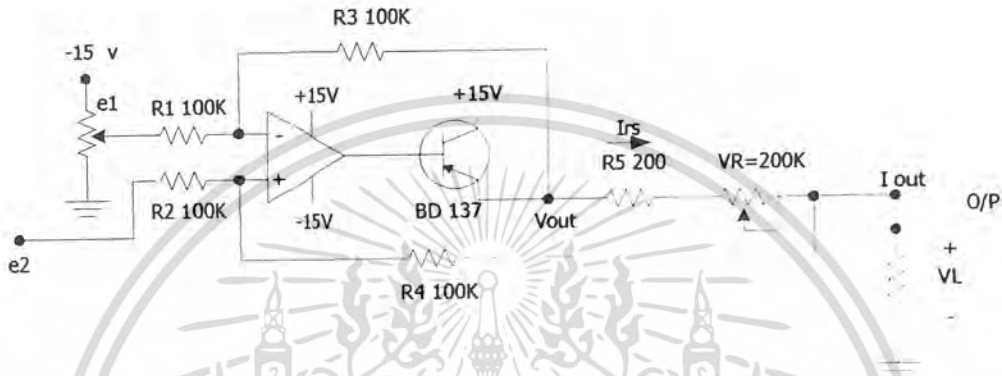
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ภาพที่ 4.2 แสดงวงจรการทำงาน ของ RTD  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตีแบบลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.2 ส่วนเอาต์พุต

ประกอบด้วย 2 ช่องสัญญาณ คือ

1. ช่องส่งสัญญาณมาตรฐาน 4-20 mA จำนวน 2 ช่องสัญญาณ

หลักการการทำงานจะรับสัญญาณมาตรฐาน 0-5 V ที่ส่งมาจาก หน่วยประมวลผล และผ่านวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้า 0-5 V เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง 4-20 mA ดังแสดงใน ภาพที่ 4.3



ภาพที่ 4.3 แสดงวงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันไฟฟ้า 0-5 V เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 4-20 mA

วงจรขยายความแตกต่างแรงดันไฟฟ้างี้ในภาพที่ 4.3 ค่าความต้านทานไฟฟ้า  $R_1, R_2, R_3$  และ  $R_4$  มีค่าเท่ากันทั้งหมดในการวิเคราะห์วงจรไฟฟ้าใช้วิธีการทับซ้อน (Superposition) ซึ่งจะได้

$$V_{out} = V_L + e_2 - e_1$$

แรงดันตกคร่อม  $R_s$  คือ

$$\begin{aligned} V_{RS} &= V_{out} - V_L \\ &= (V_L + e_2 - e_1) - V_L \\ &= e_2 - e_1 \end{aligned}$$

และมีกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน  $R_s$  คือ  $I_{RS} = \frac{V_{RS}}{R_s}$  และ  $I_L = I_{RS} = \frac{e_2 - e_1}{R_s}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{จาก } I_L = I_{RS} = \frac{e_2 - e_1}{R_S}$$

$$e_2 = e_m$$

$$I_L \cdot R_S = e_m - e_1$$

$$\text{ที่ } e_m = 0V; I_L = 4mA$$

$$(4mA)R_S = 5V - e_1 \quad e_1 = -1.25V \quad (4.1)$$

$$\text{ที่ } e_m = 5V; I_L = 20mA$$

$$(20mA)R_S = 5V - e_1 \quad (4.2)$$

นำสมการ (4.1) ลบด้วยสมการ (4.2)

$$\text{จะได้ } R_S = 312.5 \Omega$$

แทนค่า  $R_S$  ลงในสมการที่ (3.1) จะได้  $e_1 = -1.25V$

#### 4.2.3 ส่วนแสดงผล (Display)

##### LCD (Character Mode)

หน่วยแสดงผลแบบ LCD ถูกออกแบบให้ใช้งานได้กับ LCD ชนิด Character ควบคุมการทำงานของจอ LCD แบบ 4 บิต เพื่อประหยัดพอร์ต ซึ่งตำแหน่งของพอร์ต LCD ขนาด 14 Pin ในบอร์ด จะแสดงได้ดังภาพที่ 4.4 โดยการต่อสายจะต้องพิจารณาเรื่องของตำแหน่งขาของพอร์ต LCD บนบอร์ด (ขาสัญญาณบนบอร์ดจะสลับขาสัญญาณที่อยู่บน LCD) จากรูปจะพบว่าบนบอร์ดมี VR ที่ ใช้ปรับความสว่าง (Contrast) ของ LCD ซึ่งในหัวข้อถัดไปจะอธิบายถึงการต่อสาย LCD เข้ากับบอร์ด แต่ก่อนที่จะอธิบายถึงสาย LCD จะขอกล่าวถึงการใช้งานของ LCD อย่างคร่าวๆ ก่อน โดยส่วนใหญ่แล้ว LCD ที่มีจำหน่ายในเมืองไทยจะมีลักษณะคล้ายกัน ไม่ว่าจะเป็นจุดคำสั่งในการควบคุมการทำงานของ LCD หรือคาบเวลาในการควบคุมการทำงานของ LCD ซึ่งโดยส่วนใหญ่แล้ว LCD ชนิด Character ไม่ว่าจะเป็นขนาดเท่าใดจะมี การควบคุมการทำงานเหมือนกันหมด LCD จะมีขาที่ต้องใช้ควบคุม 14 สัญญาณ ยกเว้น LCD ที่มีไฟส่องหลัง (Back Light) จะมีสัญญาณเพิ่มขึ้นไปอีก 2 ขา คือ ขา VCC และ GND ของไฟส่องหลังการใช้งาน LCD สามารถแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะ คือ การควบคุมการทำงาน LCD แบบ 8 บิต และการควบคุมการทำงานแบบ 4 บิต

การควบคุมการใช้งาน LCD แบบ 8 บิต โดยส่วนใหญ่จะถูกใช้งานเมื่อต่อ LCD อยู่กับ BUS ซึ่งจะทำให้การใช้งาน LCD มีความง่ายขึ้น (การใช้งานแบบ 8 บิต หมายถึงการใช้สาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ศูนย์วิจัยวิศวกรรมเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกพันไปไซ้ประโยชน์คนการค้า  
 ไม่ควรนำข้อมูลนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

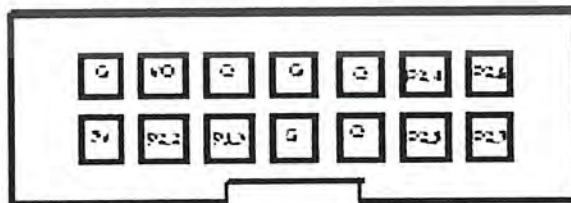
การใช้งาน LCD แบบ 4 บิต โดยส่วนใหญ่จะถูกนำไปใช้งานได้ง่าย เมื่อต่อ LCD อยู่กับพอร์ต ซึ่งทำให้ประหยัดพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ (การใช้งานแบบ 4 บิต หมายถึง การต่อใช้งานขา DATA เพียง 4 บิตบน D7-D4 เท่านั้น โดย 4 บิตล่าง D3-D0 จะถูกต่อลงกราวด์)

#### การเชื่อมต่อ LCD เข้ากับบอร์ด

จากภาพที่ 4.5 แสดงการต่อสาย LCD เพื่อที่จะนำไปต่อกับบอร์ด โดยการต่อสาย LCD จะต้องระวังเรื่องของสายเป็นสิ่งสำคัญ เนื่องจาก ถ้าต่อสายผิดจะทำให้ LCD เกิดความเสียหายได้ ซึ่งการต่อ LCD จะต้องพิจารณาจากคู่มือของ LCD ในเรื่องของขาเป็นสำคัญซึ่งจะต้องต่อให้ตรงกับ PIN ขาที่กำหนดบนบอร์ดตัวอย่างการต่อ LCD แบบ 16 x 1 ในการต่อสายจะต้องสลับสายระหว่าง 1-2 , 3-4 , ....13-14 อันเนื่องมาจากบอร์ด จะมีการสลับสายของขาสัญญาณในลักษณะเป็นคู่



ภาพที่ 4.4 แสดงการสลับสายของสัญญาณในลักษณะเป็นคู่

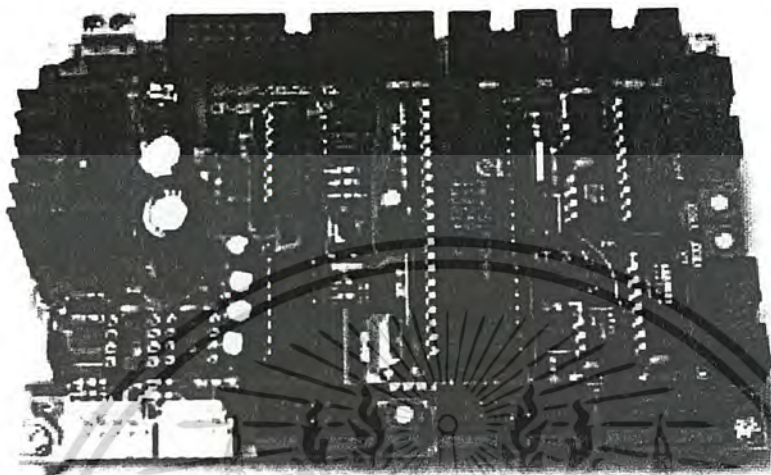


ภาพที่ 4.5 แสดงขั้วการต่อใช้งานของ LCD แบบ Character

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.4 ส่วนประมวลผล

ใช้ CPU P89C51RD2HBP ในบอร์ดรุ่น CP-SPI/RD2 V2



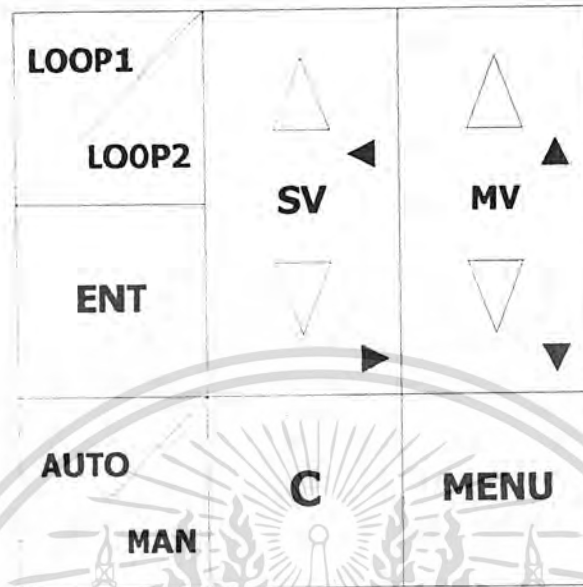
ภาพที่ 4.6 แสดงบอร์ดรุ่น CP-SPI/RD2 V2

มีรายละเอียดดังนี้

1. RUN ความถี่ 18.432 MHz ON BOARD
2. 24 BIT I/O PORT CPU IN 34 PIN ET-BUS
3. 14 PIN LCD PORT แบบ CHARACTER TYPE
4. RS232 IC MAX232 ON BOARD/RS422/485 ใช้ IC 75176 (OPTION)
5. RTC ใช้ IC เบอร์ DS1307 (OPTION)
6. EEPROM ใช้เบอร์ 24XX (24C16 (2K) -24C256 (32K) เป็น OPTION)
7. A TO D ขนาด 12 BIT 4 ช่อง ใช้ IC เบอร์ ADS7841 (OPTION)
8. D TO A ขนาด 10 BIT 2 ช่องใช้ IC เบอร์ LTC1661 (OPTION)
9. POWER LOGIC 8 BIT เป็น HIGHT-VOLTAGE OPEN COLLECTOR ใช้กับกระแส 200 mA SINK ใช้ IC เบอร์ NC6B595 (OPTION)
10. ET-SDP8 BUS , ET-I2C BUS , 7805 POWER SUPPLY ON
11. PCB SIZE 13 x 8.3 cm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.5 ส่วนคีย์บอร์ด



ภาพที่ 4.7 แสดงการออกแบบ Panel Key

การทำงานของ Panel Key

- 1
 

LOOP1

LOOP2





เป็นปุ่มที่ทำหน้าที่เปลี่ยนหน้าจอแสดงผลระหว่างรูปที่ 1 และรูปที่ 2
  
- 2
 

ENT

เป็นปุ่มที่ทำหน้าที่จำข้อมูลและพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงข้อมูล ถ้าไม่ได้กด ENT ข้อมูลก็จะไม่ถูกจำและยังรักษาข้อมูลก่อนที่จะมีการเปลี่ยนแปลง
  
- 3
 

ในกรณีที่ Display แสดงหน้าจอปกติ คือปุ่มที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงค่าของ SV ขึ้นและลงโดยจะเซ็ทค่าได้ ทั้งสองรูป โดยเปลี่ยนรูปโดยใช้ปุ่มที่ 1 และจะต้องกดปุ่มที่ 2 ENTER ในกรณีที่อยู่ในโหมด Menu มีหน้าที่คือปุ่มที่ใช้ในการเข้าและออกหน้าต่างเพื่อเข้าไปทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 4  ในกรณีที่ Display แสดงหน้าจอปกติ ทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงค่า MV ของทั้งลูป 1 และลูป 2 แต่จะสามารถเปลี่ยนแปลงได้จะต้องอยู่ในโหมด Manual เท่านั้น และค่าของ MV จะเปลี่ยนแปลงโดยทันทีทันทีโดยไม่ต้องกดปุ่ม ENTER
- ในกรณีอยู่ในโหมด Menu ทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ให้เพิ่มหรือลดลงตามต้องการ หลังจากนั้นจะต้องกดปุ่มที่ 2 คือ ENTER
- 5  คือปุ่มที่ทำหน้าที่เปลี่ยนการทำงานระหว่างการทำงานแบบ AUTO และการทำงานแบบ MANUAL เมื่ออยู่ในโหมด AUTO สามารถเปลี่ยนแปลงค่า SV ขึ้นลงได้ด้วยการกดปุ่มที่ 3 แต่ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงค่า MV ได้ ในกรณีอยู่ในโหมด MANUAL สามารถเปลี่ยนแปลงค่า SV ขึ้นลงได้ด้วยการกดปุ่มที่ 3 และเปลี่ยนแปลงค่า MV ได้ด้วยการกดปุ่มที่ 4
- 6  คือปุ่มเลือกการทำงานในโหมด Cascade Control
- 7  คือปุ่มเลือกเข้าสู่ Menu เพื่อเข้าไปปรับค่าพารามิเตอร์

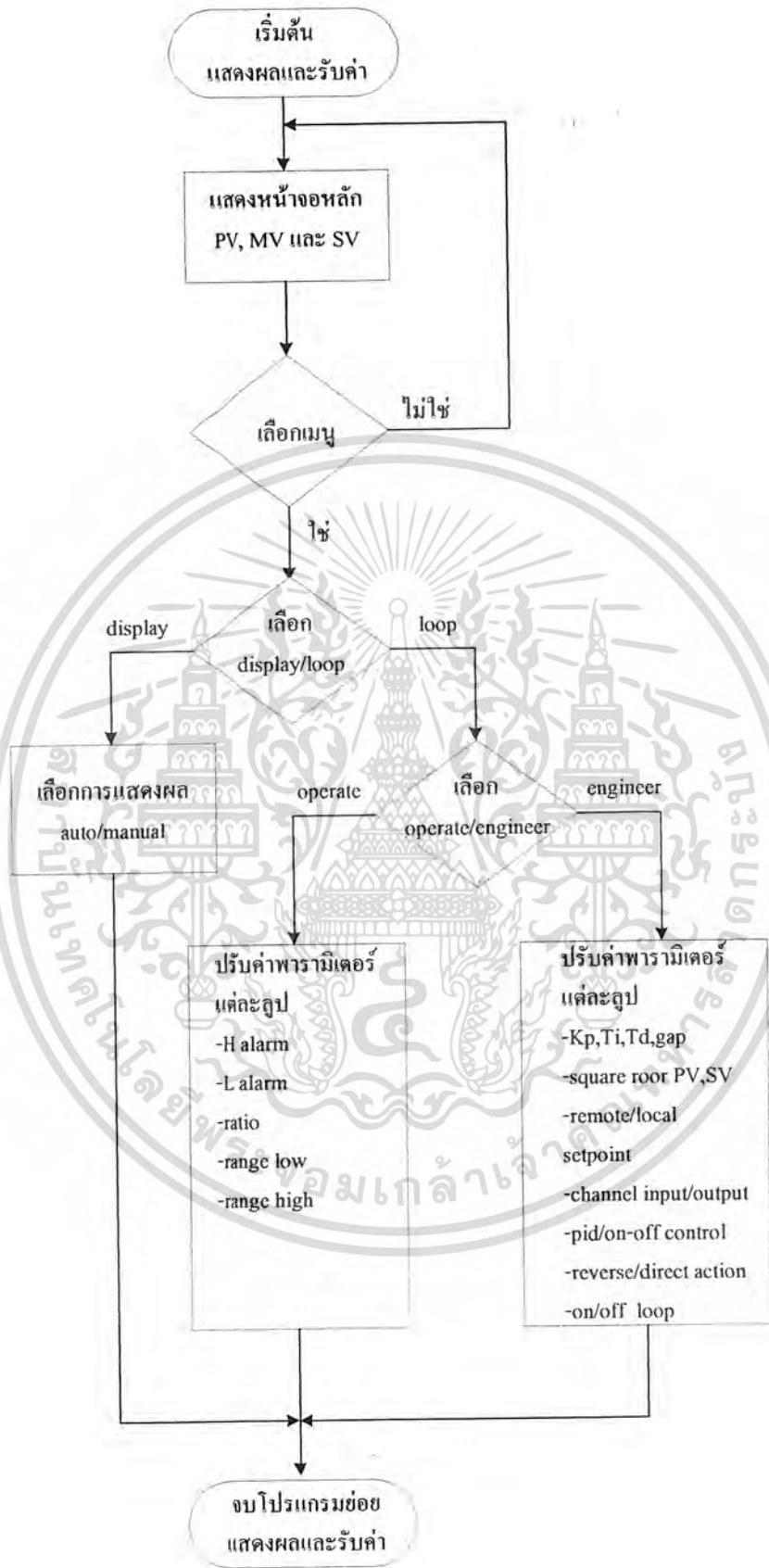
#### 4.3 การออกแบบทางด้านโปรแกรม

โปรแกรมในการใช้ควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ให้ทำงานเป็นตัวควบคุม ในที่นี้ใช้ภาษา C ซึ่งสามารถทำความเข้าใจได้ง่าย และมีคำสั่งต่างๆ ให้เลือกใช้มากมาย สะดวกในการใช้สมการทางคณิตศาสตร์ โปรแกรมของเครื่องควบคุมนี้ แบ่งออกได้เป็น 3 ส่วนหลักคือ ส่วนคำนวณ, ส่วนเมนู และส่วนควบคุมอินพุต/เอาต์พุต หลักการการเขียนโปรแกรมแสดงตาม Flowchart ดังภาพที่ 4.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภายในเท่านั้นเพื่อใช้ในการศึกษาและพัฒนาเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ภาพที่ 4.8 แสดงการทำงานของเครื่องควบคุม  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
**ภาพที่ 4.9 แสดงการทำงานของเมนู**  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามใช้ข้อมูลใดๆ ของระบบของงานนี้ไปเผยแพร่หรือใช้ซ้ำของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 4.10 แสดงการทำงานของส่วนคำนวณ

## บทที่ 5

### การทดลอง

#### 5.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดลองและบันทึกผลการทดลองของส่วนอินพุต คือ 1. วงจรแปลงสัญญาณมาตรฐาน 4-20 mA เป็นแรงดัน 0-5 V 2. วงจรแปลงค่าจาก RTD มาเป็นแรงดัน 0-5 V ส่วนเอาต์พุต คือ วงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันไฟฟ้า 0-5 V เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 4-20 mA การทดสอบกรียาควบคุมแบบ P,PI,PD,PID และนำเครื่องควบคุมไปควบคุมกระบวนการระดับและบันทึกผลของการทดลอง

#### 5.2 การทดลองส่วนอินพุตและเอาต์พุต

##### 5.2.1 วงจรแปลงสัญญาณมาตรฐาน 4-20 mA เป็นแรงดัน 0-5 V

ทำการทดลองโดยป้อนแหล่งจ่ายคงที่ที่ระดับต่างๆ ดังตารางที่ 1 แล้ววัดสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณมาตรฐาน 4-20 mA เป็นแรงดัน 0-5 V

ตารางที่ 5.1 แสดงผลการทดลองวงจรแปลงสัญญาณมาตรฐาน 4-20 mA เป็นแรงดัน 0-5 V

กระแส Input(mA)	Voltage Output1 (V)	Voltage Output2 (V)
4.000	0.395mv	0.560mv
5.000	0.31332	0.31349
6.000	0.62627	0.62644
7.000	0.93870	0.93892
8.000	1.2516	1.2517
9.000	1.5642	1.5644
10.000	1.8770	1.8772
11.000	2.1900	2.1901
12.000	2.5025	2.5027
13.000	2.8155	2.8157
14.000	3.1283	3.1284

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ตารางที่ 5.1 (ต่อ)

กระแส Input(mA)	Voltage Output1 (V)	Voltage Output2 (V)
15.000	3.4410	3.4412
16.000	3.7537	3.7539
17.000	4.0665	4.0668
18.000	4.3792	4.3795
19.000	4.6924	4.6926
20.000	5.0050	2.0054

### 5.2.2 วงจรแปลงค่าจาก RTD (0 - 210°C ) เป็นแรงดัน 0-5 V

ทำการทดลองโดยนำตัวต้านทานที่มีขนาดตั้งแต่ 100Ω จนถึง 179.528Ω แทนการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่เปลี่ยนไปตั้งแต่ 0-210°C แล้วทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากวงจร ผลที่ได้แสดงในตารางที่ 5.2

### ตารางที่ 5.2 แสดงผลการทดลองวงจรแปลงค่าจาก RTD (0 - 210°C ) เป็นแรงดัน 0-5 V

Temp	Ohm	Volt(v)
0	100.00	-0.926 mA
10	103.902	0.25850
20	107.793	0.51435
30	111.672	0.76938
40	115.541	1.02190
50	119.398	1.2727
60	123.243	1.5212
70	127.076	1.7673
80	130.897	2.0114
90	134.707	2.2534
100	138.505	2.4931

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ตารางที่ 5.2 (ต่อ)

Temp	Ohm	Volt(v)
110	142.293	2.7310
120	146.068	2.9668
130	149.068	3.2004
140	153.584	3.4322
150	157.325	3.6620
160	161.054	3.8901
170	164.054	4.1157
180	168.478	4.3402
190	172.173	4.5627
200	175.856	4.7821
210	179.528	5.0016

### 5.2.3 วงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันไฟฟ้า 0-5 V เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 4-20 mA

ทำการทดลองโดยป้อนแรงดันคงที่และเปลี่ยนระดับแรงดันต่างๆตั้งแต่ 0-5 V ตามตารางที่ 3 แล้ววัดสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจร

### ตารางที่ 5.3 แสดงผลการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแรงดันไฟฟ้า 0-5 V เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 4-20 mA

Input(V)	Output(mA)
0.000 mV	4.086
0.5000	5.677
1.0000	7.269
1.5000	8.857

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

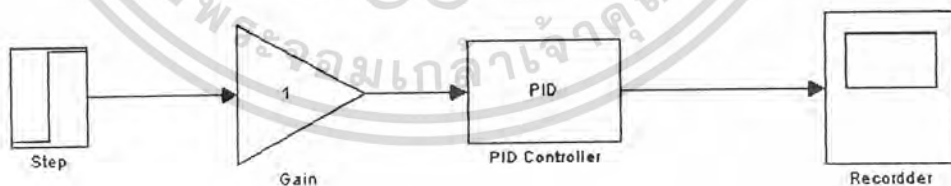
ตารางที่ 5.3 (ต่อ)

Input(V)	Output(mA)
2.0000	10.448
2.5000	12.041
3.0000	13.634
3.5000	15.228
4.0000	16.820
4.5000	18.418
5.0000	20.015

### 5.3 การทดลองกริยาควบคุมแบบต่างๆ

ทำการทดลอง โดยกำหนดค่า error คงที่ สามารถทำได้โดยป้อนแรงดันคงที่ และ นำแรงดันคงที่นั้นมาลบกับค่าเป้าหมายที่กำหนดไว้ จะได้ค่า error คงที่ แล้วส่งสัญญาณไปส่วนประมวลผล และตั้งค่าพารามิเตอร์ต่างๆให้ตรงตามกริยาควบคุมแบบที่ต้องการทดสอบ แล้วใช้ Recorder วัดสัญญาณของกริยาควบคุมแล้วเปรียบเทียบผลที่ได้กับการทดลองด้วยโปรแกรม Math lab ดังภาพที่

5.1



ภาพที่ 5.1 แสดงการทดสอบใน โปรแกรม Math lab เมื่อกำหนดค่า error คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3.1 การทดลองกิริยาควบคุมกิริยาควบคุม P

กำหนดค่า  $K_p=5$   $T_i=9999$   $T_d=0$  กำหนดแรงดันคงที่ 0 Volt กำหนดค่าเป้าหมายที่ 5,10,15%ตามลำดับ และบันทึกผลการทดลองของ MV ด้วย Recorder



ภาพที่ 5.2 แสดงการทดลองกำหนดค่า  $K_p=5$  และเปลี่ยนค่าเป้าหมาย ที่ 5,10,15%และเทียบกับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ค่าที่ได้จากโปรแกรม Math lab ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3.2 การทดลองกิริยาควบคุมกิริยาควบคุมแบบ PI

กำหนดค่า  $K_p=1$   $T_i=50$   $T_d=0$  กำหนดแรงดันคงที่ 0 Volt กำหนดค่าเป้าหมายที่ 20% และ บันทึกผลการทดลองของ MV ด้วย Recorder

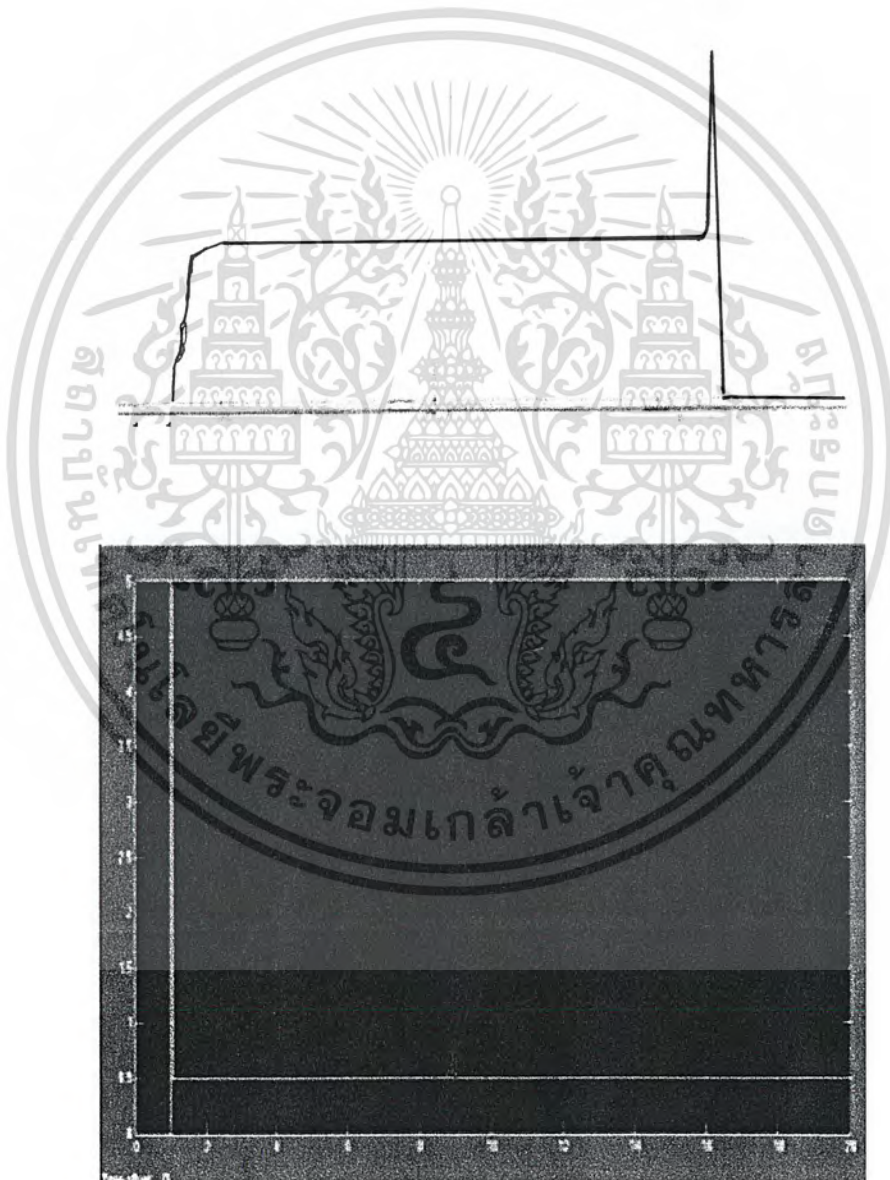


เอกสารภาพที่ 5.3 แสดงการทดลองกำหนดค่า  $K_p=1$   $T_i=50$   $T_d=0$  กำหนดค่าเป้าหมายที่ 20% และ เทียบราคา  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งกับค่าที่ได้จากโปรแกรม Math lab และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3.3 การทดลองกิริยาควบคุมแบบ PD

กำหนดค่า  $K_P=1$   $T_i=9999$   $T_d=5$  กำหนดแรงดันคงที่ 0 Volt กำหนดค่าเป้าหมายที่ 10%

error=10



เอกสารนี้ ภาพที่ 5.4 แสดงการทดลองกำหนดค่า  $K_P=1$   $T_i=9999$   $T_d=5$  กำหนดค่าเป้าหมายที่ 10% และราคา  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้นเทียบกับค่าที่ได้จาก โปรแกรม Math lab อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3.4 การทดลองกฏควบคุมแบบ PID

กำหนดค่า  $K_p=1.5$   $T_i=50$   $T_d=10$  กำหนดแรงดันคงที่ 0 Volt กำหนดค่าเป้าหมายที่ 10%

$$K_p=1.5 \quad T_i=50$$

$$T_d=10 \quad \text{error}=10\%$$

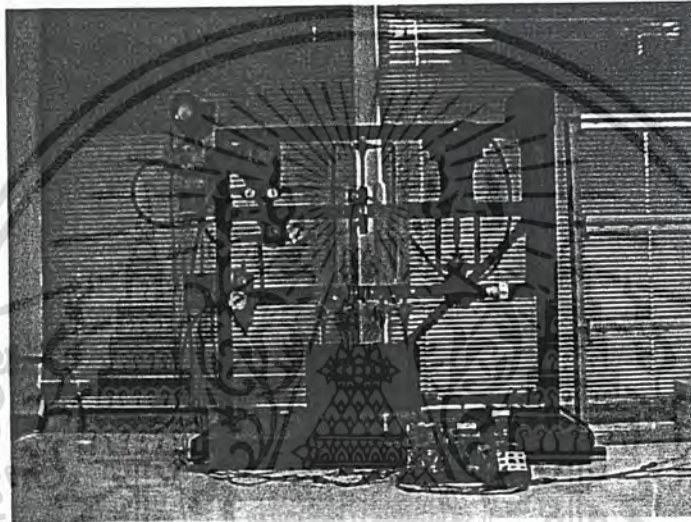


ภาพที่ 5.5 แสดงการทดลองกำหนดค่า  $K_p=1.5$   $T_i=50$   $T_d=10$  กำหนดค่าเป้าหมายที่ 20% และเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

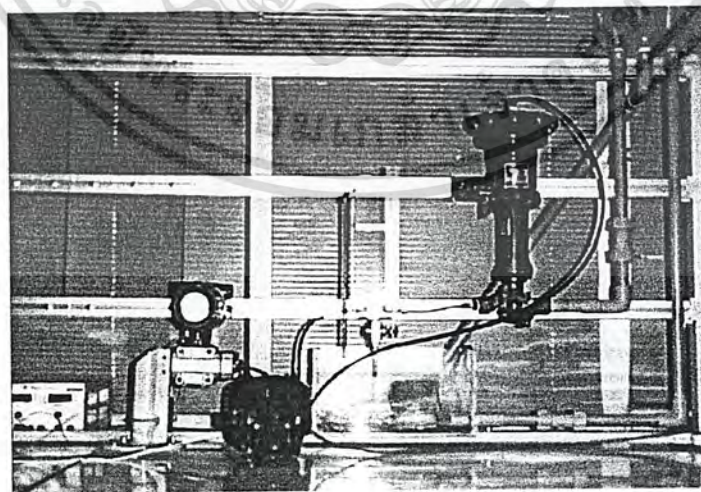
## 5.4 การทดลองกับกระบวนการควบคุมระดับ

### 5.4.1 ทำการทดลองควบคุมกระบวนการพร้อมกันทั้ง 2 ลูบ

ทดลองการควบคุมโดยตั้งค่าเป้าหมายที่เท่ากันทั้ง 2 ลูบคือที่คือ 30,50,75% และ ที่ค่าเป้าหมายต่างกันคือที่ลูบที่มีค่าเป้าหมาย 30,50,70% ที่ลูบ 2 มีค่าเป้าหมาย 50,70,80% ตามลำดับโดยตั้งค่าพารามิเตอร์ดังนี้ คือ  $KP=3$   $Ti=50$  จะได้ผลตอบสนองดังภาพที่ 5.6 คือผลตอบสนองที่วัดได้โดย Recorder ผลตอบสนองของกระบวนการที่ 1 คือสีแดงและสีเขียวคือผลตอบสนองของกระบวนการที่ 2



ภาพที่ 5.6 แสดงกระบวนการที่ 1



ภาพที่ 5.7 แสดงกระบวนการที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งภาพที่ 5.9 แสดงการทดลองการควบคุมระดับทั้งสองกระบวนการที่ค่าเป้าหมายต่างกัน

#### 5.4.2 การทดลองการควบคุมแบบ CASCADE

ทำการทดลองโดยควบคุมกระบวนการที่ 1 โดยกำหนดลูปที่ 2 เป็นลูป Slave และ ลูปที่ 1 เป็นลูป Master เริ่มการทดลองโดยควบคุมกระบวนการที่ 1 ให้เข้าสู่เป้าหมาย หลังจากนั้นกำหนดลูปที่ 1 ให้ทำงานในโหมด Manual แล้วกำหนดค่า MV หลังจากนั้น กดเลือก ปุ่ม Cascade หลังจากนั้น ลูปที่ 2 จะมีค่าเป้าหมายเท่ากับ ค่า MV ของลูปที่ 1 ในการทดลองจะเปลี่ยนค่า MV ดังนี้ คือ 30,50,75% ตามลำดับจะได้ผลตอบสนองดังภาพที่ 5.10



ภาพที่ 5.10 แสดงการทดลองการควบคุมแบบ Cascade

#### 5.5 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองกรียาควบคุมแบบต่างๆ ได้ผลการทดลองออกมาเป็นที่น่าพอใจแต่ในบางส่วนจะพบปัญหาบ้างเล็กน้อย จะขออธิบายเป็นส่วนตัวดังนี้

1. การทดลองกรียาควบคุม แบบ P ในการทดลองนี้ปัญหาที่พบคือ เมื่อเราทำการ Simulate ในโปรแกรม Math lab จะพบว่า จะมีไม่มีการจำกัดค่าต่างๆ ของกรียาควบคุม และไม่จำกัดค่า MV ที่ได้ แต่ในเครื่องควบคุมที่เราออกแบบจะมีข้อจำกัดของ D/A สามารถจ่ายแรงดันสูงสุดที่ 5V หรือ 100% ดังนั้น ในการออกแบบทางด้านโปรแกรมควรกำหนดค่าสูงสุดให้กับการทำงานโดยให้ค่าสูงสุดออกที่ D/A คือ 5V หรือ 100% และเมื่อค่าที่คำนวณ ได้เกิน 5V จะออกมาเพียง 5 V เท่านั้น
- เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ผลตอบสนองของ PI ในการทดลองนี้กำหนด ความเร็วรอบของ Recorder ที่ 600mm/h ค่า MV เมื่อป้อน Error คงที่ให้กับเครื่องควบคุมจะทำการเก็บค่าเพิ่มขึ้นไปเรื่อยๆ แต่จะไปสิ้นสุดที่ 5V หรือ 100% เพราะ D/A มีขีดสามารถจ่ายแรงดันสูงสุดที่ 5V และค่าที่วัดได้จะมีความคลาดเคลื่อนเล็กน้อยเนื่องจากค่าความผิดพลาดของ Recorder และอุปกรณ์ที่นำมาวัด

3. ผลตอบสนองของ PD ในการทดลองผลของ MV ที่ Recorder วัดได้จะไม่ตรงกับ การ Simulate ในโปรแกรม Math lab เพราะผลของกริยา Td นั้นทำให้ MV มีค่าสูงมาก ในเวลาเริ่มต้น และหลังจากนั้นจะลดค่าลงมาที่ค่า Error ทำให้ Recorder ไม่สามารถจับสัญญาณได้ทันผลการ ทดลองจึงออกมาเป็นดังรูปที่ 5.4

4. การควบคุมกระบวนการ ผลการทดลองที่ได้ออกมาเป็นที่น่าพอใจ เพราะว่าจากการ เปลี่ยนแปลงค่าเป้าหมายไปตามลำดับที่ต่างกันผลตอบสนองของระบบจะมีแนวทางการเปลี่ยนแปลงในทิศทางเดียวกัน แต่ค่าที่ได้มีค่าผิดพลาดเล็กน้อยเนื่องจาก Recorder มีค่าเริ่มต้นที่ต่างกัน เล็กน้อย และผลจาก Transmitter มีค่าผิดพลาด จึงทำให้ค่าเป้าหมายคลาดเคลื่อน ประมาณ  $\pm 1\%$  ดังแสดงในภาพที่ 5.9



## บทที่ 6

# สรุปผลการวิจัย และ ข้อเสนอแนะ

### 6.1 บทสรุป

ปฏิญญาพันธบัตรนี้เป็นเรื่องของการออกแบบ และ จัดทำเครื่องควบคุมที่มีความสามารถเลือกฟังก์ชันในการทำงานได้และมีรูปการควบคุม 2 รูป การสามารถเลือกฟังก์ชันในการทำงานได้ช่วยให้การใช้งานง่ายและนำไปใช้ได้กับกระบวนการที่แตกต่างกันได้ เพื่อนำไปใช้ในอุตสาหกรรมขนาดย่อมที่จำกัดทางด้านเงินลงทุน และอาจมีกระบวนการที่ต้องการควบคุมมากกว่า 1 กระบวนการ โดยการศึกษาเริ่มต้นจากการศึกษาฟังก์ชัน การทำงานโดยทั่วไปของเครื่องควบคุมที่มีขายอยู่ แล้วนำมาออกแบบเครื่องควบคุมที่จะจัดทำ แบ่งการทำงานของเครื่องควบคุมออกเป็น ส่วนอินพุต ส่วนคำนวณ และส่วนเอาต์พุต ส่วนของอินพุตทำหน้าที่รับสัญญาณจากกระบวนการแล้วนำมาแปลงเป็นสัญญาณ 0-5 V. ส่งผ่าน ADC แปลงให้เป็นสัญญาณดิจิทัล ส่งเข้าไปให้ไมโครคอนโทรลเลอร์นำไปจัดการตามโปรแกรมที่สามารถเลือกได้ หลังจากผ่านการคำนวณแล้วก็ทำการส่งสัญญาณไปควบคุมอุปกรณ์ภายนอกผ่าน DAC และส่วนของเอาต์พุตต่อไป

จากการที่ได้สร้างและทำการทดลองเครื่องควบคุมนี้ ผลทดลองเป็นที่น่าพอใจการใช้งานเครื่องควบคุมสามารถปรับเปลี่ยนการทำงานตามฟังก์ชันที่ผู้ใช้ต้องการได้ และการนำไปทดลองกับกระบวนการควบคุมระดับจากผลการทดลองในบทที่ 5 ทำให้เห็นผลตอบสนองของระบบที่มีต่อสัญญาณควบคุมจากเครื่องควบคุม ดังนั้นหากมีการนำเครื่องควบคุมที่จัดสร้างขึ้นนี้ไปทำการพัฒนาต่อก็อาจสามารถลดความผิดพลาดต่างๆ ให้ลดน้อยลงและพัฒนาขึ้นเป็นผลิตภัณฑ์ได้

### 6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

การพัฒนาต่อไปเพื่อเป็นผลิตภัณฑ์ต้องทำการออกแบบรูปร่างของเครื่องควบคุมให้มีขนาดและรูปลักษณะให้สวยงาม และยังคงออกแบบเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นอีกด้วย ทำการเพิ่มฟังก์ชันในการทำงานและศึกษาสมการของการคำนวณ PID ที่มีหลายแบบ เช่น IPD , 2DOF ซึ่งแต่ละแบบก็จะให้ผลในการทำงานที่แตกต่างกันไปเพื่อแก้ไขความผิดพลาดและเพิ่มประสิทธิภาพของเครื่องควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

เจษฎา ตั้งเขตมมงคลสุข, แมนรัตน์ รุ่งรัตนโยธิน: ตัวควบคุมแบบ PID ชนิดหลายอินพุทปริยญา นิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2541

ฉัตรแก้ว จิรไพโรจน์, ศิริวรรณ วิทยาการโกวิท:ตัวควบคุมพีไอชนิดหาค่าได้อัตโนมติ ปริยญา นิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2542

ผศ.ธีรวัฒน์ ประกอบผล: การพัฒนาไมโครคอนโทรลเลอร์ด้วยภาษาซี , สำนักพิมพ์ ศ.ส.ท., พฤษภาคม 2545

อาจินต์ น่วมสำราญ: การออกแบบระบบควบคุม 2-DOF โดยใช้ตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมพีไอดี และ ตัวควบคุมพีไอดีเอ วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



SBAS084B – JULY 2001

## 12-Bit, 4-Channel Serial Output Sampling ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER

### FEATURES

- SINGLE SUPPLY: 2.7V to 5V
- 4-CHANNEL SINGLE-ENDED OR 2-CHANNEL DIFFERENTIAL INPUT
- UP TO 200kHz CONVERSION RATE
- $\pm 1$ LSB MAX INL AND DNL
- NO MISSING CODES
- 72dB SINAD
- SERIAL INTERFACE
- DIP-16 OR SSOP-16 PACKAGE
- ALTERNATE SOURCE FOR MAX1247
- ADS7841ES: +125°C Version

### APPLICATIONS

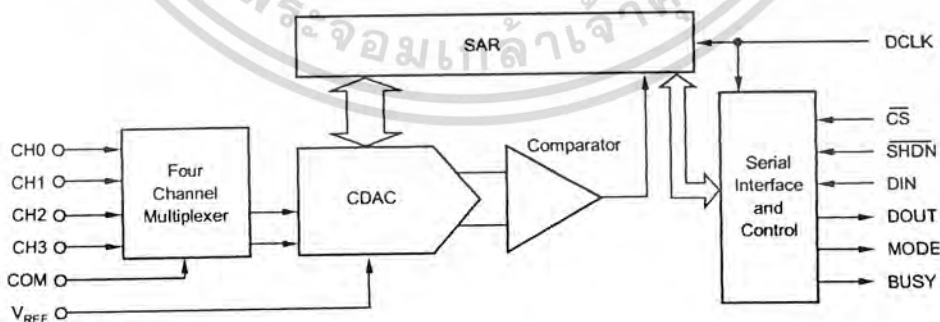
- DATA ACQUISITION
- TEST AND MEASUREMENT
- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL
- PERSONAL DIGITAL ASSISTANTS
- BATTERY-POWERED SYSTEMS

### DESCRIPTION

The ADS7841 is a 4-channel, 12-bit sampling Analog-to-Digital Converter (ADC) with a synchronous serial interface. The resolution is programmable to either 8 bits or 12 bits. Typical power dissipation is 2mW at a 200kHz throughput rate and a +5V supply. The reference voltage ( $V_{REF}$ ) can be varied between 100mV and  $V_{CC}$ , providing a corresponding input voltage range of 0V to  $V_{REF}$ . The device includes a shutdown mode which reduces power dissipation to under 15 $\mu$ W. The ADS7841 is tested down to 2.7V operation.

Low power, high speed, and on-board multiplexer make the ADS7841 ideal for battery-operated systems such as personal digital assistants, portable multi-channel data loggers, and measurement equipment. The serial interface also provides low-cost isolation for remote data acquisition. The ADS7841 is available in a DIP-16 or a SSOP-16 package and is specified over the  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}^{(1)}$  temperature range.

NOTE: (1) ES grade only.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

 **TEXAS  
INSTRUMENTS**  
www.ti.com

Copyright © 2000, Texas Instruments Incorporated

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>(1)</sup>

+V <sub>CC</sub> to GND	.....-0.3V to +6V
Analog Inputs to GND	.....-0.3V to +V <sub>CC</sub> + 0.3V
Digital Inputs to GND	.....-0.3V to +6V
Power Dissipation	.....250mW
Maximum Junction Temperature	.....+150°C
Operating Temperature Range	.....-40°C to +125°C <sup>(2)</sup>
Storage Temperature Range	.....-65°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	.....+300°C

NOTES: (1) Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. Exposure to absolute maximum conditions for extended periods may affect device reliability. (2) ADS7841ES Only. All other grades are: -40°C to +85°C.



## ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Texas Instruments recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

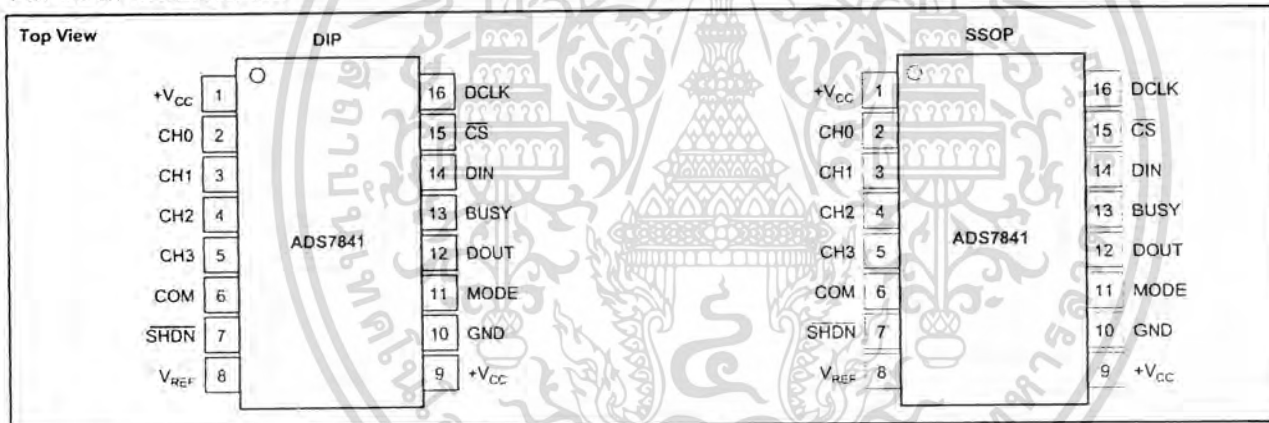
ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

## PACKAGE/ORDERING INFORMATION

PRODUCT	MINIMUM RELATIVE ACCURACY (LSB)	MAXIMUM GAIN ERROR (LSB)	SPECIFICATION TEMPERATURE RANGE	PACKAGE	PACKAGE DESIGNATOR	PACKAGE DRAWING NUMBER	ORDERING NUMBER <sup>(1)</sup>	TRANSPORT MEDIA
ADS7841E	±2	±4	-40°C to +85°C	SSOP-16	DBQ	322	ADS7841E	Rails
ADS7841P	±2	-	-40°C to +85°C	DIP-16	N	180	ADS7841E/2K5	Tape and Reel
ADS7841EB	±1	±3	-40°C to +85°C	SSOP-16	DBO	322	ADS7841P	Rails
ADS7841PB	±1	-	-40°C to +85°C	DIP-16	N	180	ADS7841EB	Rails
ADS7841ES	±2	±4	-40°C to +125°C	SSOP-16	DBQ	322	ADS7841EB/2K5	Tape and Reel
							ADS7841PB	Rails
							ADS7841ES/2K5	Tape and Reel

NOTES: (1) Models with a slash (/) are available only in Tape and Reel in the quantities indicated (e.g., /2K5 indicates 2500 devices per reel). Ordering 2500 pieces of "ADS7841E/2K5" will get a single 2500-piece Tape and Reel.

## PIN CONFIGURATIONS



## PIN DESCRIPTIONS

PIN	NAME	DESCRIPTION
1	+V <sub>CC</sub>	Power Supply, 2.7V to 5V
2	CH0	Analog Input Channel 0
3	CH1	Analog Input Channel 1
4	CH2	Analog Input Channel 2
5	CH3	Analog Input Channel 3
6	COM	Ground Reference for Analog Inputs. Sets zero code voltage in single-ended mode. Connect this pin to ground or ground reference point.
7	SHDN	Shutdown. When LOW, the device enters a very low power shutdown mode.
8	V <sub>REF</sub>	Voltage Reference Input
9	+V <sub>CC</sub>	Power Supply, 2.7V to 5V
10	GND	Ground
11	MODE	Conversion Mode. When LOW, the device always performs a 12-bit conversion. When HIGH, the resolution is set by the MODE bit in the CONTROL byte.
12	DOUT	Serial Data Output. Data is shifted on the falling edge of DCLK. This output is high impedance when CS is HIGH.
13	BUSY	Busy Output. This output is high impedance when CS is HIGH.
14	DIN	Serial Data Input. If CS is LOW, data is latched on rising edge of DCLK.
15	CS	Chip Select Input. Controls conversion timing and enables the serial input/output register.
16	DCLK	External Clock Input. This clock runs the SAR conversion process and synchronizes serial data I/O.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ **TEXAS INSTRUMENTS** อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีเอกสารฉบับนี้  
**ADS7841**  
 SBAS084B

# ELECTRICAL CHARACTERISTICS: +5V

At  $T_A = T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ ,  $+V_{CC} = +5V$ ,  $V_{REF} = +5V$ ,  $f_{SAMPLE} = 200kHz$ , and  $f_{CLK} = 16 \cdot f_{SAMPLE} = 3.2MHz$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	ADS7841E, P			ADS7841EB, PB			ADS7841ES			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
ANALOG INPUT Full-Scale Input Span Absolute Input Range	Positive Input - Negative Input	0		$V_{REF}$	*	*	*	*	*	*	V
	Positive Input	-0.2		$+V_{CC} + 0.2$	*	*	*	*	*	*	V
	Negative Input	-0.2		+1.25	*	*	*	*	*	*	V
Capacitance			25		*			*			pF
Leakage Current				200		*	200		*	200	nA
SYSTEM PERFORMANCE											
Resolution		12	12		12	*		11	*		Bits
No Missing Codes				$\pm 2$			$\pm 1$			2	Bits LSB <sup>(1)</sup>
Integral Linearity Error			$\pm 0.8$			$\pm 0.5$	$\pm 1$		$\pm 0.8$		LSB
Differential Linearity Error				$\pm 3$		*	*		*	*	LSB
Offset Error			0.15	1.0		*	*		*	*	LSB
Offset Error Match				$\pm 4$		*	$\pm 3$		*	*	LSB
Gain Error			0.1	1.0		*	*		*	*	LSB
Gain Error Match				30		*	*		*	*	LSB
Noise				70		*	*		*	*	$\mu V_{rms}$
Power-Supply Rejection						*	*		*	*	dB
SAMPLING DYNAMICS											
Conversion Time				12		*	*		*	*	Clk Cycles
Acquisition Time		3			*		*		*	*	Clk Cycles
Throughput Rate				200		*	*		*	*	kHz
Multiplexer Settling Time			500			*	*		*	*	ns
Aperture Delay			30			*	*		*	*	ns
Aperture Jitter			100			*	*		*	*	ps
DYNAMIC CHARACTERISTICS											
Total Harmonic Distortion <sup>(2)</sup>	$V_{IN} = 5V_{p-p}$ at 10kHz		-78	-72		-80	-76		-78	-72	dB
Signal-to-(Noise + Distortion)	$V_{IN} = 5V_{p-p}$ at 10kHz	68	71		70	72		68	71		dB
Spurious-Free Dynamic Range	$V_{IN} = 5V_{p-p}$ at 10kHz	72	79		76	81		72	79		dB
Channel-to-Channel Isolation	$V_{IN} = 5V_{p-p}$ at 50kHz		120			*			120		dB
REFERENCE INPUT											
Range		0.1		$+V_{CC}$	*	*	*	*	*	*	V
Resistance	DCLK Static		5		*	*	*	*	*	*	G $\Omega$
Input Current			40	100		*	*		*	*	$\mu A$
	$f_{SAMPLE} = 12.5kHz$		2.5			*	*		*	*	$\mu A$
	DCLK Static		0.001	3		*	*		*	*	$\mu A$
DIGITAL INPUT/OUTPUT											
Logic Family			CMOS			*	*		*	*	
Logic Levels						*	*		*	*	
$V_{IH}$	$ I_{IH}  \leq +5\mu A$	3.0		5.5	*	*	*	*	*	*	V
$V_{IL}$	$ I_{IL}  \leq +5\mu A$	-0.3		+0.8	*	*	*	*	*	*	V
$V_{OH}$	$I_{OH} = -250\mu A$	3.5			*	*	*	*	*	*	V
$V_{OL}$	$I_{OL} = 250\mu A$			0.4		*	*		*	*	V
Data Format			Straight Binary			*	*		*	*	
PWR SUPPLY REQUIREMENTS											
$+V_{CC}$	Specified Performance	4.75		5.25	*	*	*	*	*	*	V
Quiescent Current			550	900		*	*		*	*	$\mu A$
	$f_{SAMPLE} = 12.5kHz$		300			*	*		*	*	$\mu A$
	Power-Down Mode <sup>(3)</sup> : $\overline{CS} = +V_{CC}$			3		*	*		*	*	$\mu A$
Power Dissipation				4.5		*	*		*	*	mW
TEMPERATURE RANGE											
Specified Performance		-40		+85	*	*	*	*	*	+125	C

\* Same specifications as ADS7841E, P

NOTE: (1) LSB means Least Significant Bit. With  $V_{REF}$  equal to +5.0V, one LSB is 1.22mV. (2) First five harmonics of the test frequency. (3) Auto power-down mode (PD1 = PD0 = 0) active or  $\overline{SHDN} = GND$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
**ADS7841**  **TEXAS INSTRUMENTS**  
 SBAS084E ขอสงวนสิทธิ์ในสิ่งที่ปรากฏ ไม่รับประกันความถูกต้องของข้อมูล

# ELECTRICAL CHARACTERISTICS: +2.7V

At  $T_A = -40^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$ ,  $+V_{CC} = +2.7\text{V}$ ,  $V_{REF} = +2.5\text{V}$ ,  $f_{SAMPLE} = 125\text{kHz}$ , and  $f_{CLK} = 16 \cdot f_{SAMPLE} = 2\text{MHz}$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	ADS7841E, P			ADS7841EB, PB			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
ANALOG INPUT Full-Scale Input Span Absolute Input Range	Positive Input - Negative Input	0		$V_{REF}$	*		*	V
	Positive Input	-0.2		$+V_{CC} + 0.2$	*		*	V
	Negative Input	-0.2		$+0.2$	*		*	V
Capacitance			25		*		pF	
Leakage Current			$\pm 1$		*		$\mu\text{A}$	
<b>SYSTEM PERFORMANCE</b>								
Resolution		12	12		12	*		Bits
No Missing Codes		12			12	*		Bits
Integral Linearity Error				$\pm 2$			$\pm 1$	LSB <sup>(1)</sup>
Differential Linearity Error			$\pm 0.8$			$\pm 0.5$	$\pm 1$	LSB
Offset Error				$\pm 3$			*	LSB
Offset Error Match			0.15	1.0		*	*	LSB
Gain Error				$\pm 4$			$\pm 3$	LSB
Gain Error Match			0.1	1.0		*	*	LSB
Noise			30			*	*	$\mu\text{V}_{rms}$
Power-Supply Rejection			70			*	*	dB
<b>SAMPLING DYNAMICS</b>								
Conversion Time				12			*	Clk Cycles
Acquisition Time		3			*		*	Clk Cycles
Throughput Rate				125			*	kHz
Multiplexer Settling Time			500			*		ns
Aperture Delay			30			*		ns
Aperture Jitter			100			*		ps
<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>								
Total Harmonic Distortion <sup>(2)</sup>	$V_{IN} = 2.5\text{V}_{p-p}$ at 10kHz		-77	-72		-79	-76	dB
Signal-to-(Noise + Distortion)	$V_{IN} = 2.5\text{V}_{p-p}$ at 10kHz	68	71		70	72		dB
Spurious-Free Dynamic Range	$V_{IN} = 2.5\text{V}_{p-p}$ at 10kHz	72	78		76	80		dB
Channel-to-Channel Isolation	$V_{IN} = 2.5\text{V}_{p-p}$ at 50kHz		100			*		dB
<b>REFERENCE INPUT</b>								
Range		0.1		$+V_{CC}$	*		*	V
Resistance	DCLK Static		5		*		*	$\text{G}\Omega$
Input Current			13	40	*		*	$\mu\text{A}$
	$f_{SAMPLE} = 12.5\text{kHz}$ DCLK Static		0.001	3	*		*	$\mu\text{A}$
<b>DIGITAL INPUT/OUTPUT</b>								
Logic Family			CMOS		*		*	
Logic Levels								
$V_{IH}$	$ I_{IH}  \leq +5\mu\text{A}$		$+V_{CC} + 0.7$	5.5	*		*	V
$V_{IL}$	$ I_{IL}  \leq +5\mu\text{A}$		-0.3	+0.8	*		*	V
$V_{OH}$	$I_{OH} = -250\mu\text{A}$		$+V_{CC} + 0.8$		*		*	V
$V_{OL}$	$I_{OL} = 250\mu\text{A}$			0.4	*		*	V
Data Format			Straight Binary		*		*	
<b>POWER SUPPLY REQUIREMENTS</b>								
$+V_{CC}$	Specified Performance	2.7		3.6	*		*	V
Quiescent Current			280	650	*		*	$\mu\text{A}$
	$f_{SAMPLE} = 12.5\text{kHz}$ Power-Down Mode <sup>(3)</sup> , $\overline{CS} = +V_{CC}$		220		*		*	$\mu\text{A}$
Power Dissipation				3		*	*	$\mu\text{A}$
				1.8		*	*	mW
<b>TEMPERATURE RANGE</b>								
Specified Performance		-40		+85	*		*	C

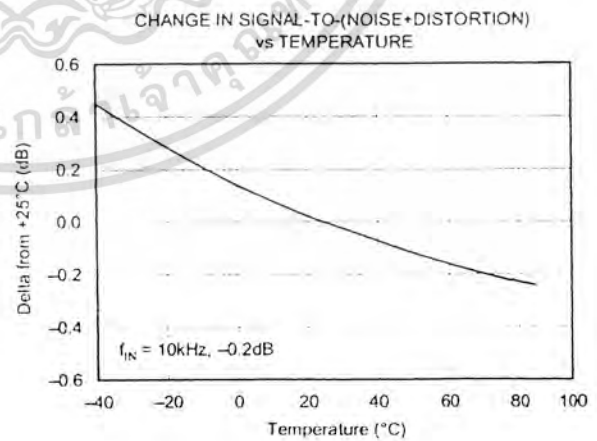
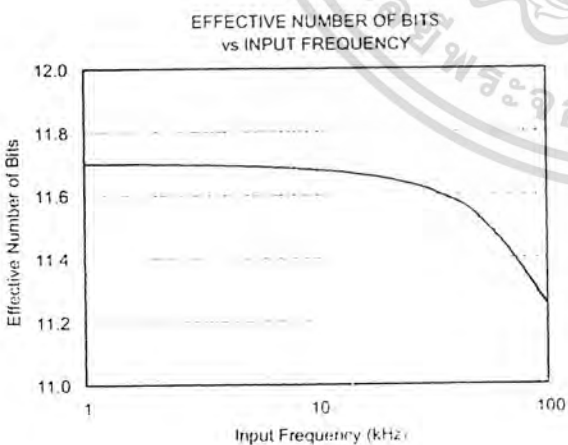
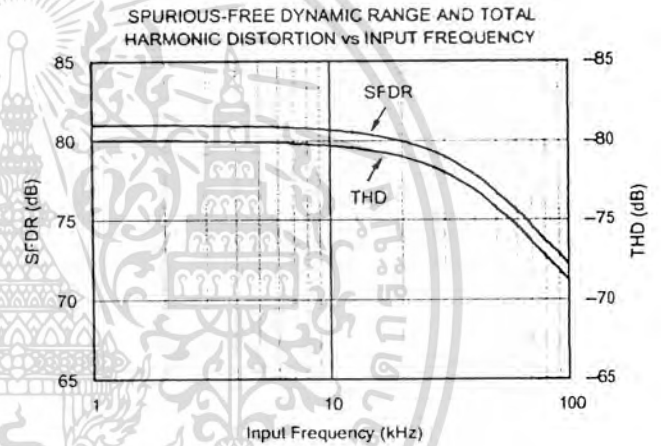
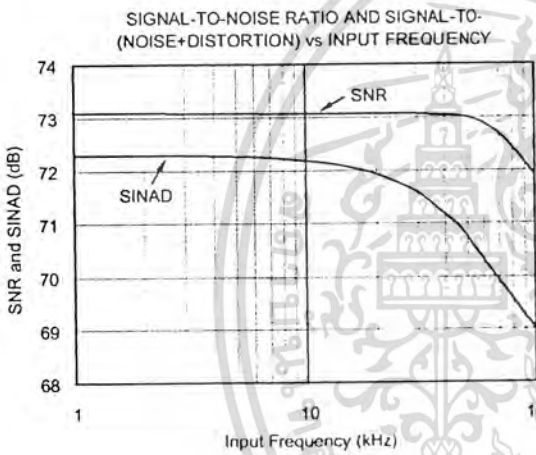
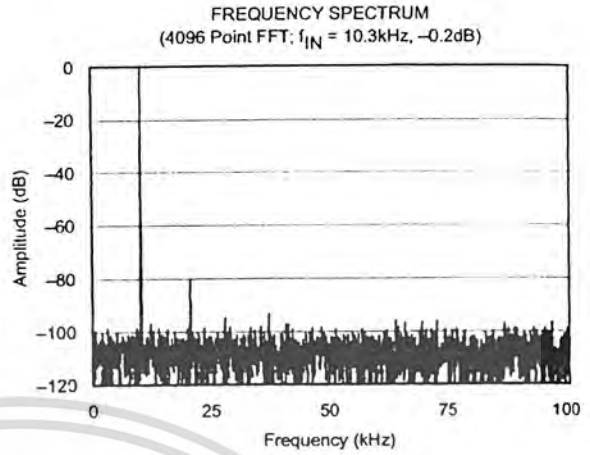
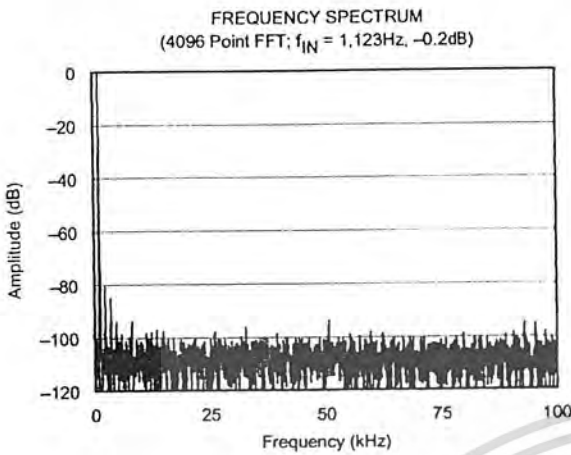
\* Same specifications as ADS7841E, P

NOTE: (1) LSB means Least Significant Bit. With  $V_{REF}$  equal to +2.5V, one LSB is 610mV. (2) First five harmonics of the test frequency. (3) Auto power-down mode (PD1 = PD0 = 0) active or  $\overline{SHDN} = \text{GND}$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ **TEXAS INSTRUMENTS** อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มี **ADS7841**  
 SBAS084B

# TYPICAL CHARACTERISTICS: +5V

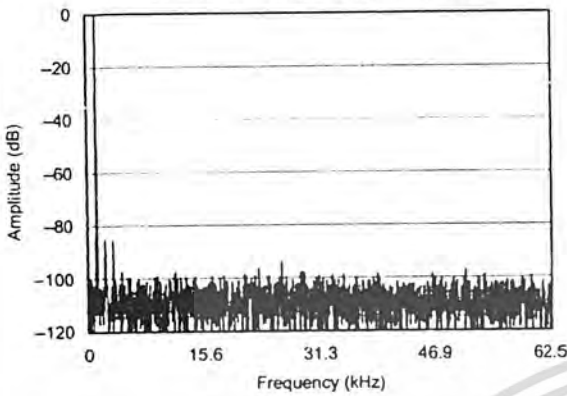
At  $T_A = +25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CC} = +5\text{V}$ ,  $V_{REF} = +5\text{V}$ ,  $f_{SAMPLE} = 200\text{kHz}$ , and  $f_{CLK} = 16 \cdot f_{SAMPLE} = 3.2\text{MHz}$ , unless otherwise noted.



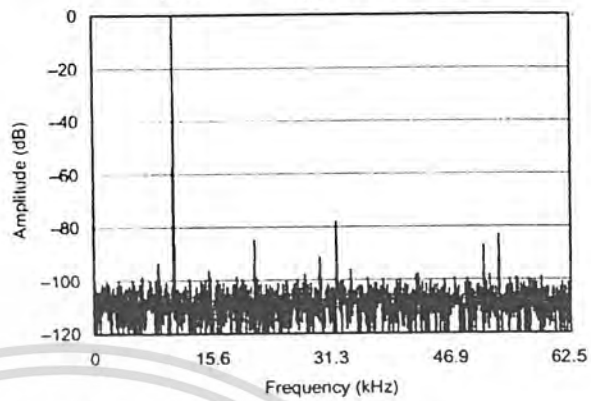
# TYPICAL CHARACTERISTICS: +2.7V

At  $T_A = +25\text{ C}$ ,  $+V_{CC} = +2.7\text{V}$ ,  $V_{REF} = +2.5\text{V}$ ,  $f_{SAMPLE} = 125\text{kHz}$ , and  $f_{CLK} = 16 \cdot f_{SAMPLE} = 2\text{MHz}$ , unless otherwise noted.

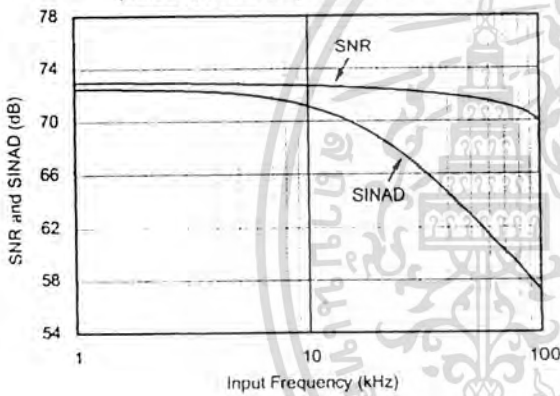
FREQUENCY SPECTRUM  
(4096 Point FFT;  $f_{IN} = 1,129\text{Hz}$ ,  $-0.2\text{dB}$ )



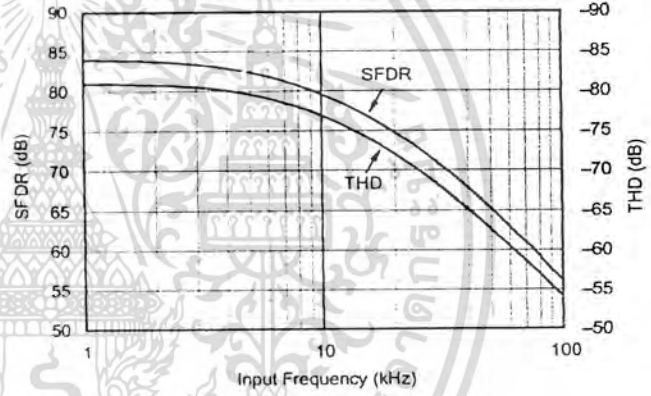
FREQUENCY SPECTRUM  
(4096 Point FFT;  $f_{IN} = 10.6\text{kHz}$ ,  $-0.2\text{dB}$ )



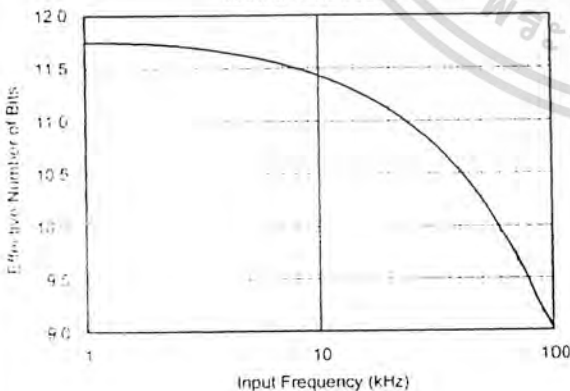
SIGNAL-TO-NOISE RATIO AND SIGNAL-TO-(NOISE+DISTORTION) vs INPUT FREQUENCY



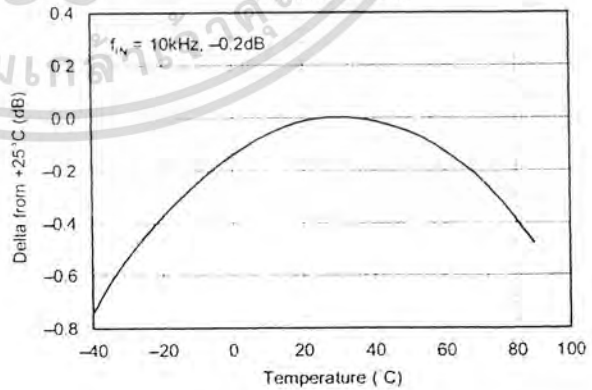
SPURIOUS-FREE DYNAMIC RANGE AND TOTAL HARMONIC DISTORTION vs INPUT FREQUENCY



EFFECTIVE NUMBER OF BITS vs INPUT FREQUENCY



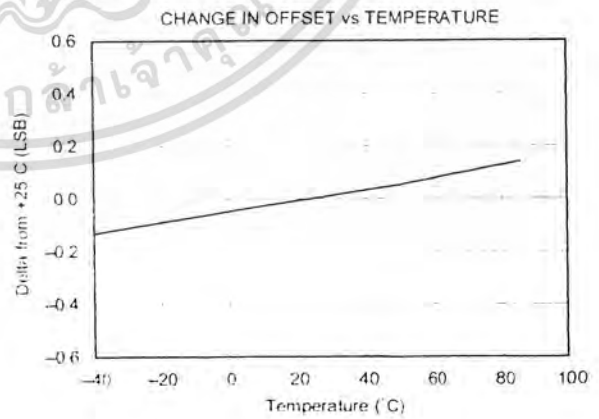
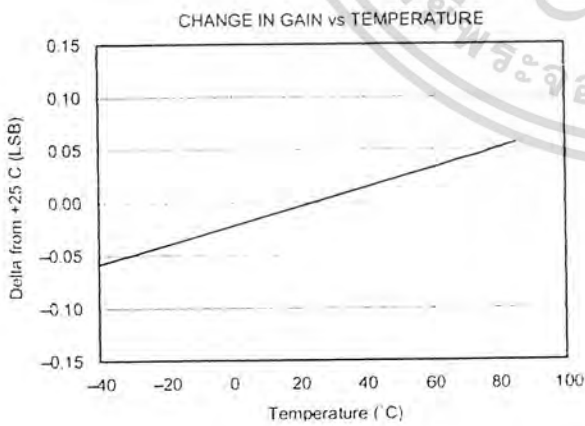
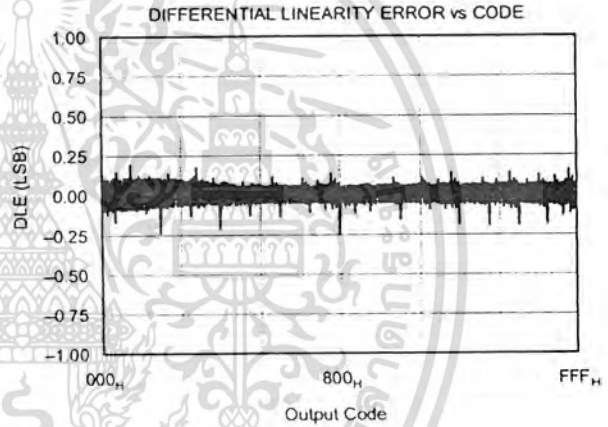
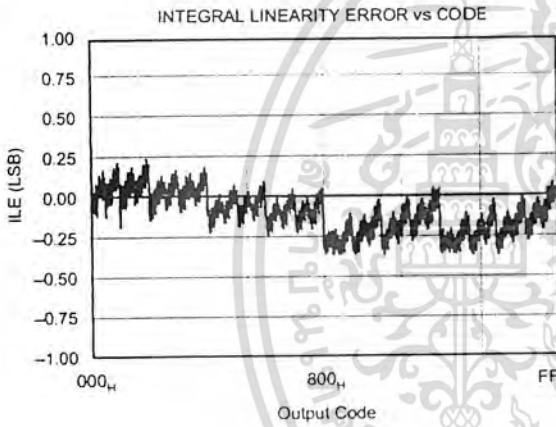
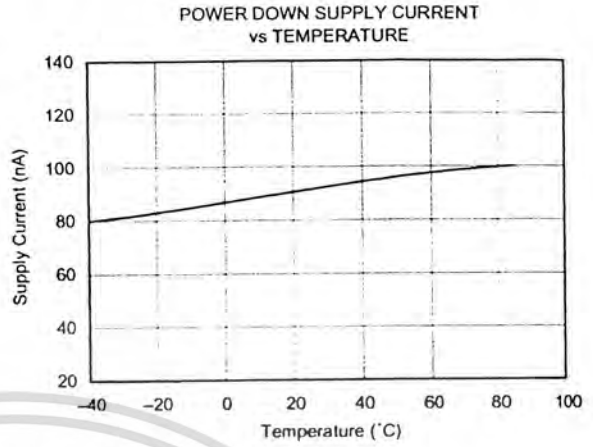
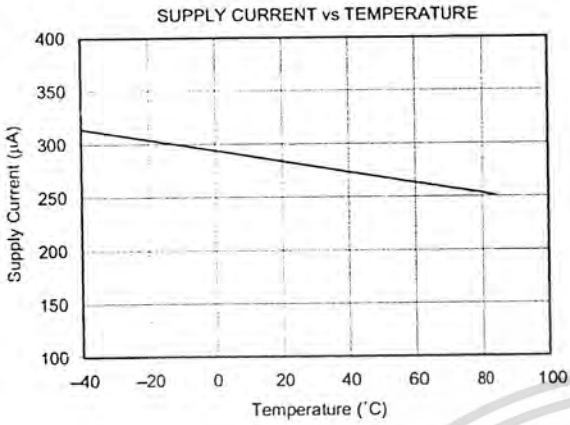
CHANGE IN SIGNAL-TO-(NOISE+DISTORTION) vs TEMPERATURE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ **TEXAS INSTRUMENTS** อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มี **ADS7841** **SBAS084B** ใช้

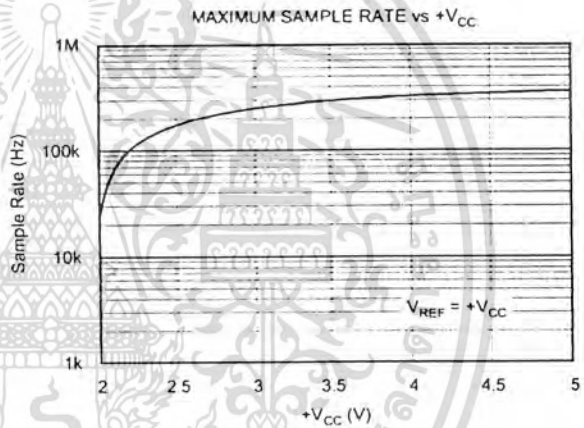
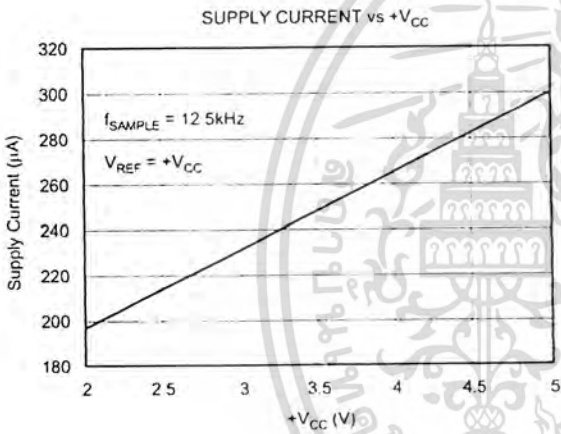
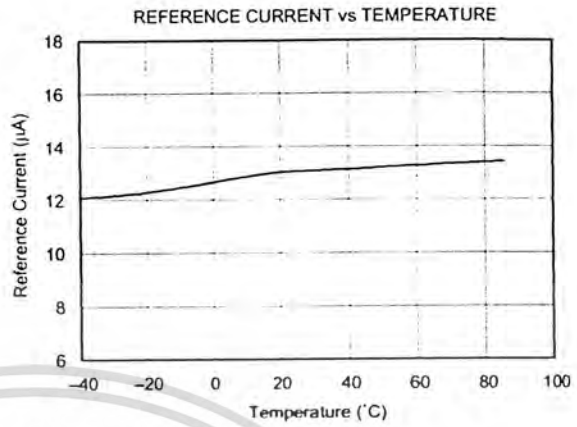
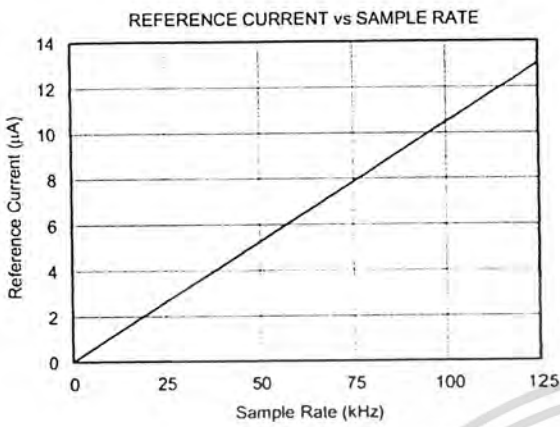
# TYPICAL CHARACTERISTICS: +2.7V (Cont.)

At  $T_A = +25\text{ C}$ ,  $V_{CC} = +2.7\text{ V}$ ,  $V_{REF} = +2.5\text{ V}$ ,  $f_{SAMPLE} = 125\text{ kHz}$ , and  $f_{CLK} = 16 \cdot f_{SAMPLE} = 2\text{ MHz}$ , unless otherwise noted.



# TYPICAL CHARACTERISTICS: +2.7V (Cont.)

At  $T_A = +25^\circ\text{C}$ ,  $+V_{CC} = +2.7\text{V}$ ,  $V_{REF} = +2.5\text{V}$ ,  $f_{SAMPLE} = 125\text{kHz}$ , and  $f_{CLK} = 16 \cdot f_{SAMPLE} = 2\text{MHz}$ , unless otherwise noted.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Texas Instruments  
**TEXAS INSTRUMENTS** **ADS7841** SBAS084B

# THEORY OF OPERATION

The ADS7841 is a classic Successive Approximation Register (SAR) ADC. The architecture is based on capacitive redistribution that inherently includes a sample-and-hold function. The converter is fabricated on a 0.6µs CMOS process.

The basic operation of the ADS7841 is shown in Figure 1. The device requires an external reference and an external clock. It operates from a single supply of 2.7V to 5.25V. The external reference can be any voltage between 100mV and +V<sub>CC</sub>. The value of the reference voltage directly sets the input range of the converter. The average reference input current depends on the conversion rate of the ADS7841.

The analog input to the converter is differential and is provided via a four-channel multiplexer. The input can be provided in reference to a voltage on the COM pin (which is generally ground) or differentially by using two of the four input channels (CH0 - CH3). The particular configuration is selectable via the digital interface.

The input current on the analog inputs depends on the conversion rate of the device. During the sample period, the source must charge the internal sampling capacitor (typically 25pF). After the capacitor has been fully charged, there is no further input current. The rate of charge transfer from the analog source to the converter is a function of conversion rate.

A2	A1	A0	CH0	CH1	CH2	CH3	COM
0	0	1	+IN				-IN
1	0	1		+IN			-IN
0	1	0			+IN		-IN
1	1	0				+IN	-IN

TABLE I. Single-Ended Channel Selection (SGL/DIF HIGH).

A2	A1	A0	CH0	CH1	CH2	CH3	COM
0	0	1	+IN	-IN			
1	0	1	-IN	+IN			
0	1	0			+IN	-IN	
1	1	0			-IN	+IN	

TABLE II. Differential Channel Control (SGL/DIF LOW).

## ANALOG INPUT

Figure 2 shows a block diagram of the input multiplexer on the ADS7841. The differential input of the converter is derived from one of the four inputs in reference to the COM pin or two of the four inputs. Table I and Table II show the relationship between the A2, A1, A0, and SGL/DIF control bits and the configuration of the analog multiplexer. The control bits are provided serially via the DIN pin, see the Digital Interface section of this data sheet for more details.

When the converter enters the hold mode, the voltage difference between the +IN and -IN inputs (as shown in Figure 2) is captured on the internal capacitor array. The voltage on the -IN input is limited between -0.2V and 1.25V, allowing the input to reject small signals that are common to both the +IN and -IN input. The +IN input has a range of -0.2V to +V<sub>CC</sub> + 0.2V.

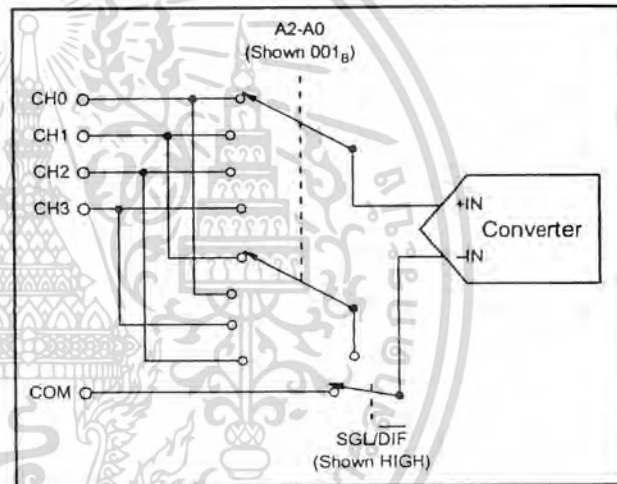


FIGURE 2. Simplified Diagram of the Analog Input.

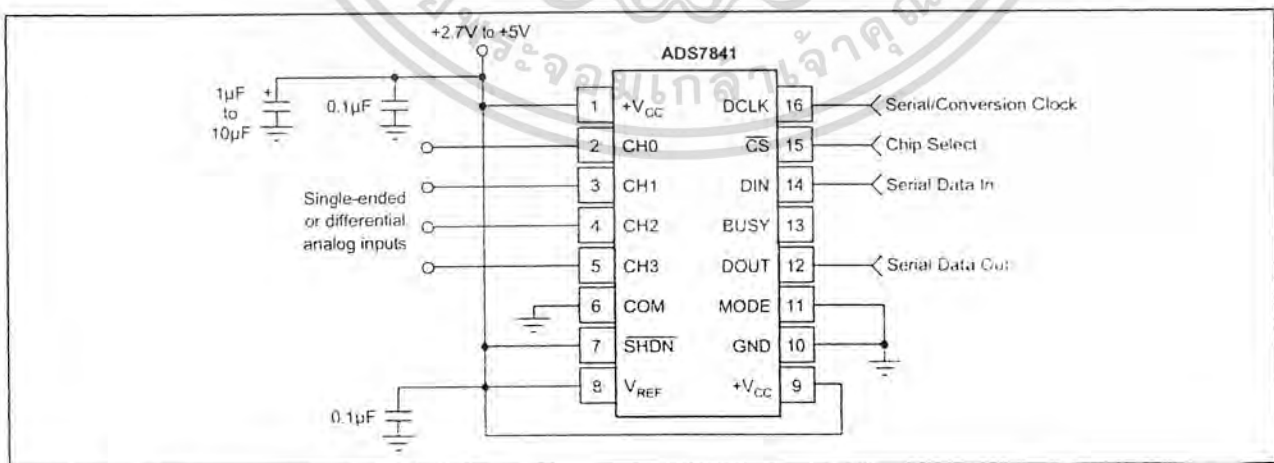


FIGURE 1. Basic Operation of the ADS7841.

## REFERENCE INPUT

The external reference sets the analog input range. The ADS7841 will operate with a reference in the range of 100mV to  $+V_{CC}$ . Keep in mind that the analog input is the difference between the +IN input and the -IN input, see Figure 2. For example, in the single-ended mode, a 1.25V reference, and with the COM pin grounded, the selected input channel (CH0 - CH3) will properly digitize a signal in the range of 0V to 1.25V. If the COM pin is connected to 0.5V, the input range on the selected channel is 0.5V to 1.75V.

There are several critical items concerning the reference input and its wide voltage range. As the reference voltage is reduced, the analog voltage weight of each digital output code is also reduced. This is often referred to as the LSB (least significant bit) size and is equal to the reference voltage divided by 4096. Any offset or gain error inherent in the ADC will appear to increase, in terms of LSB size, as the reference voltage is reduced. For example, if the offset of a given converter is 2LSBs with a 2.5V reference, then it will typically be 10LSBs with a 0.5V reference. In each case, the actual offset of the device is the same, 1.22mV.

Likewise, the noise or uncertainty of the digitized output will increase with lower LSB size. With a reference voltage of 100mV, the LSB size is 24 $\mu$ V. This level is below the internal noise of the device. As a result, the digital output code will not be stable and vary around a mean value by a number of LSBs. The distribution of output codes will be gaussian and the noise can be reduced by simply averaging consecutive conversion results or applying a digital filter.

With a lower reference voltage, care should be taken to provide a clean layout including adequate bypassing, a clean (low-noise, low-ripple) power supply, a low-noise reference, and a low-noise input signal. Because the LSB size is lower, the converter will also be more sensitive to nearby digital signals and electromagnetic interference.

The voltage into the  $V_{REF}$  input is not buffered and directly drives the Capacitor Digital-to-Analog Converter (CDAC) portion of the ADS7841. Typically, the input current is 13 $\mu$ A with a 2.5V reference. This value will vary by microamps depending on the result of the conversion. The reference current diminishes directly with both conversion rate and reference voltage. As the current from the reference is drawn on each bit decision, clocking the converter more quickly during a given conversion period will not reduce overall current drain from the reference.

## DIGITAL INTERFACE

Figure 3 shows the typical operation of the ADS7841's digital interface. This diagram assumes that the source of the digital signals is a microcontroller or digital signal processor with a basic serial interface (note that the digital inputs are over-voltage tolerant up to 5.5V, regardless of  $+V_{CC}$ ). Each communication between the processor and the converter consists of eight clock cycles. One complete conversion can be accomplished with three serial communications, for a total of 24 clock cycles on the DCLK input.

The first eight clock cycles are used to provide the control byte via the DIN pin. When the converter has enough information about the following conversion to set the input multiplexer appropriately, it enters the acquisition (sample) mode. After three more clock cycles, the control byte is complete and the converter enters the conversion mode. At this point, the input sample-and-hold goes into the hold mode. The next twelve clock cycles accomplish the actual Analog-to-Digital conversion. A thirteenth clock cycle is needed for the last bit of the conversion result. Three more clock cycles are needed to complete the last byte (DOUT will be LOW). These will be ignored by the converter.

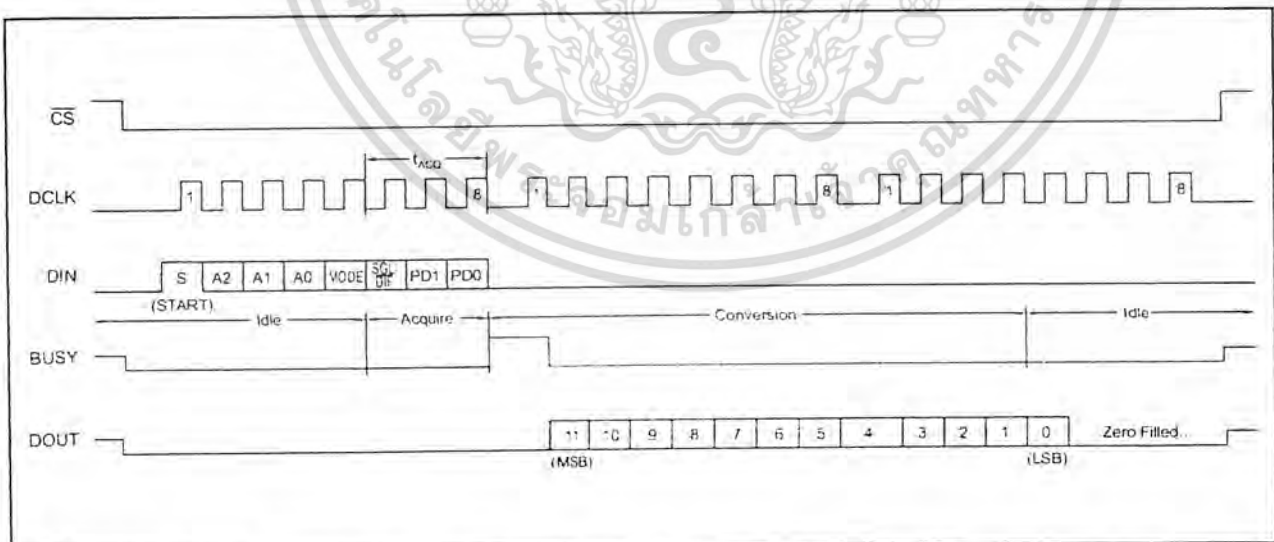


FIGURE 3. Conversion Timing, 24-Clocks per Conversion, 8-Bit Bus Interface. No DCLK delay required with dedicated serial port.

**Control Byte**

Also shown in Figure 3 is the placement and order of the control bits within the control byte. Tables III and IV give detailed information about these bits. The first bit, the 'S' bit, must always be HIGH and indicates the start of the control byte. The ADS7841 will ignore inputs on the DIN pin until the start bit is detected. The next three bits (A2 - A0) select the active input channel or channels of the input multiplexer (see Tables I and II and Figure 2).

Bit 7 (MSB)	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0 (LSB)
S	A2	A1	A0	MODE	SGL/DIF	PD1	PD0

TABLE III. Order of the Control Bits in the Control Byte.

BIT	NAME	DESCRIPTION
7	S	Start Bit. Control byte starts with first HIGH bit on DIN. A new control byte can start every 15th clock cycle in 12-bit conversion mode or every 11th clock cycle in 8-bit conversion mode.
6 - 4	A2 - A0	Channel Select Bits. Along with the SGL/DIF bit, these bits control the setting of the multiplexer input, see Tables I and II.
3	MODE	12-Bit/8-Bit Conversion Select Bit. If the MODE pin is HIGH, this bit controls the number of bits for the next conversion: 12-bits (LOW) or 8-bits (HIGH). If the MODE pin is LOW, this bit has no function and the conversion is always 12 bits.
2	SGL/DIF	Single-Ended/Differential Select Bit. Along with bits A2 - A0, this bit controls the setting of the multiplexer input, see Tables I and II.
1 - 0	PD1 - PD0	Power-Down Mode Select Bits. See Table V for details.

TABLE IV. Descriptions of the Control Bits within the Control Byte.

The MODE bit and the MODE pin work together to determine the number of bits for a given conversion. If the MODE pin is LOW, the converter always performs a 12-bit conversion regardless of the state of the MODE bit. If the

MODE pin is HIGH, then the MODE bit determines the number of bits for each conversion, either 12 bits (LOW) or 8 bits (HIGH).

The SGL/DIF bit controls the multiplexer input mode: either single-ended (HIGH) or differential (LOW). In single-ended mode, the selected input channel is referenced to the COM pin. In differential mode, the two selected inputs provide a differential input. See Tables I and II and Figure 2 for more information. The last two bits (PD1 - PD0) select the power-down mode, as shown in Table V. If both inputs are HIGH, the device is always powered up. If both inputs are LOW, the device enters a power-down mode between conversions. When a new conversion is initiated, the device will resume normal operation instantly—no delay is needed to allow the device to power up and the very first conversion will be valid.

**16-Clocks per Conversion**

The control bits for conversion n+1 can be overlapped with conversion 'n' to allow for a conversion every 16 clock cycles, as shown in Figure 4. This figure also shows possible serial communication occurring with other serial peripherals between each byte transfer between the processor and the converter. This is possible provided that each conversion completes within 1.6ms of starting. Otherwise, the signal that has been captured on the input sample-and-hold may droop enough to affect the conversion result. In addition, the ADS7841 is fully powered while other serial communications are taking place.

PD1	PD0	Description
0	0	Power-down between conversions. When each conversion is finished, the converter enters a low power mode. At the start of the next conversion, the device instantly powers up to full power. There is no need for additional delays to assure full operation and the very first conversion is valid.
0	1	Reserved for Future Use
1	0	Reserved for Future Use
1	1	No power-down between conversions, device always powered.

TABLE V. Power-Down Selection.

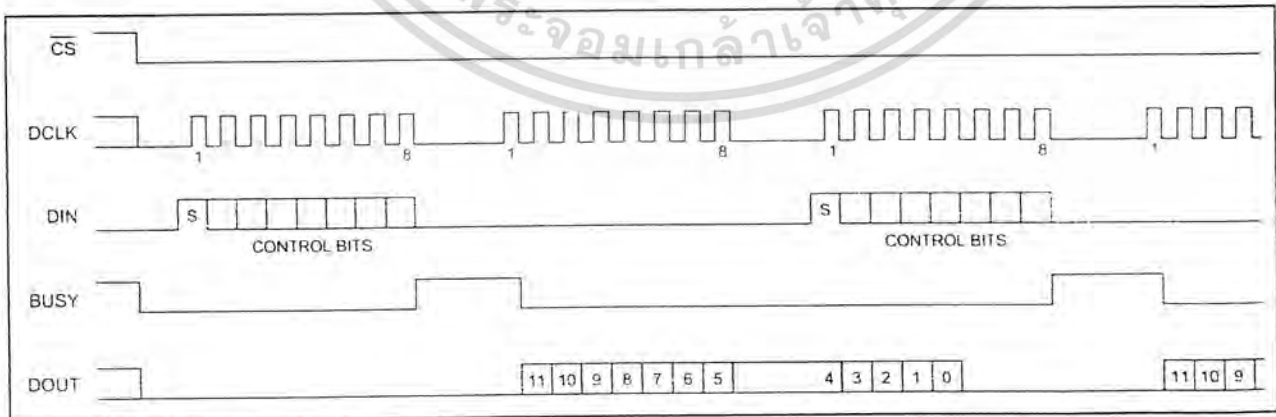


FIGURE 4. Conversion Timing, 16-Clocks per Conversion, 8-bit Bus Interface. No DCLK delay required with dedicated serial port.

**Digital Timing**

Figure 5 and Tables VI and VII provide detailed timing for the digital interface of the ADS7841.

**15-Clocks per Conversion**

Figure 6 provides the fastest way to clock the ADS7841. This method will not work with the serial interface of most

microcontrollers and digital signal processors as they are generally not capable of providing 15 clock cycles per serial transfer. However, this method could be used with Field Programmable Gate Arrays (FPGAs) or Application Specific Integrated Circuits (ASICs). Note that this effectively increases the maximum conversion rate of the converter beyond the values given in the specification tables, which assume 16 clock cycles per conversion.

SYMBOL	DESCRIPTION	MIN	TYP	MAX	UNITS
$t_{ACO}$	Acquisition Time	1.5			$\mu$ s
$t_{DS}$	DIN Valid Prior to DCLK Rising	100			ns
$t_{DH}$	DIN Hold After DCLK HIGH	10			ns
$t_{DO}$	DCLK Falling to DOUT Valid			200	ns
$t_{DV}$	$\overline{CS}$ Falling to DOUT Enabled			200	ns
$t_{DR}$	$\overline{CS}$ Rising to DOUT Disabled			200	ns
$t_{CSS}$	$\overline{CS}$ Falling to First DCLK Rising	100			ns
$t_{CSH}$	$\overline{CS}$ Rising to DCLK Ignored	0			ns
$t_{CH}$	DCLK HIGH	200			ns
$t_{CL}$	DCLK LOW	200			ns
$t_{BD}$	DCLK Falling to BUSY Rising			200	ns
$t_{BDV}$	$\overline{CS}$ Falling to BUSY Enabled			200	ns
$t_{BTR}$	$\overline{CS}$ Rising to BUSY Disabled			200	ns

SYMBOL	DESCRIPTION	MIN	TYP	MAX	UNITS
$t_{ACO}$	Acquisition Time	900			ns
$t_{DS}$	DIN Valid Prior to DCLK Rising	50			ns
$t_{DH}$	DIN Hold After DCLK HIGH	10			ns
$t_{DO}$	DCLK Falling to DOUT Valid			100	ns
$t_{DV}$	$\overline{CS}$ Falling to DOUT Enabled			70	ns
$t_{DR}$	$\overline{CS}$ Rising to DOUT Disabled			70	ns
$t_{CSS}$	$\overline{CS}$ Falling to First DCLK Rising	50			ns
$t_{CSH}$	$\overline{CS}$ Rising to DCLK Ignored	0			ns
$t_{CH}$	DCLK HIGH	150			ns
$t_{CL}$	DCLK LOW	150			ns
$t_{BD}$	DCLK Falling to BUSY Rising			100	ns
$t_{BDV}$	$\overline{CS}$ Falling to BUSY Enabled			70	ns
$t_{BTR}$	$\overline{CS}$ Rising to BUSY Disabled			70	ns

TABLE VI. Timing Specifications ( $+V_{CC} = +2.7V$  to  $3.6V$ ,  $T_A = -40^\circ C$  to  $+85^\circ C$ ,  $C_{LOAD} = 50pF$ ).

TABLE VII. Timing Specifications ( $+V_{CC} = +4.75V$  to  $+5.25V$ ,  $T_A = -40^\circ C$  to  $+85^\circ C$ ,  $C_{LOAD} = 50pF$ ).

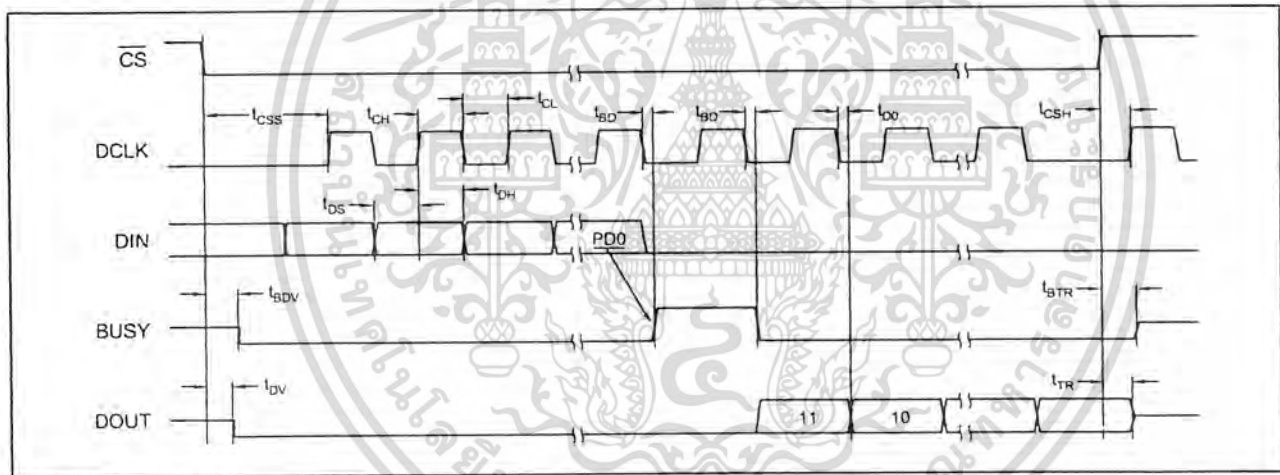


FIGURE 5. Detailed Timing Diagram.

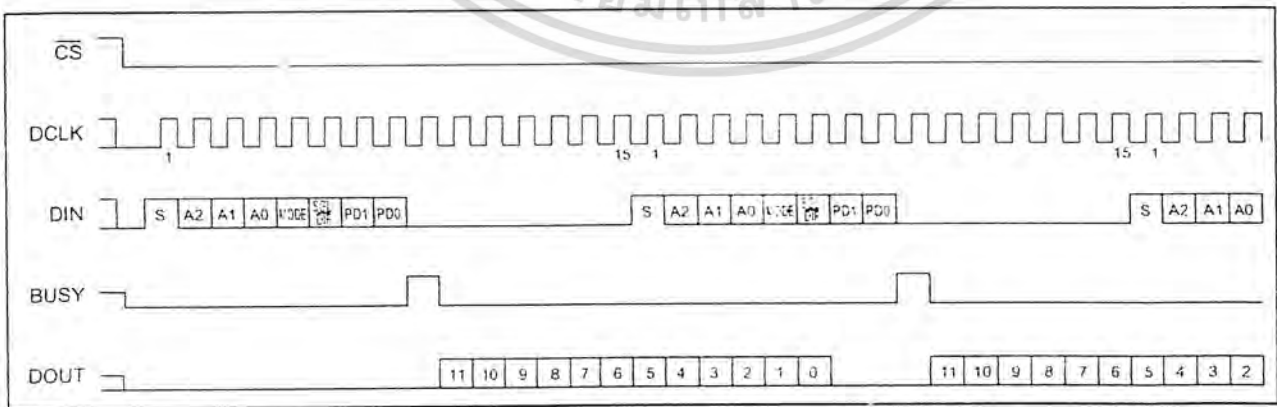


FIGURE 6. Maximum Conversion Rate, 15-Clocks per Conversion.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับขายปลีกเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
**TEXAS INSTRUMENTS** **ADS7841**  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรืออ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการใช้ **SBAS084B** ใช้

**Data Format**

The ADS7841 output data is in straight binary format, as shown in Figure 7. This figure shows the ideal output code for the given input voltage and does not include the effects of offset, gain, or noise.

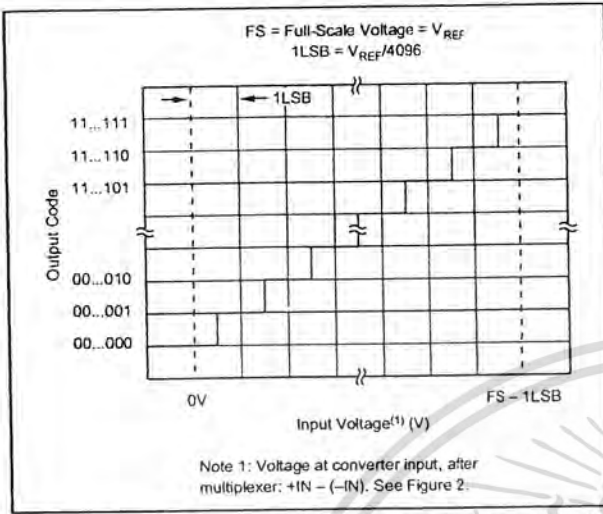


FIGURE 7. Ideal Input Voltages and Output Codes.

**8-Bit Conversion**

The ADS7841 provides an 8-bit conversion mode that can be used when faster throughput is needed and the digital result is not as critical. By switching to the 8-bit mode, a conversion is complete four clock cycles earlier. This could be used in conjunction with serial interfaces that provide a 12-bit transfer or two conversions could be accomplished with three 8-bit transfers. Not only does this shorten each conversion by four bits (25% faster throughput), but each conversion can actually occur at a faster clock rate. This is because the internal settling time of the ADS7841 is not as critical, settling to better than 8 bits is all that is needed. The clock rate can be as much as 50% faster. The faster clock rate and fewer clock cycles combine to provide a 2x increase in conversion rate.

**POWER DISSIPATION**

There are three power modes for the ADS7841: full power (PD1 - PD0 = 11B), auto power-down (PD1 - PD0 = 00B), and shutdown ( $\overline{SHDN}$  LOW). The affects of these modes varies depending on how the ADS7841 is being operated. For example, at full conversion rate and 16 clocks per conversion, there is very little difference between full power mode and auto power-down. Likewise, if the device has entered auto power-down, a shutdown ( $\overline{SHDN}$  LOW) will not lower power dissipation.

When operating at full-speed and 16-clocks per conversion (see Figure 4), the ADS7841 spends most of its time acquiring or converting. There is little time for auto power-down, assuming that this mode is active. Thus, the difference between full power mode and auto power-down is negli-

gible. If the conversion rate is decreased by simply slowing the frequency of the DCLK input, the two modes remain approximately equal. However, if the DCLK frequency is kept at the maximum rate during a conversion, but conversion are simply done less often, then the difference between the two modes is dramatic. Figure 8 shows the difference between reducing the DCLK frequency ("scaling" DCLK to match the conversion rate) or maintaining DCLK at the highest frequency and reducing the number of conversion per second. In the later case, the converter spends an increasing percentage of its time in power-down mode (assuming the auto power-down mode is active).

If DCLK is active and  $\overline{CS}$  is LOW while the ADS7841 is in auto power-down mode, the device will continue to dissipate some power in the digital logic. The power can be reduced to a minimum by keeping  $\overline{CS}$  HIGH. The differences in supply current for these two cases are shown in Figure 9.

Operating the ADS7841 in auto power-down mode will result in the lowest power dissipation, and there is no conversion time "penalty" on power-up. The very first conversion will be valid.  $\overline{SHDN}$  can be used to force an immediate power-down.

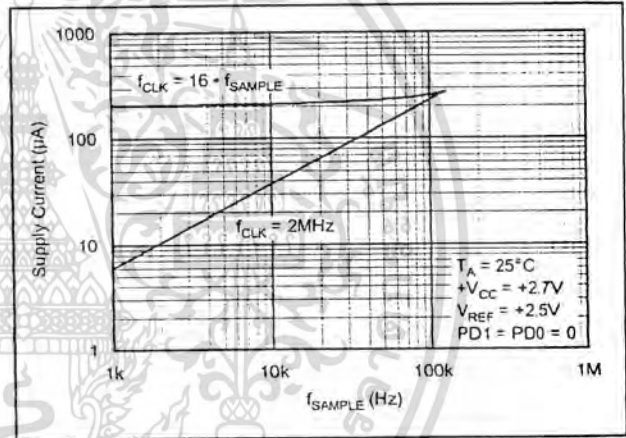


FIGURE 8. Supply Current vs Directly Scaling the Frequency of DCLK with Sample Rate or Keeping DCLK at the Maximum Possible Frequency.

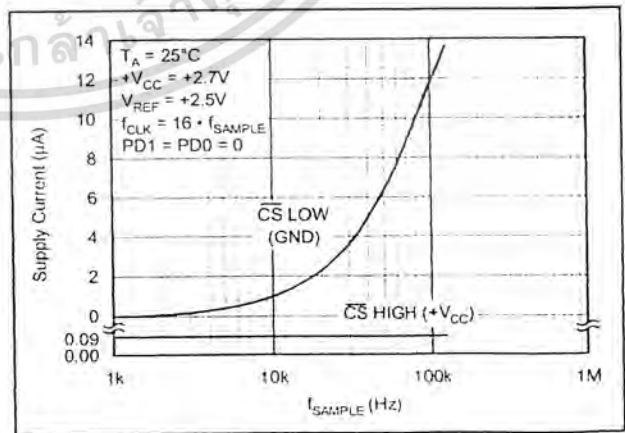


FIGURE 9. Supply Current vs State of  $\overline{CS}$ .

## LAYOUT

For optimum performance, care should be taken with the physical layout of the ADS7841 circuitry. This is particularly true if the reference voltage is low and/or the conversion rate is high.

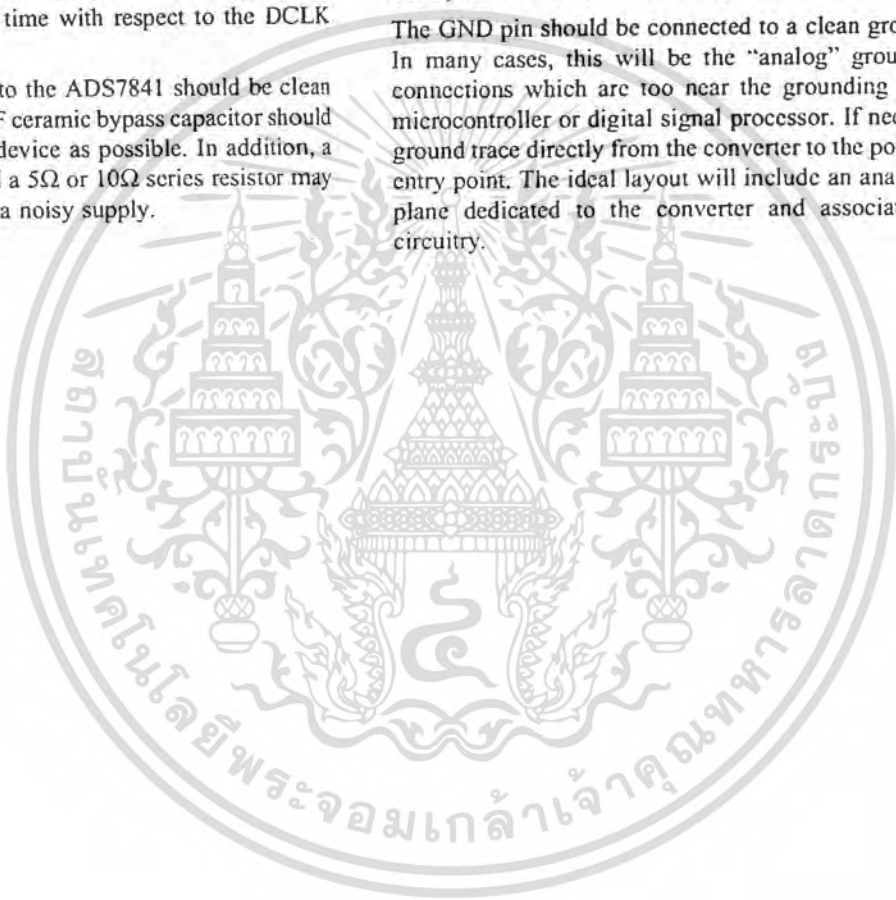
The basic SAR architecture is sensitive to glitches or sudden changes on the power supply, reference, ground connections, and digital inputs that occur just prior to latching the output of the analog comparator. Thus, during any single conversion for an n-bit SAR converter, there are n "windows" in which large external transient voltages can easily affect the conversion result. Such glitches might originate from switching power supplies, nearby digital logic, and high power devices. The degree of error in the digital output depends on the reference voltage, layout, and the exact timing of the external event. The error can change if the external event changes in time with respect to the DCLK input.

With this in mind, power to the ADS7841 should be clean and well bypassed. A 0.1 $\mu$ F ceramic bypass capacitor should be placed as close to the device as possible. In addition, a 1 $\mu$ F to 10 $\mu$ F capacitor and a 5 $\Omega$  or 10 $\Omega$  series resistor may be used to low-pass filter a noisy supply.

The reference should be similarly bypassed with a 0.1 $\mu$ F capacitor. Again, a series resistor and large capacitor can be used to low-pass filter the reference voltage. If the reference voltage originates from an op amp, make sure that it can drive the bypass capacitor without oscillation (the series resistor can help in this case). The ADS7841 draws very little current from the reference on average, but it does place larger demands on the reference circuitry over short periods of time (on each rising edge of DCLK during a conversion).

The ADS7841 architecture offers no inherent rejection of noise or voltage variation in regards to the reference input. This is of particular concern when the reference input is tied to the power supply. Any noise and ripple from the supply will appear directly in the digital results. While high frequency noise can be filtered out as discussed in the previous paragraph, voltage variation due to line frequency (50Hz or 60Hz) can be difficult to remove.

The GND pin should be connected to a clean ground point. In many cases, this will be the "analog" ground. Avoid connections which are too near the grounding point of a microcontroller or digital signal processor. If needed, run a ground trace directly from the converter to the power supply entry point. The ideal layout will include an analog ground plane dedicated to the converter and associated analog circuitry.



### IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

Customers are responsible for their applications using TI components.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, license, warranty or endorsement thereof.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations and notices. Representation or reproduction of this information with alteration voids all warranties provided for an associated TI product or service, is an unfair and deceptive business practice, and TI is not responsible nor liable for any such use.

Resale of TI's products or services with *statements different from or beyond the parameters* stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service, is an unfair and deceptive business practice, and TI is not responsible nor liable for any such use.

Also see: [Standard Terms and Conditions of Sale for Semiconductor Products, www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm](http://www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm)

Mailing Address:

Texas Instruments  
Post Office Box 655303  
Dallas, Texas 75265

Copyright © 2001, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# RCV420

## Precision 4mA to 20mA CURRENT LOOP RECEIVER

### FEATURES

- COMPLETE 4-20mA TO 0-5V CONVERSION
- INTERNAL SENSE RESISTORS
- PRECISION 10V REFERENCE
- BUILT-IN LEVEL-SHIFTING
- $\pm 40V$  COMMON-MODE INPUT RANGE
- 0.1% OVERALL CONVERSION ACCURACY
- HIGH NOISE IMMUNITY: 86dB CMR

### DESCRIPTION

The RCV420 is a precision current-loop receiver designed to convert a 4–20mA input signal into a 0–5V output signal. As a monolithic circuit, it offers high reliability at low cost. The circuit consists of a premium grade operational amplifier, an on-chip precision resistor network, and a precision 10V reference. The RCV420 features 0.1% overall conversion accuracy, 86dB CMR, and  $\pm 40V$  common-mode input range.

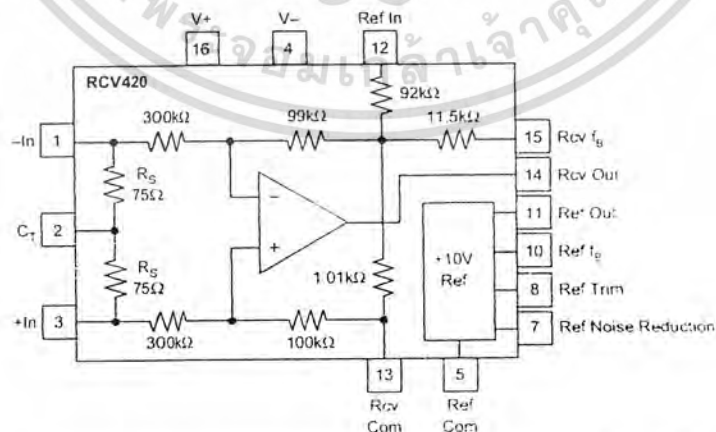
The circuit introduces only a 1.5V drop at full scale, which is useful in loops containing extra instrument burdens or in intrinsically safe applications where

### APPLICATIONS

- PROCESS CONTROL
- INDUSTRIAL CONTROL
- FACTORY AUTOMATION
- DATA ACQUISITION
- SCADA
- RTUs
- ESD
- MACHINE MONITORING

transmitter compliance voltage is at a premium. The 10V reference provides a precise 10V output with a typical drift of 5ppm/°C.

The RCV420 is completely self-contained and offers a highly versatile function. No adjustments are needed for gain, offset, or CMR. This provides three important advantages over discrete, board-level designs: 1) lower initial design cost, 2) lower manufacturing cost, and 3) easy, cost-effective field repair of a precision circuit.



International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-952-1111  
Internet: <http://www.burr-brown.com/> • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
© 1988 Burr-Brown Corporation PDS-837E Printed in U.S.A., October, 1997  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

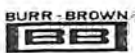
# SPECIFICATIONS

## ELECTRICAL

At  $T = +25^{\circ}\text{C}$  and  $V_S = \pm 15\text{V}$ , unless otherwise noted.

CHARACTERISTICS	RCV420KP, JP			UNITS
	MIN	TYP	MAX	
<b>GAIN</b>				
Initial		0.3125		V/mA
Error		0.05	0.15	% of span
Error—JP Grade			0.25	% of span
vs Temp		15		ppm/ $^{\circ}\text{C}$
Nonlinearity <sup>(1)</sup>		0.0002	0.002	% of span
<b>OUTPUT</b>				
Rated Voltage ( $I_O = +10\text{mA}$ , $-5\text{mA}$ )	10	12		V
Rated Current ( $E_O = 10\text{V}$ )	+10, -5			mA
Impedance (Differential)		0.01		$\Omega$
Current Limit (To Common)		+49, -13		mA
Capacitive Load (Stable Operation)		1000		pF
<b>INPUT</b>				
Sense Resistance	74.25	75	75.75	$\Omega$
Input Impedance (Common-Mode)		200		k $\Omega$
Common-Mode Voltage			-40	V
CMR <sup>(2)</sup>	70	80		dB
vs Temp (DC) ( $T_A = T_{\text{MIN}}$ to $T_{\text{MAX}}$ )		76		dB
AC 60Hz		80		dB
<b>OFFSET VOLTAGE (RTO)<sup>(3)</sup></b>			1	mV
Initial		10		$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
vs Temp		90		dB
vs Supply ( $\pm 11.4\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$ )	74	200		$\mu\text{V}/\text{mV}$
vs Time				
<b>ZERO ERROR<sup>(4)</sup></b>				
Initial		0.025	0.075	% of span
Initial—JP Grade			0.15	% of span
vs Temp		10		ppm of span/ $^{\circ}\text{C}$
<b>OUTPUT NOISE VOLTAGE</b>				
$f_E = 0.1\text{Hz}$ to $10\text{Hz}$		50		$\mu\text{Vp-p}$
$f_O = 10\text{kHz}$		800		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
<b>DYNAMIC RESPONSE</b>				
Gain Bandwidth		150		kHz
Full Power Bandwidth		30		kHz
Slew Rate		1.5		V/ $\mu\text{s}$
Settling Time (0.01%)		10		$\mu\text{s}$
<b>VOLTAGE REFERENCE</b>				
Initial	9.99		10.01	V
Trim Range <sup>(5)</sup>		-4		%
vs Temp		5		ppm/ $^{\circ}\text{C}$
vs Supply ( $\pm 11.4\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$ )		0.0002		%/V
vs Output Current ( $I_O = 0$ to $+10\text{mA}$ )		0.0002		%/mA
vs Time		15		ppm/kHz
Noise (0.1Hz to 10Hz)		5		$\mu\text{Vp-p}$
Output Current	-10, -2			mA
<b>POWER SUPPLY</b>				
Rated		-15		V
Voltage Range <sup>(6)</sup>	-5, +11.4		-18	V
Quiescent Current ( $V_O = 0\text{V}$ )		3	4	mA
<b>TEMPERATURE RANGE</b>				
Specification	0		+70	$^{\circ}\text{C}$
Operation	-25		+85	$^{\circ}\text{C}$
Storage	-40		+85	$^{\circ}\text{C}$
Thermal Resistance, $\theta_{JA}$		80		$^{\circ}\text{C}/\text{W}$

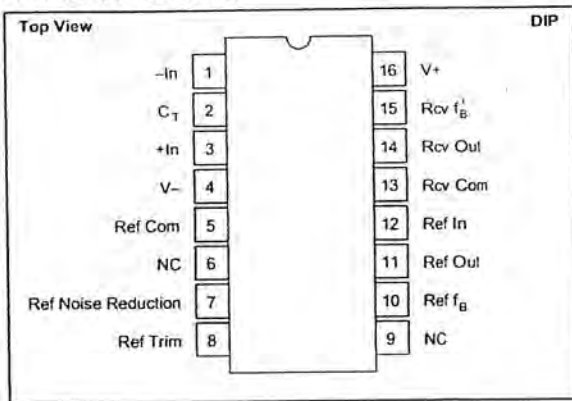
NOTES: (1) Nonlinearity is the max peak deviation from best fit straight line. (2) With 0 source impedance on Rcv Com pin. (3) Referred to output with all inputs grounded including Ref In. (4) With 4mA input signal and Voltage Reference connected (includes  $V_{OS}$ , Gain Error, and Voltage Reference Errors). (5) External trim slightly affects drift. (6)  $I_O$  Ref = 5mA,  $I_O$  Rcv = 2mA.



RCV420

นี่เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## PIN CONFIGURATION

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>(1)</sup>

Supply	±22V
Input Current, Continuous	40mA
Input Current Momentary, 0.1s	250mA, 1% Duty Cycle
Common-Mode Input Voltage, Continuous	±40V
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
Output Short Circuit to Common (Rcv and Ref)	Continuous

NOTE: (1) Stresses above these ratings may cause permanent damage.

## PACKAGE INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER <sup>(1)</sup>
RCV420KP	16-Pin Plastic DIP	180
RCV420JP	16-Pin Plastic DIP	180

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.

## ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PERFORMANCE GRADE	PACKAGE
RCV420KP	0°C to +70°C	16-Pin Plastic DIP
RCV420JP	0°C to +70°C	16-Pin Plastic DIP



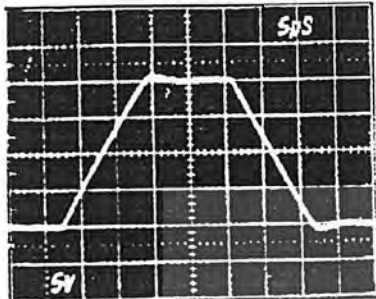
The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์อื่นใด  
**RCV420**  ราคา  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

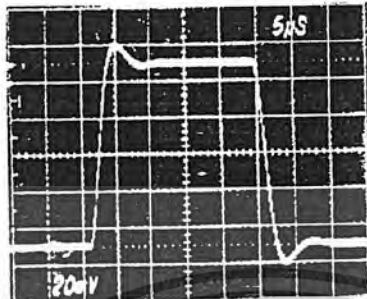
# TYPICAL PERFORMANCE CURVES

At  $T_A = +25^\circ\text{C}$ ,  $V_S = \pm 15\text{V}$ , unless otherwise noted.

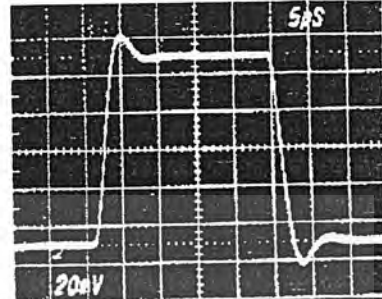
STEP RESPONSE  
NO LOAD



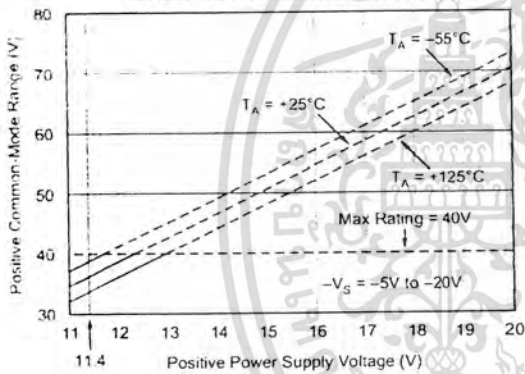
SMALL SIGNAL RESPONSE  
NO LOAD



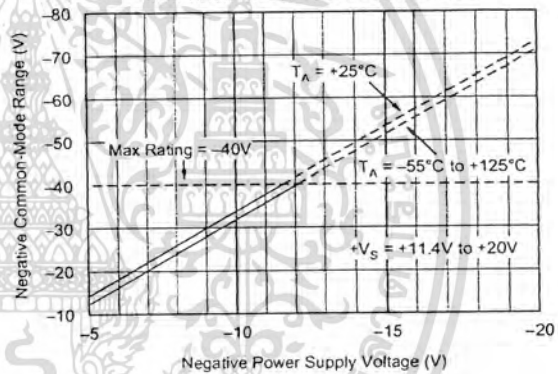
SMALL SIGNAL RESPONSE  
 $R_L = \infty$ ,  $C_L = 1000\text{pF}$



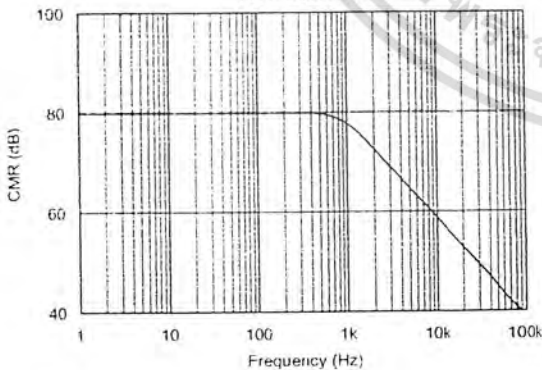
POSITIVE COMMON-MODE VOLTAGE RANGE  
vs POSITIVE POWER SUPPLY VOLTAGE



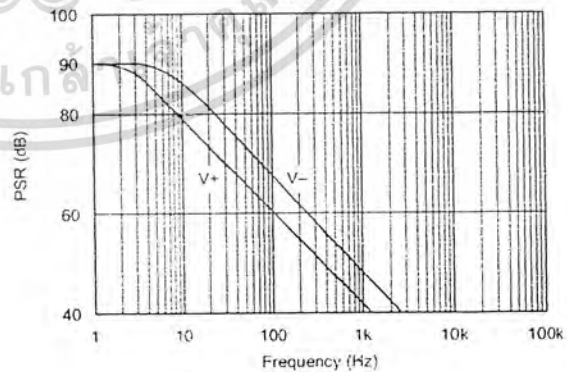
NEGATIVE COMMON-MODE VOLTAGE RANGE  
vs NEGATIVE POWER SUPPLY VOLTAGE



COMMON-MODE REJECTION  
vs FREQUENCY



POWER-SUPPLY REJECTION  
vs FREQUENCY



RCV420

นี่เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## THEORY OF OPERATION

Refer to the figure on the first page. For 0 to 5V output with 4–20mA input, the required transimpedance of the circuit is:

$$V_{OUT}/I_{IN} = 5V/16mA = 0.3125V/mA.$$

To achieve the desired output (0V for 4mA and 5V for 20mA), the output of the amplifier must be offset by an amount:

$$V_{OS} = -(4mA)(0.3125V/mA) = -1.25V.$$

The input current signal is connected to either +In or –In, depending on the polarity of the signal, and returned to ground through the center tap, C<sub>T</sub>. The balanced input—two matched 75Ω sense resistors, R<sub>S</sub>—provides maximum rejection of common-mode voltage signals on C<sub>T</sub> and true differential current-to-voltage conversion. The sense resistors convert the input current signal into a proportional voltage, which is amplified by the differential amplifier. The voltage gain of the amplifier is:

$$A_D = 5V/(16mA)(75Ω) = 4.1667V/V.$$

The tee network in the feedback path of the amplifier provides a summing junction used to generate the required –1.25V offset voltage. The input resistor network provides high-input impedance and attenuates common-mode input voltages to levels suitable for the operational amplifier's common-mode signal capabilities.

### BASIC POWER SUPPLY AND SIGNAL CONNECTIONS

Figure 1 shows the proper connections for power supply and signal. Both supplies should be decoupled with 1μF tantalum capacitors as close to the amplifier as possible. To avoid gain and CMR errors introduced by the external circuit, connect grounds as indicated, being sure to minimize ground resistance. The input signal should be connected to either +In or –In, depending on its polarity, and returned to ground through the center tap, C<sub>T</sub>. The output of the voltage reference, Ref Out, should be connected to Ref In for the

necessary level shifting. If the Ref In pin is not used for level shifting, then it must be grounded to maintain high CMR.

### GAIN AND OFFSET ADJUSTMENT

Figure 2 shows the circuit for adjusting the RCV420 gain. Increasing the gain of the RCV420 is accomplished by inserting a small resistor in the feedback path of the amplifier. Increasing the gain using this technique results in CMR degradation, and therefore, gain adjustments should be kept as small as possible. For example, a 1% increase in gain is typically realized with a 125Ω resistor, which degrades CMR by about 6dB.

A decrease in gain can be achieved by placing matched resistors in parallel with the sense resistors, also shown in Figure 2. The adjusted gain is given by the following expression

$$V_{OUT}/I_{IN} = 0.3125 \times R_X / (R_X + R_S).$$

A 1% decrease in gain can be achieved with a 7.5kΩ resistor. It is important to match the parallel resistance on each sense resistor to maintain high CMR. The TCR mismatch between the two external resistors will effect gain error drift and CMR drift.

There are two methods for nulling the RCV420 output offset voltage. The first method applies to applications using the internal 10V reference for level shifting. For these applica-

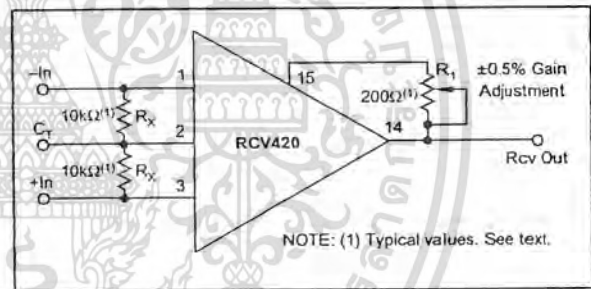


FIGURE 2. Optional Gain Adjustment.

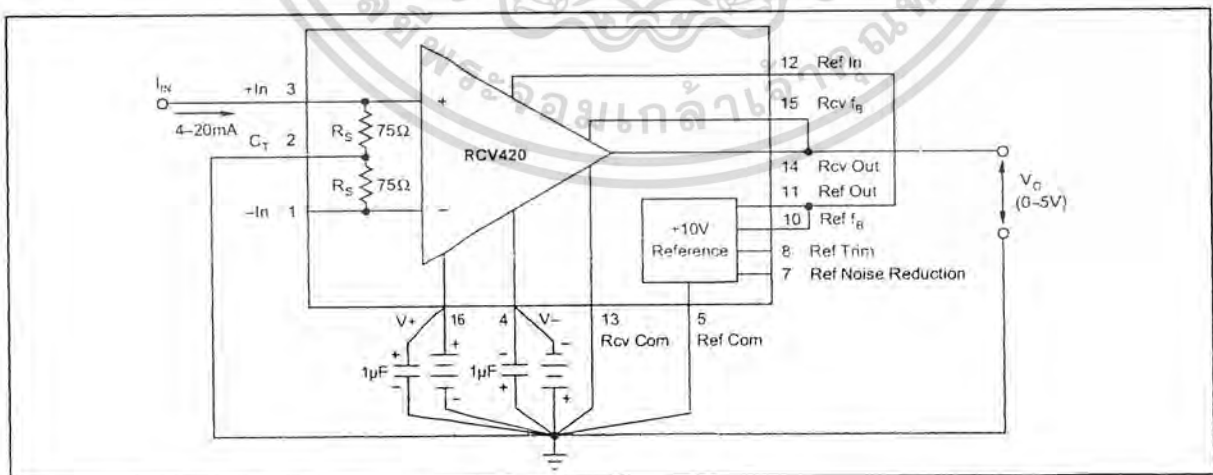


FIGURE 1. Basic Power Supply and Signal Connections.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์อื่นใด  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



RCV420

tions, the voltage reference output trim procedure can be used to null offset errors at the output of the RCV420. The voltage reference trim circuit is discussed under "Voltage Reference."

When the voltage reference is not used for level shifting or when large offset adjustments are required, the circuit in Figure 3 can be used for offset adjustment. A low impedance on the Rev Com pin is required to maintain high CMR.

**ZERO ADJUSTMENT**

Level shifting the RCV420 output voltage can be achieved using either the Ref In pin or the Rev Com pin. The disadvantage of using the Ref In pin is that there is an 8:1 voltage attenuation from this pin to the output of the RCV420. Thus, use the Rev Com pin for large offsets, because the voltage on this pin is seen directly at the output, Figure 4 shows the circuit used to level-shift the output of the RCV420

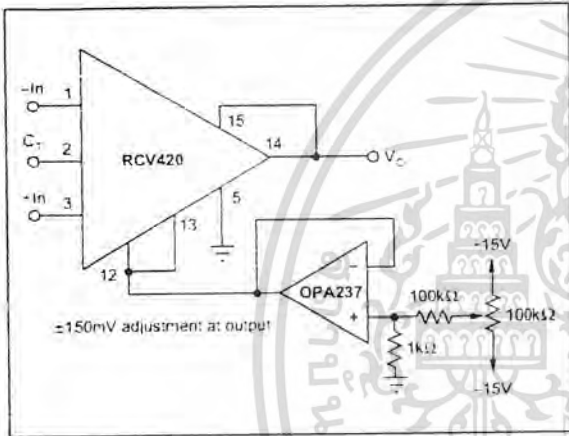


FIGURE 3. Optional Output Offset Nulling Using External Amplifier.

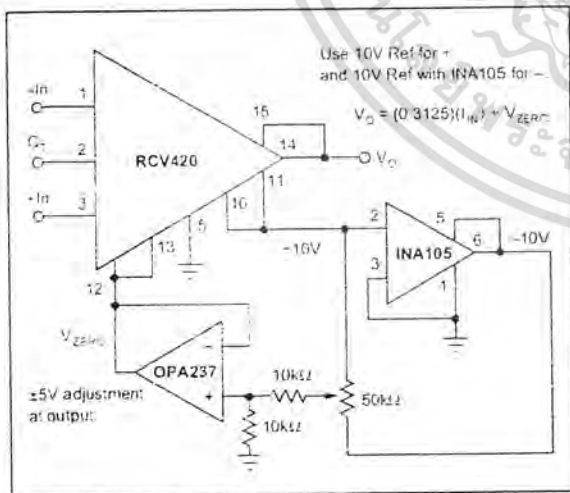


FIGURE 4. Optional Zero Adjust Circuit.

using the Rev Com pin. It is important to use a low-output impedance amplifier to maintain high CMR. With this method of zero adjustment, the Ref In pin must be connected to the Rev Com pin.

**MAINTAINING COMMON-MODE REJECTION**

Two factors are important in maintaining high CMR: (1) resistor matching and tracking (the internal resistor network does this) and (2) source impedance. CMR depends on the accurate matching of several resistor ratios. The high accuracies needed to maintain the specified CMR and CMR temperature coefficient are difficult and expensive to reliably achieve with discrete components. Any resistance imbalance introduced by external circuitry directly affects CMR. These imbalances can occur by: mismatching sense resistors when gain is decreased, adding resistance in the feedback path when gain is increased, and adding series resistance on the Rev Com pin.

The two sense resistors are laser-trimmed to typically match within 0.01%; therefore, when adding parallel resistance to decrease gain, take care to match the parallel resistance on each sense resistor. To maintain high CMR when increasing the gain of the RCV420, keep the series resistance added to the feedback network as small as possible. Whether the Rev Com pin is grounded or connected to a voltage reference for level shifting, keep the series resistance on this pin as low as possible. For example, a resistance of 20Ω on this pin degrades CMR from 86dB to approximately 80dB. For applications requiring better than 86dB CMR, the circuit shown in Figure 5 can be used to adjust CMR.

**PROTECTING THE SENSE RESISTOR**

The 75Ω sense resistors are designed for a maximum continuous current of 40mA, but can withstand as much as 250mA for up to 0.1s (see absolute maximum ratings). There are several ways to protect the sense resistor from

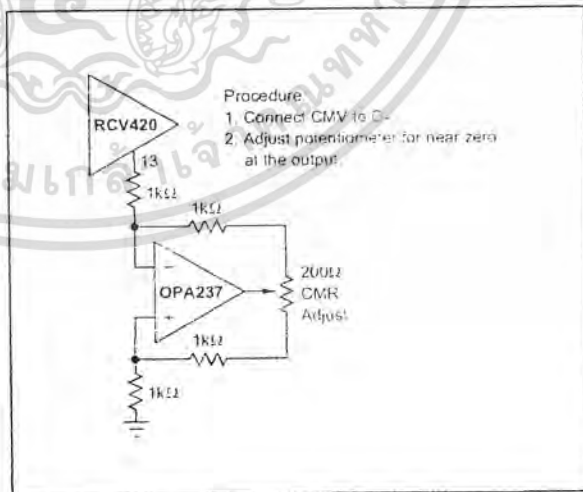


FIGURE 5. Optional Circuit for Externally Trimming CMR.



RCV420

นี่เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

overcurrent conditions exceeding these specifications. Refer to Figure 6. The simplest and least expensive method is a resistor as shown in Figure 6a. The value of the resistor is determined from the expression

$$R_X = V_{CC}/40\text{mA} - 75\Omega$$

and the full scale voltage drop is

$$V_{RX} = 20\text{mA} \times R_X$$

For a system operating off of a 32V supply  $R_X = 725\Omega$  and  $V_{RX} = 14.5\text{V}$ . In applications that cannot tolerate such a large voltage drop, use circuits 6b or 6c. In circuit 6b a power JFET and source resistor are used as a current limit. The  $200\Omega$  potentiometer,  $R_X$ , is adjusted to provide a current limit of approximately 30mA. This circuit introduces a 1-4V drop at full scale. If only a very small series voltage drop at full scale can be tolerated, then a 0.032A series 217 fast-acting fuse should be used, as shown in Figure 6c.

For automatic fold-back protection, use the circuit shown in Figure 15.

**VOLTAGE REFERENCE**

The RCV420 contains a precision 10V reference. Figure 8 shows the circuit for output voltage adjustment. Trimming the output will change the voltage drift by approximately  $0.007\text{ppm}/^\circ\text{C}$  per mV of trimmed voltage. Any mismatch in TCR between the two sides of the potentiometer will also affect drift, but the effect is divided by approximately 5. The trim range of the voltage reference using this method is typically  $\pm 400\text{mV}$ . The voltage reference trim can be used to trim offset errors at the output of the RCV420. There is an 8:1 voltage attenuation from Ref In to Rev Out, and thus the trim range at the output of the receiver is typically  $\pm 50\text{mV}$ .

The high-frequency noise (to 1MHz) of the voltage reference is typically  $1\text{mVp-p}$ . When the voltage reference is used for level shifting, its noise contribution at the output of the receiver is typically  $125\mu\text{Vp-p}$  due to the 8:1 attenuation from Ref In to Rev Out. The reference noise can be reduced by connecting an external capacitor between the Noise Reduction pin and ground. For example,  $0.1\mu\text{F}$  capacitor reduces the high-frequency noise to about  $200\mu\text{Vp-p}$  at the output of the reference and about  $25\mu\text{Vp-p}$  at the output of the receiver.

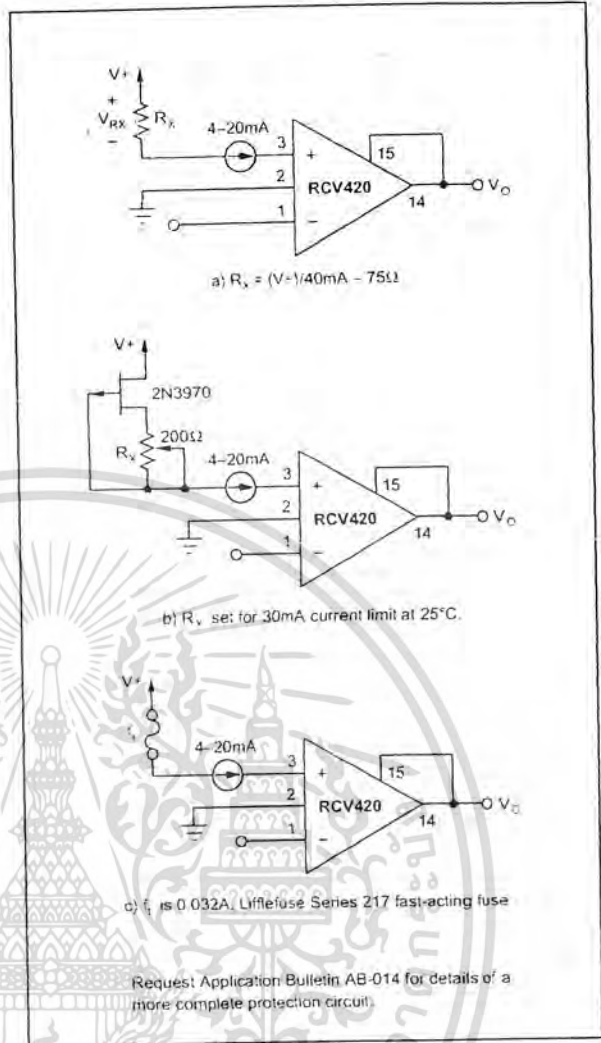


FIGURE 6. Protecting the Sense Resistors.

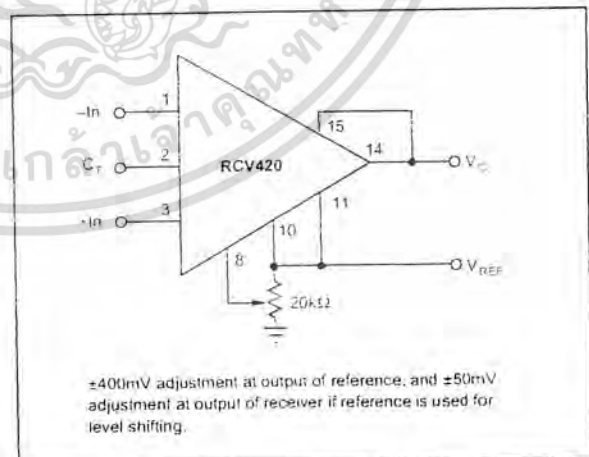


FIGURE 7. Optional Voltage Reference External Trim Circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก BURR-BROWN RCV420 ราคา  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

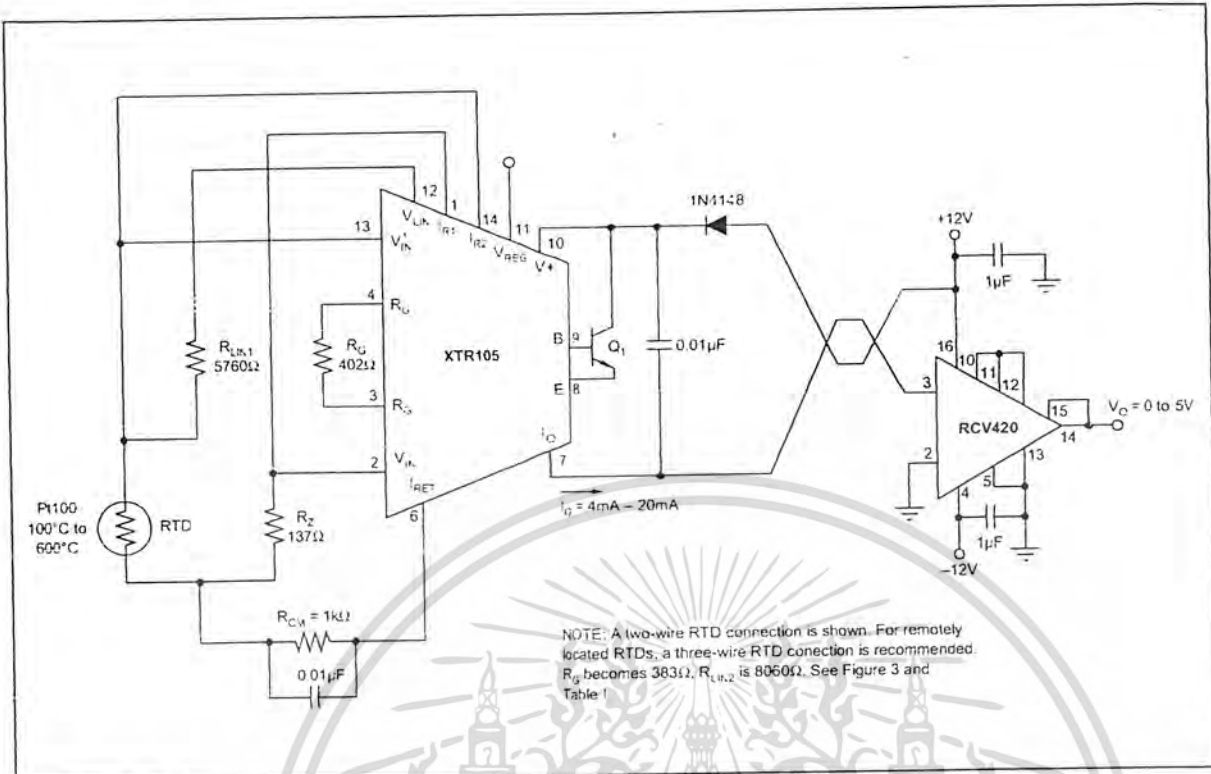


FIGURE 8. RCV420 Used in Conjunction with XTR101 to Form a Complete Solution for 4-20mA Loop.

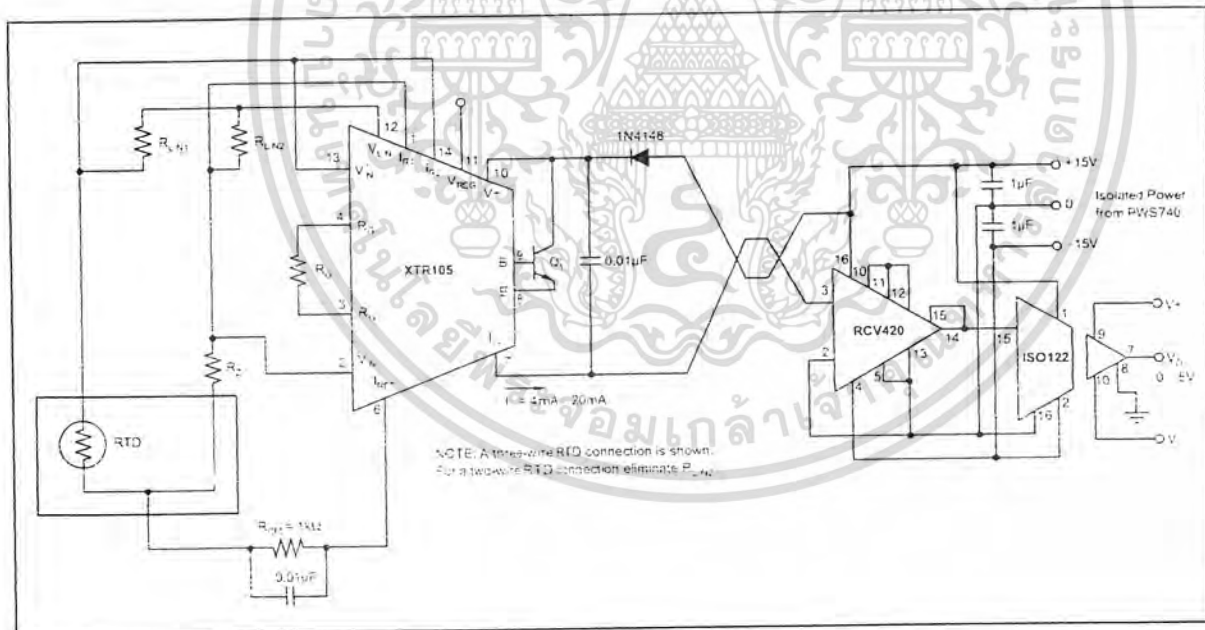
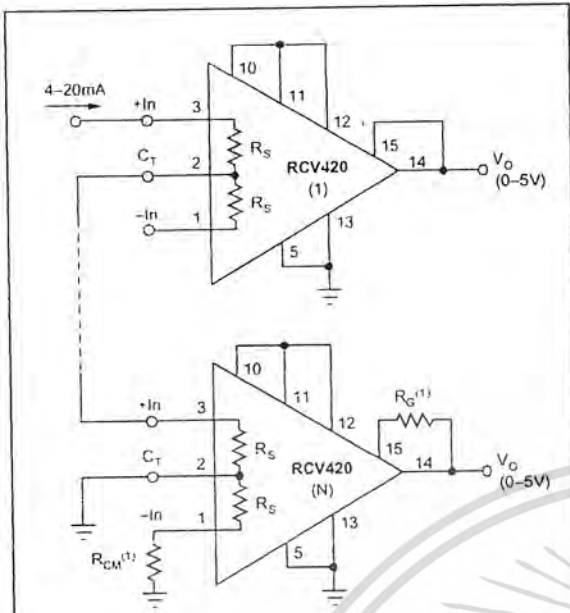


FIGURE 9. Isolated 4-20mA Instrument Loop (RTD shown).



นี่เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
**RCV420**  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



NOTE: (1)  $R_{CM}$  and  $R_G$  are used to provide a first order correction of CMR and Gain Error, respectively. Table I gives typical resistor values for  $R_{CM}$  and  $R_G$  when as many as three RCV420s are stacked. Table II gives typical CMR and Gain Error with no correction. Further improvement in CMR and Gain Error can be achieved using a 500k $\Omega$  potentiometer for  $R_{CM}$  and a 100 $\Omega$  potentiometer for  $R_G$ .

RCV420	$R_{CM}$ (k $\Omega$ )	$R_G$ ( $\Omega$ )
1	$\infty$	0
2	200	7
3	67	23

TABLE I. Typical Values for  $R_{CM}$  and  $R_G$ .

RCV420	CMR (dB)	GAIN ERROR %
1	94	0.025
2	68	0.075
3	62	0.200

TABLE II. Typical CMR and Gain Error Without Correction.

FIGURE 10. Series 4-20mA Receivers.

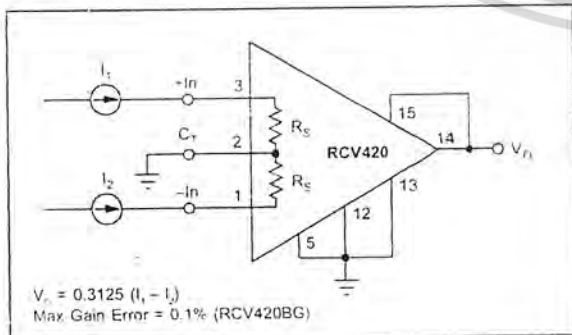


FIGURE 11. Differential Current-to-Voltage Converter.

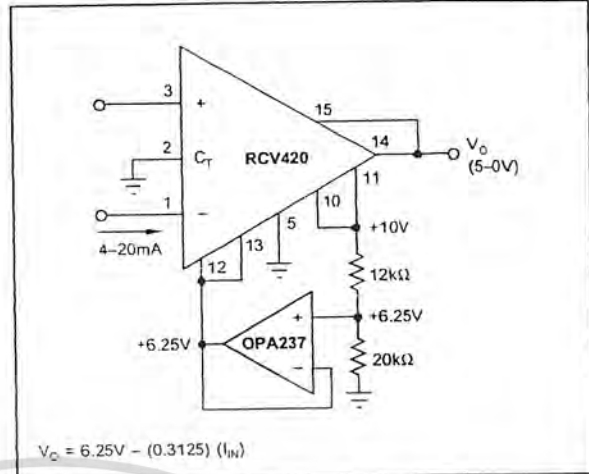


FIGURE 12. 4-20mA to 5-0V Conversion.

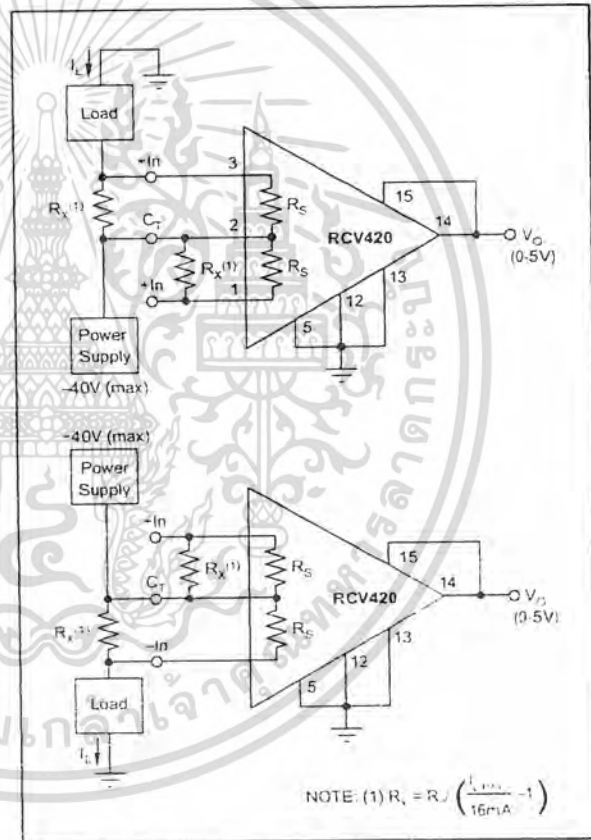
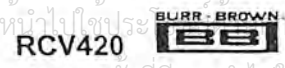


FIGURE 13. Power Supply Current Monitor Circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



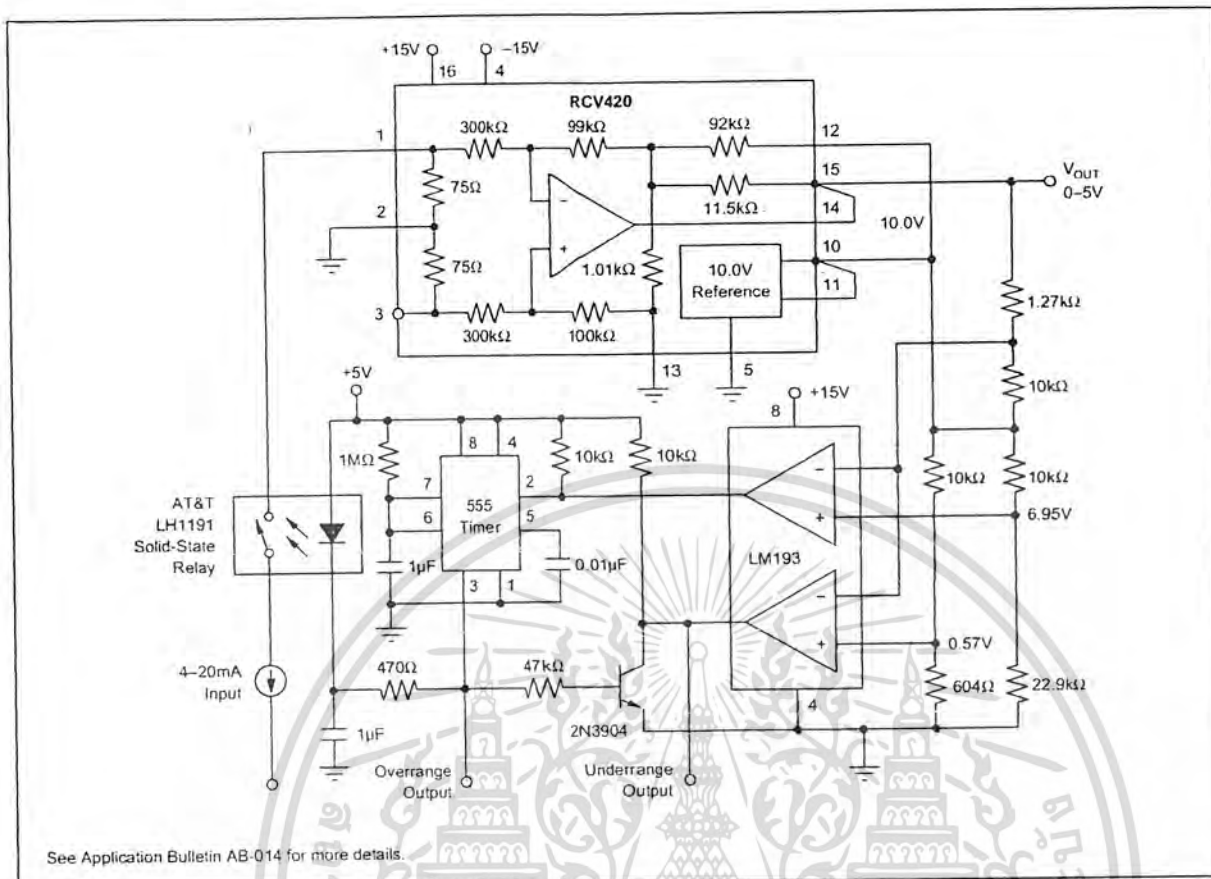


FIGURE 14. 4-20mA Current Loop Receiver with Input Overload Protection.

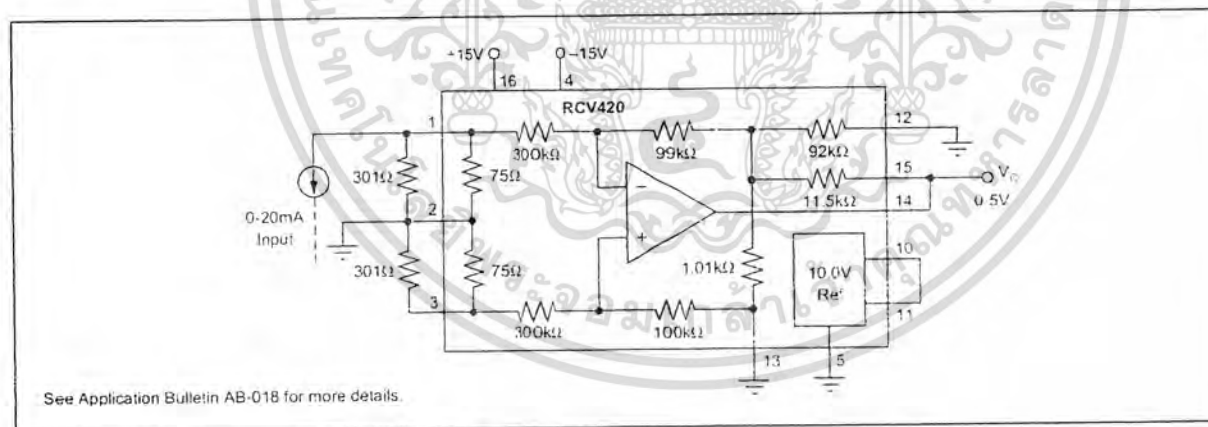


FIGURE 15. 0-20mA/0-5V Receiver Using RCV420.



RCV420

นี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

Customers are responsible for their applications using TI components.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

Copyright © 2000, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# LINEAR TECHNOLOGY

## LTC1661 Micropower Dual 10-Bit DAC in MSOP

### FEATURES

- Tiny: Two 10-Bit DACs in an 8-Lead MSOP—Half the Board Space of an SO-8
- Micropower: 60 $\mu$ A per DAC
- Sleep Mode: 1 $\mu$ A for Extended Battery Life
- Rail-to-Rail Voltage Outputs Drive 1000pF
- Wide 2.7V to 5.5V Supply Range
- Double Buffered for Independent or Simultaneous DAC Updates
- Reference Range Includes Supply for Ratiometric 0V-to- $V_{CC}$  Output
- Reference Input Has Constant Impedance over All Codes (260k $\Omega$  Typ)—Eliminates External Buffers
- 3-Wire Serial Interface with Schmitt Trigger Inputs
- Differential Nonlinearity:  $\leq \pm 0.75$ LSB Max

- Mobile Communications
- Digitally Controlled Amplifiers and Attenuators
- Portable Battery-Powered Instruments
- Automatic Calibration for Manufacturing
- Remote Industrial Devices

LTC, LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation.

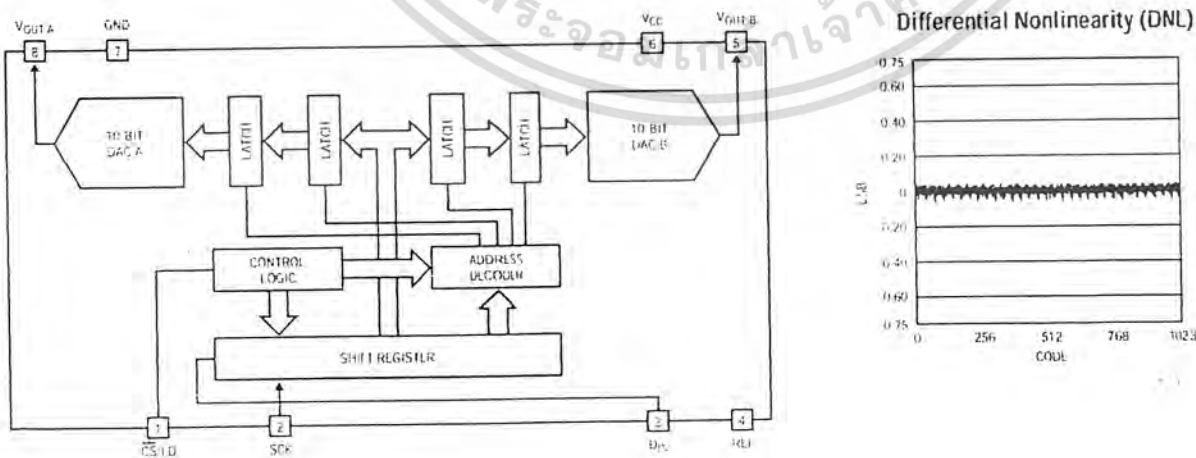
### DESCRIPTION

The LTC<sup>®</sup>1661 integrates two accurate, serially addressable, 10-bit digital-to-analog converters (DACs) in a single tiny MS8 package. Each buffered DAC draws just 60 $\mu$ A total supply current, yet is capable of supplying DC output currents in excess of 5mA and reliably driving capacitive loads up to 1000pF. Sleep mode further reduces total supply current to a negligible 1 $\mu$ A.

Linear Technology's proprietary, inherently monotonic voltage interpolation architecture provides excellent linearity while allowing for an exceptionally small external form factor. The double-buffered input logic provides simultaneous update capability and can be used to write to either DAC without interrupting Sleep mode.

Ultralow supply current, power-saving Sleep mode and extremely compact size make the LTC1661 ideal for battery-powered applications, while its straightforward usability, high performance and wide supply range make it an excellent choice as a general purpose converter.

For additional outputs and even greater board density, please refer to the LTC1660 micropower octal DAC for 10-bit applications. For 8-bit applications, please consult the LTC1665 micropower octal DAC.



ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

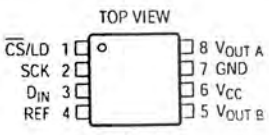
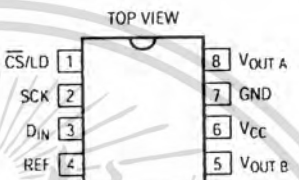
## LTC1661

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(Note 1)

$V_{CC}$ to GND .....	-0.3V to 7.5V	Operating Temperature Range	
Logic Inputs to GND .....	-0.3V to 7.5V	LTC1661C .....	0°C to 70°C
$V_{OUT A}$ , $V_{OUT B}$ , REF to GND .....	-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$	LTC1661I .....	-40°C to 85°C
Maximum Junction Temperature .....	125°C	Lead Temperature (Soldering, 10 sec) .....	300°C
Storage Temperature Range .....	-65°C to 150°C		

## PACKAGE/ORDER INFORMATION

 <p>TOP VIEW</p> <p>MS8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC MSOP</p> <p><math>T_{VJMAX} = 125^{\circ}C</math>, <math>\theta_{JA} = 150^{\circ}C/W</math></p>	ORDER PART NUMBER	 <p>TOP VIEW</p> <p>N8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC DIP</p> <p><math>T_{VJMAX} = 125^{\circ}C</math>, <math>\theta_{JA} = 100^{\circ}C/W</math></p>	ORDER PART NUMBER
	LTC1661CMS8 LTC1661HMS8		LTC1661CN8 LTC1661IN8
	MS8 PART MARKING		
	LTDV LTDW		

Consult factory for Military grade parts.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** The denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at  $T_A = 25^{\circ}C$ ,  $V_{CC} = 2.7V$  to  $5.5V$ ,  $V_{REF} \leq V_{CC}$ ,  $V_{OUT}$  Unloaded unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>Accuracy</b>						
	Resolution		10			Bits
	Monotonicity	$1V \leq V_{REF} \leq V_{CC} - 0.1V$ (Note 2)	10			Bits
DNL	Differential Nonlinearity	$1V \leq V_{REF} \leq V_{CC} - 0.1V$ (Note 2)		$\pm 0.1$	$\pm 0.75$	LSB
INL	Integral Nonlinearity	$1V \leq V_{REF} \leq V_{CC} - 0.1V$ (Note 2)		$\pm 0.4$	$\pm 2$	LSB
$V_{OS}$	Offset Error	Measured at Code 20		$\pm 5$	$\pm 30$	mV
	$V_{OS}$ Temperature Coefficient			$\pm 15$		$\mu V/^{\circ}C$
FSE	Full-Scale Error	$V_{CC} = 5V$ , $V_{REF} = 4.096V$		$\pm 1$	$\pm 12$	LSB
	Full-Scale Error Temperature Coefficient			$\pm 30$		$\mu V/^{\circ}C$
PSR	Power Supply Rejection	$V_{REF} = 2.5V$		0.18		LSB/V
<b>Reference Input</b>						
	Input Voltage Range		0		$V_{CC}$	V
	Resistance	Active Mode	140	260		k $\Omega$
	Capacitance			15		pF
$I_{REF}$	Reference Current	Sleep Mode		0.001	1	$\mu A$
<b>Power Supply</b>						
$V_{CC}$	Positive Supply Voltage	For Specified Performance	2.7		5.5	V
$I_{CC}$	Supply Current:	$V_{CC} = 5V$ (Note 3)		120	195	$\mu A$
		$V_{CC} = 3V$ (Note 3)		95	154	$\mu A$
		Sleep Mode (Note 3)		1	3	$\mu A$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LTC1661

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** The  $\Phi$  denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .  $V_{CC} = 2.7\text{V}$  to  $5.5\text{V}$ ,  $V_{REF} \leq V_{CC}$ ,  $V_{OUT}$  Unloaded unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>DC Performance</b>						
	Short-Circuit Current Low	$V_{OUT} = 0\text{V}$ , $V_{CC} = V_{REF} = 5\text{V}$ , Code = 1023	10	25	100	mA
	Short-Circuit Current High	$V_{OUT} = V_{CC} = V_{REF} = 5\text{V}$ , Code = 0	7	19	120	mA
<b>AC Performance</b>						
	Voltage Output Slew Rate	Rising (Notes 4, 5) Falling (Notes 4, 5)		0.60 0.25		V/ $\mu\text{s}$ V/ $\mu\text{s}$
	Voltage Output Settling Time	$T_0 \pm 0.5\text{LSB}$ (Notes 4, 5)		30		$\mu\text{s}$
	Capacitive Load Driving			1000		pF
<b>Digital I/O</b>						
$V_{IH}$	Digital Input High Voltage	$V_{CC} = 2.7\text{V}$ to $5.5\text{V}$ $V_{CC} = 2.7\text{V}$ to $3.6\text{V}$	2.4 2.0			V V
$V_{IL}$	Digital Input Low Voltage	$V_{CC} = 4.5\text{V}$ to $5.5\text{V}$ $V_{CC} = 2.7\text{V}$ to $5.5\text{V}$			0.8 0.6	V V
$I_{LK}$	Digital Input Leakage	$V_{IN} = \text{GND}$ to $V_{CC}$			$\pm 10$	$\mu\text{A}$
$C_{IN}$	Digital Input Capacitance	(Note 6)			10	pF

**TIMING CHARACTERISTICS** The  $\Phi$  denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{CC} = 4.5\text{V}$ to $5.5\text{V}$						
$t_1$	$D_{IN}$ Valid to SCK Setup		40	15		ns
$t_2$	$D_{IN}$ Valid to SCK Hold		0	-10		ns
$t_3$	SCK High Time	(Note 6)	30	14		ns
$t_4$	SCK Low Time	(Note 6)	30	14		ns
$t_5$	$\overline{CS}/LD$ Pulse Width	(Note 6)	80	27		ns
$t_6$	LSB SCK High to $\overline{CS}/LD$ High	(Note 6)	30	2		ns
$t_7$	$\overline{CS}/LD$ Low to SCK High	(Note 6)	20	-21		ns
$t_8$	SCK Low to $\overline{CS}/LD$ Low	(Note 6)	0	-5		ns
$t_9$	$\overline{CS}/LD$ High to SCK Positive Edge	(Note 6)	20	0		ns
	SCK Frequency	Square Wave (Note 6)			16.7	MHz
$V_{CC} = 2.7\text{V}$ to $5.5\text{V}$						
$t_1$	$D_{IN}$ Valid to SCK Setup	(Note 6)	60	20		ns
$t_2$	$D_{IN}$ Valid to SCK Hold	(Note 6)	0	-10		ns
$t_3$	SCK High Time	(Note 6)	50	15		ns
$t_4$	SCK Low Time	(Note 6)	50	15		ns
$t_5$	$\overline{CS}/LD$ Pulse Width	(Note 6)	100	30		ns
$t_6$	LSB SCK High to $\overline{CS}/LD$ High	(Note 6)	50	3		ns
$t_7$	$\overline{CS}/LD$ Low to SCK High	(Note 6)	30	-14		ns
$t_8$	SCK Low to $\overline{CS}/LD$ Low	(Note 6)	0	-5		ns
$t_9$	$\overline{CS}/LD$ High to SCK Positive Edge	(Note 6)	30	0		ns
	SCK Frequency	Square Wave (Note 6)			10	MHz

Note 1: Absolute maximum ratings are those values beyond which the life of a device may be impaired.

Note 2: Nonlinearity and monotonicity are defined from code 20 to code 1023 (full scale). See Applications Information.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# LTC1661

## TIMING CHARACTERISTICS

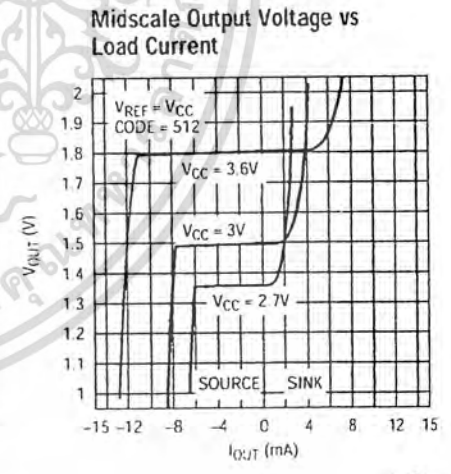
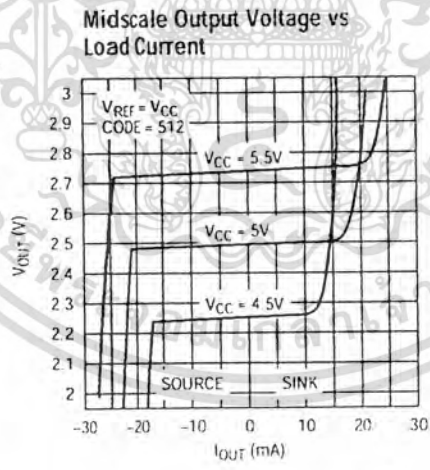
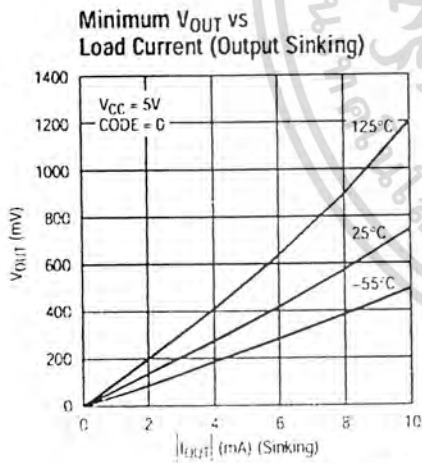
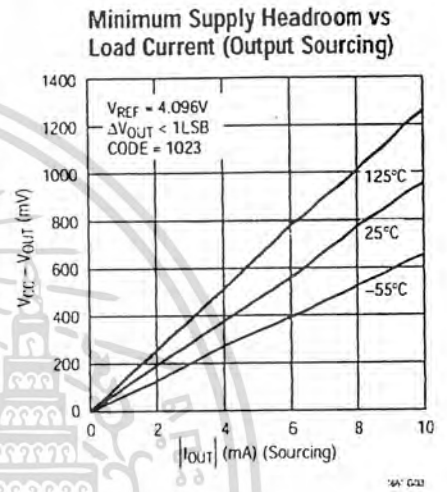
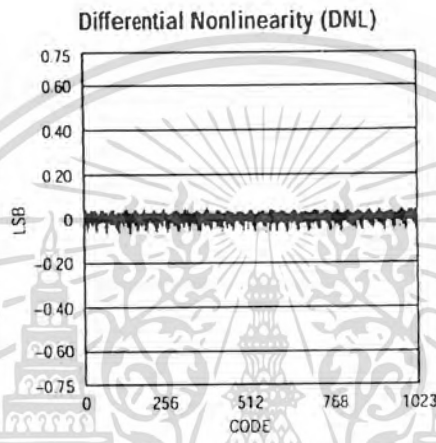
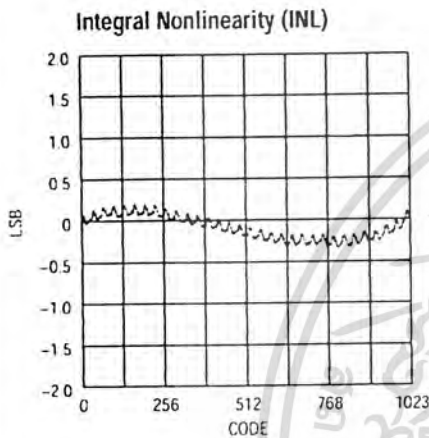
Note 3: Digital inputs at 0V or  $V_{CC}$ .

Note 4: Load is 10k $\Omega$  in parallel with 100pF.

Note 5:  $V_{CC} = V_{REF} = 5V$ . DAC switched between 0.1 $V_{FS}$  and 0.9 $V_{FS}$ , i.e., codes  $k = 102$  and  $k = 922$ .

Note 6: Guaranteed by design and not subject to test.

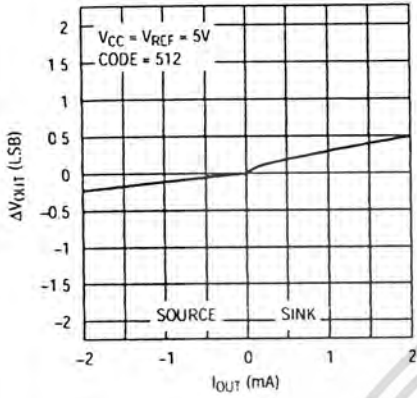
## TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



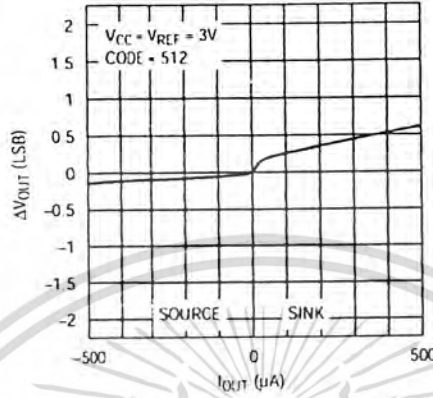
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

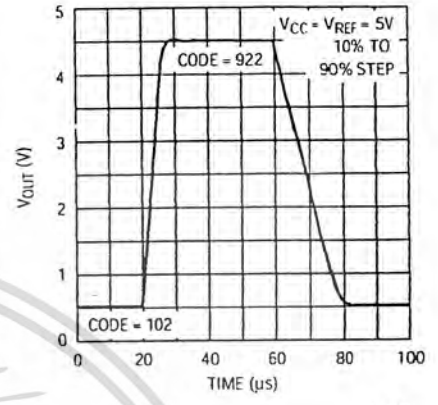
Load Regulation vs Output Current



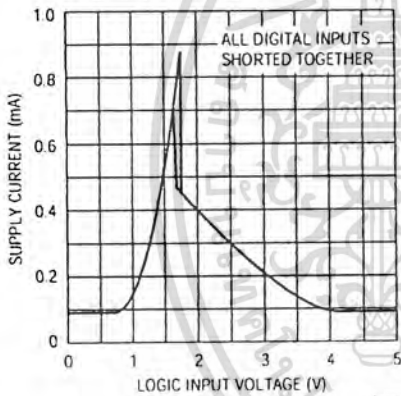
Load Regulation vs Output Current



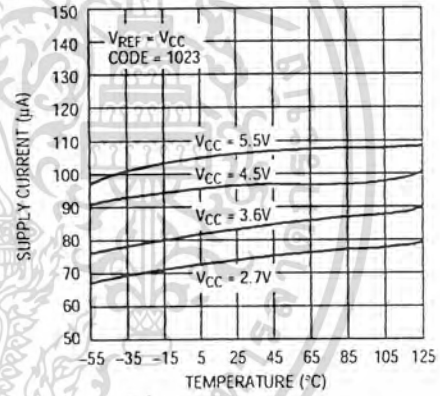
Large-Signal Step Response



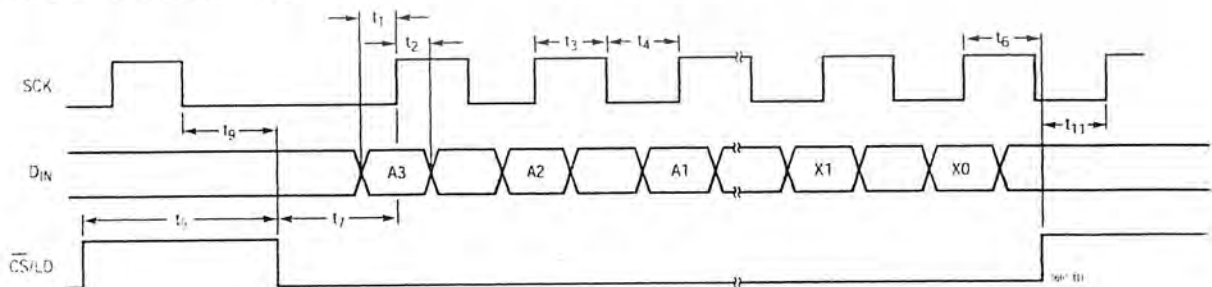
Supply Current vs Logic Input Voltage



Supply Current vs Temperature



# TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LTC1661

**PIN FUNCTIONS**

**CS/LD (Pin 1):** Serial Interface Chip Select/Load Input. When CS/LD is low, SCK is enabled for shifting data on  $D_{IN}$  into the register. When CS/LD is pulled high, SCK is disabled and the operation(s) specified in the Control code, A3-A0, is (are) performed. CMOS and TTL compatible.

**SCK (Pin 2):** Serial Interface Clock Input. CMOS and TTL compatible.

**$D_{IN}$  (Pin 3):** Serial Interface Data Input. Input word data on the  $D_{IN}$  pin is shifted into the 16-bit register on the rising edge of SCK. CMOS and TTL compatible.

**REF (Pin 4):** Reference Voltage Input.  $0V \leq V_{REF} \leq V_{CC}$ .

**$V_{OUT A}$ ,  $V_{OUT B}$  (Pins 8,5):** DAC Analog Voltage Outputs. The output range is

0



## OPERATION

### Transfer Function

The transfer function for the LTC1661 is:

$$V_{OUT(IDEAL)} = \left( \frac{k}{1024} \right) V_{REF}$$

where  $k$  is the decimal equivalent of the binary DAC input code D9-D0 and  $V_{REF}$  is the voltage at REF (Pin 6).

### Power-On Reset

The LTC1661 positively clears the outputs to zero scale when power is first applied, making system initialization consistent and repeatable.

### Power Supply Sequencing

The voltage at REF (Pin 4) must not ever exceed the voltage at  $V_{CC}$  (Pin 6) by more than 0.3V. Particular care should be taken in the power supply turn-on and turn-off sequences to assure that this limit is observed. See Absolute Maximum Ratings.

### Serial Interface

See Table 1. The 16-bit Input word consists of the 4-bit Control code, the 10-bit Input code and two don't-care bits.

Table 1. LTC1661 Input Word

Input Word															
A3	A2	A1	A0	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	X1	X0
Control Code				Input Code										Don't Care	

After the Input word is loaded into the register (see Figure 1), it is internally converted from serial to parallel format. The parallel 10-bit-wide Input code data path is then buffered by two latch registers.

The first of these, the Input Register, is used for loading new input codes. The second buffer, the DAC Register, is used for updating the DAC outputs. Each DAC has its own 10-bit Input Register and 10-bit DAC Register.

By selecting the appropriate 4-bit Control code (see Table 2) it is possible to perform single operations, such as loading one DAC or changing Power-Down status (Sleep/Wake). In addition, some Control codes perform two or more operations at the same time. For example, one such code loads DAC A, updates both outputs and Wakes the part up. The DACs can be loaded separately or together, but the outputs are always updated together.

### Register Loading Sequence

See Figure 1. With  $\overline{CS/LD}$  held low, data on the  $D_{IN}$  input is shifted into the 16-bit Shift Register on the positive edge of SCK. The 4-bit Control code, A3-A0, is loaded first, then the 10-bit Input code, D9-D0, ordered MSB-to-LSB in each case. Two don't-care bits, X1 and X0, are loaded last. When the full 16-bit Input word has been shifted in,  $\overline{CS/LD}$  is pulled high, causing the system to respond according to Table 2. The clock is disabled internally when  $\overline{CS/LD}$  is high. Note: SCK must be low when  $\overline{CS/LD}$  is pulled low.

### Sleep Mode

DAC control code  $1110_b$  is reserved for the special Sleep instruction (see Table 2). In this mode, the digital parts of the circuit stay active while the analog sections are disabled; static power consumption is greatly reduced. The reference input and analog outputs are set in a high impedance state and all DAC settings are retained in memory so that when Sleep mode is exited, the outputs of DACs not updated by the Wake command are restored to their last active state.

Sleep mode is initiated by performing a load sequence using control code  $1110_b$  (the DAC input code D9-D0 is ignored).

To save instruction cycles, the DACs may be prepared with new input codes during Sleep (control codes  $0001_b$  and  $0010_b$ ); then, a single command ( $1000_b$ ) can be used both to wake the part and to update the output values.

LTC1661

OPERATION

Table 2. DAC Control Functions

CONTROL				INPUT REGISTER STATUS	DAC REGISTER STATUS	POWER-DOWN STATUS (SLEEP/WAKE)	COMMENTS
A3	A2	A1	A0				
0	0	0	0	No Change	No Update	No Change	No Operation. Power-Down Status Unchanged (Part Stays In Wake or Sleep Mode)
0	0	0	1	Load DAC A	No Update	No Change	Load Input Register A with Data. DAC Outputs Unchanged. Power-Down Status Unchanged
0	0	1	0	Load DAC B	No Update	No Change	Load Input Register B with Data. DAC Outputs Unchanged. Power-Down Status Unchanged
0	0	1	1	Reserved			
0	1	0	0	Reserved			
0	1	0	1	Reserved			
0	1	1	0	Reserved			
0	1	1	1	Reserved			
1	0	0	0	No Change	Update Outputs	Wake	Load Both DAC Regs with Existing Contents of Input Regs. Outputs Update. Part Wakes Up
1	0	0	1	Load DAC A	Update Outputs	Wake	Load Input Reg A. Load DAC Regs with New Contents of Input Reg A and Existing Contents of Reg B. Outputs Update. Part Wakes Up
1	0	1	0	Load DAC B	Update Outputs	Wake	Load Input Reg B. Load DAC Regs with Existing Contents of Input Reg A and New Contents of Reg B. Outputs Update. Part Wakes Up
1	0	1	1	Reserved			
1	1	0	0	Reserved			
1	1	0	1	No Change	No Update	Wake	Part Wakes Up. Input and DAC Regs Unchanged. DAC Outputs Reflect Existing Contents of DAC Regs
1	1	1	0	No Change	No Update	Sleep	Part Goes to Sleep. Input and DAC Regs Unchanged. DAC Outputs Set to High Impedance State
1	1	1	1	Load DACs A, B with Same 10-Bit Code	Update Outputs	Wake	Load Both Input Regs. Load Both DAC Regs with New Contents of Input Regs. Outputs Update. Part Wakes Up

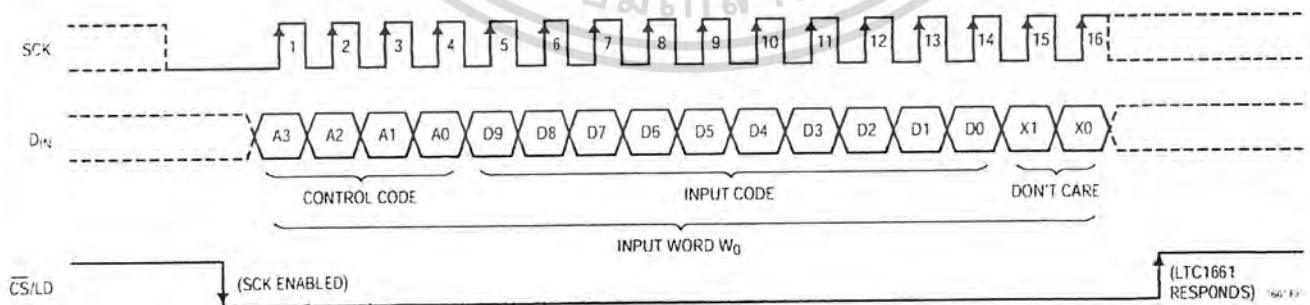


Figure 1. Register Loading Sequence

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## OPERATION

### Voltage Outputs

Each of the rail-to-rail output amplifiers contained in the LTC1661 can typically source or sink up to 5mA ( $V_{CC} = 5V$ ). The outputs swing to within a few millivolts of either supply when unloaded and have an equivalent output resistance of  $85\Omega$  (typical) when driving a load to the rails. The output amplifiers are stable driving capacitive loads up to 1000pF.

A small resistor placed in series with the output can be used to achieve stability for any load capacitance. A  $1\mu F$  load can be successfully driven by inserting a  $20\Omega$  resistor in series with the  $V_{OUT}$  pin. A  $2.2\mu F$  load needs only a  $10\Omega$  resistor, and a  $10\mu F$  electrolytic capacitor can be used without any resistor (the equivalent series resistance of the capacitor itself provides the required small resistance). In any of these cases, larger values of resistance, capacitance or both may be substituted for the values given.

### Rail-to-Rail Output Considerations

In any rail-to-rail DAC, the output swing is limited to voltages within the supply range.

If the DAC offset is negative, the output for the lowest codes limits at 0V as shown in Figure 2b.

Similarly, limiting can occur near full scale when the REF pin is tied to  $V_{CC}$ . If  $V_{REF} = V_{CC}$  and the DAC full-scale error (FSE) is positive, the output for the highest codes limits at  $V_{CC}$  as shown in Figure 2c. No full-scale limiting can occur if  $V_{REF}$  is less than  $V_{CC} - FSE$ .

Offset and linearity are defined and tested over the region of the DAC transfer function where no output limiting can occur.

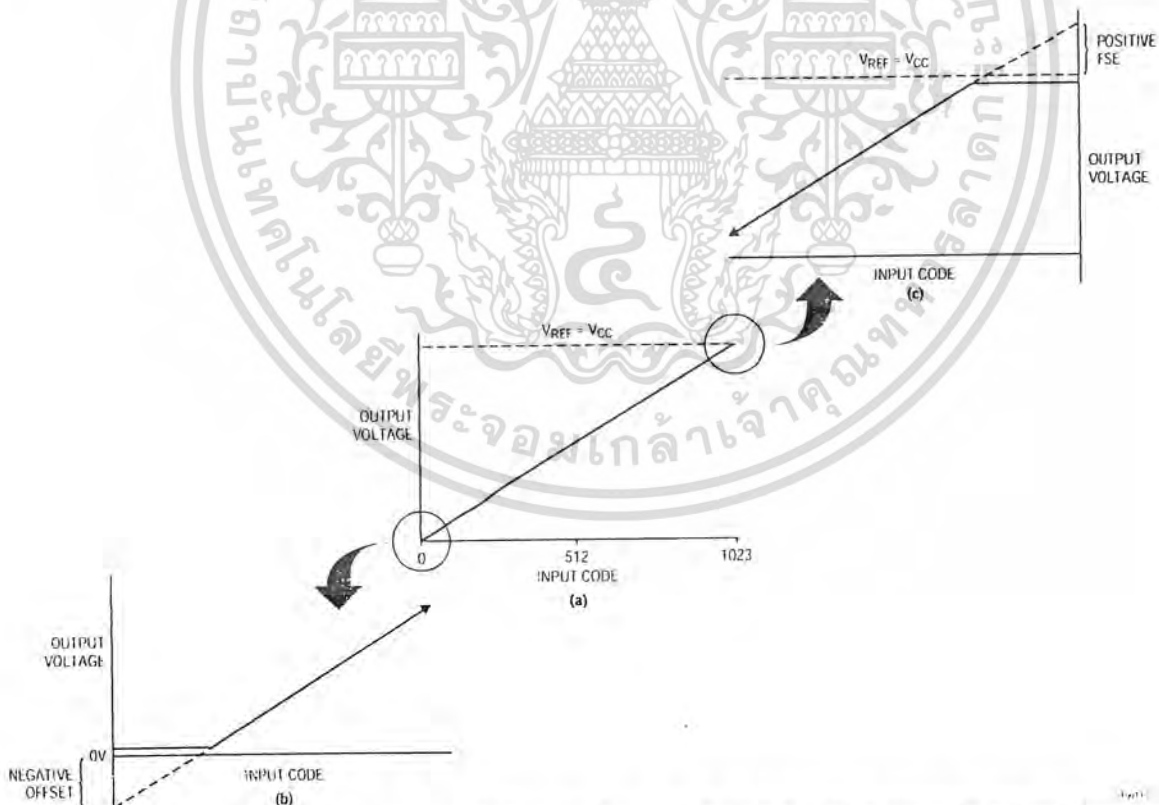


Figure 2. Effects of Rail-to-Rail Operation On a DAC Transfer Curve. (a) Overall Transfer Function (b) Effect of Negative Offset for Codes Near Zero Scale (c) Effect of Positive Full-Scale Error for Input Codes Near Full Scale When  $V_{REF} = V_{CC}$

LTC1661

TYPICAL APPLICATIONS

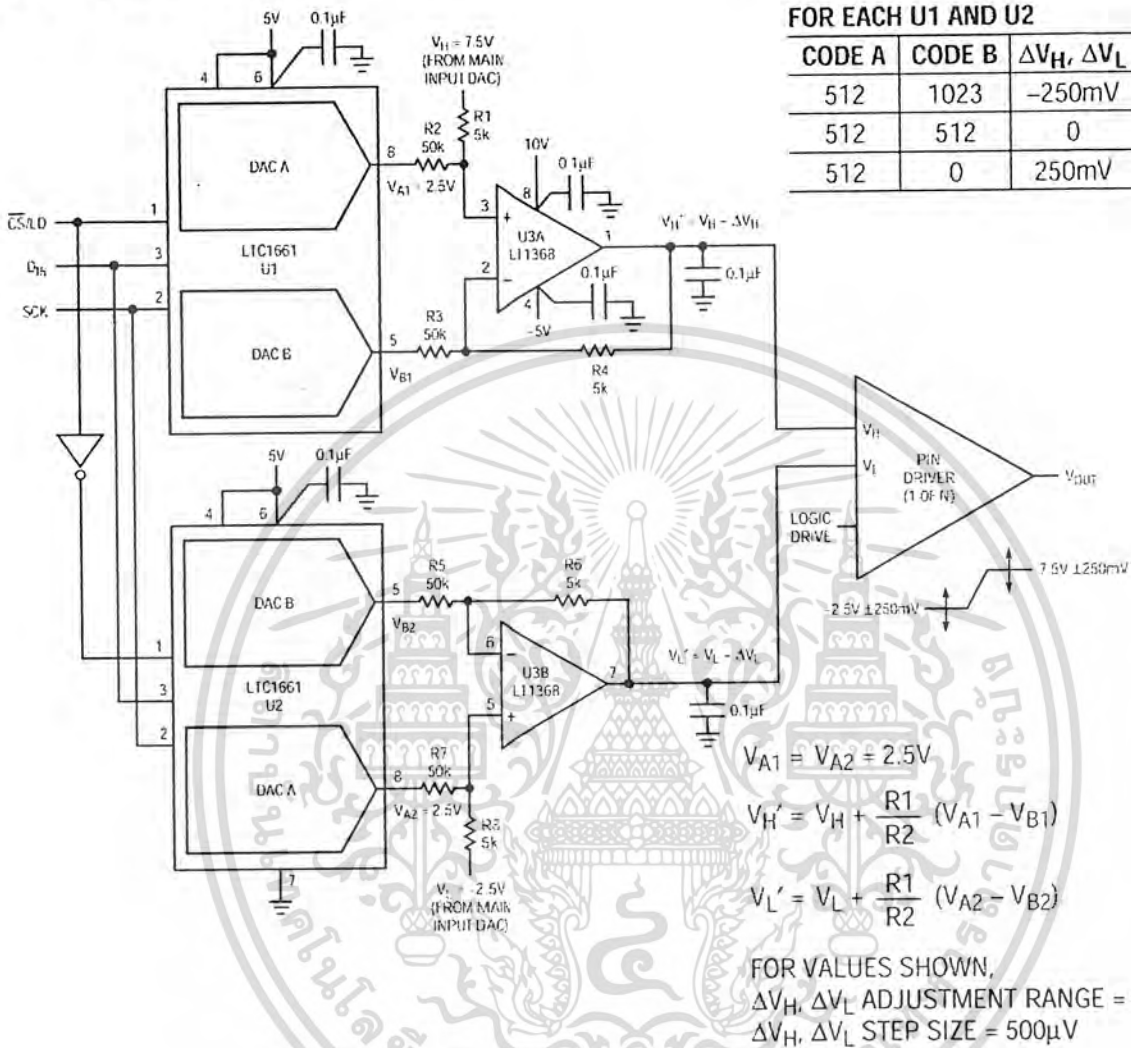


Figure 3. Pin Driver  $V_H$  and  $V_L$  Adjustment in ATE Applications

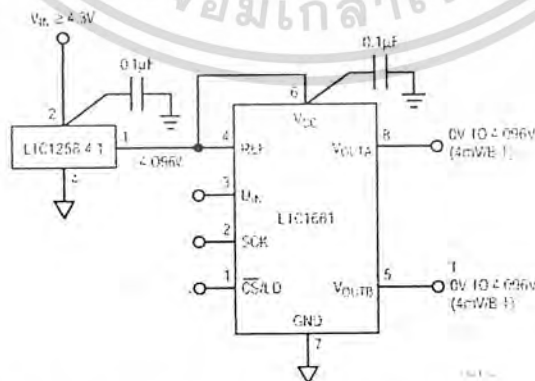


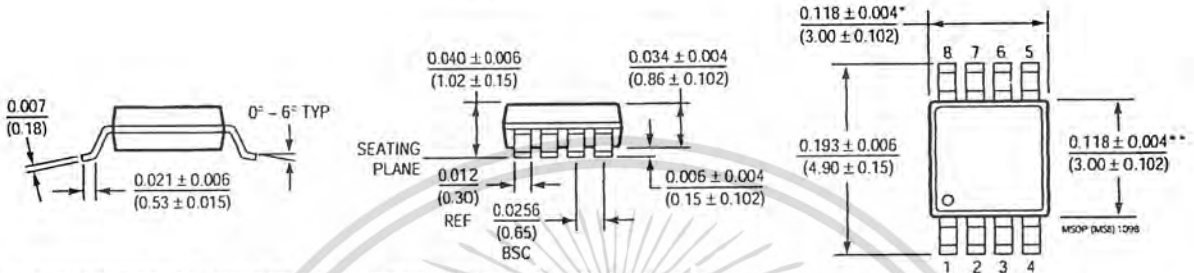
Figure 4. Using the LTC1258 and the LTC1661 in a Single Li-Ion Battery Application

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**PACKAGE DESCRIPTION**

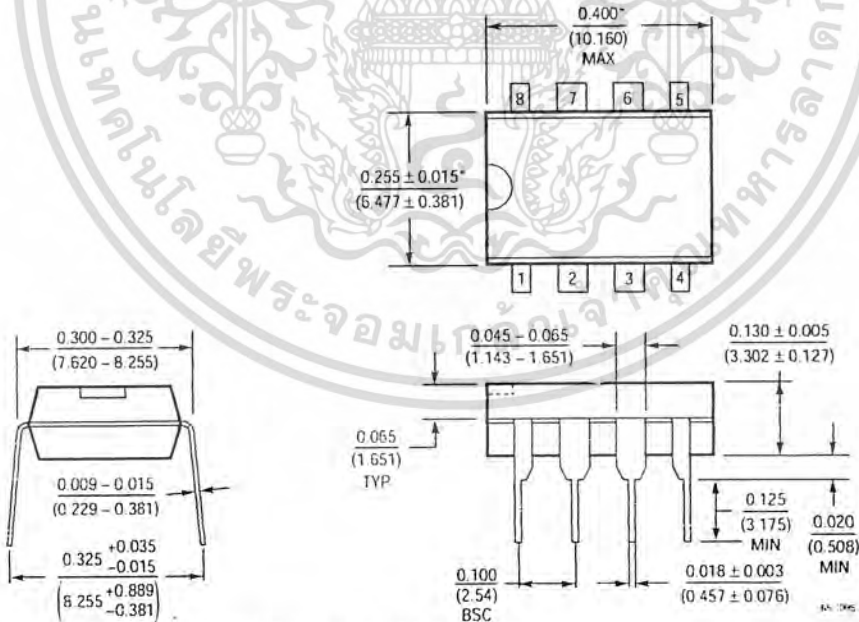
Dimensions in inches (millimeters) unless otherwise noted.

**MS8 Package**  
**8-Lead Plastic MSOP**  
 (LTC DWG # 05-08-1660)



- \* DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS. MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.006" (0.152mm) PER SIDE
- \*\* DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS. INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.006" (0.152mm) PER SIDE

**N8 Package**  
**8-Lead PDIP (Narrow 0.300)**  
 (LTC DWG # 05-08-1510)



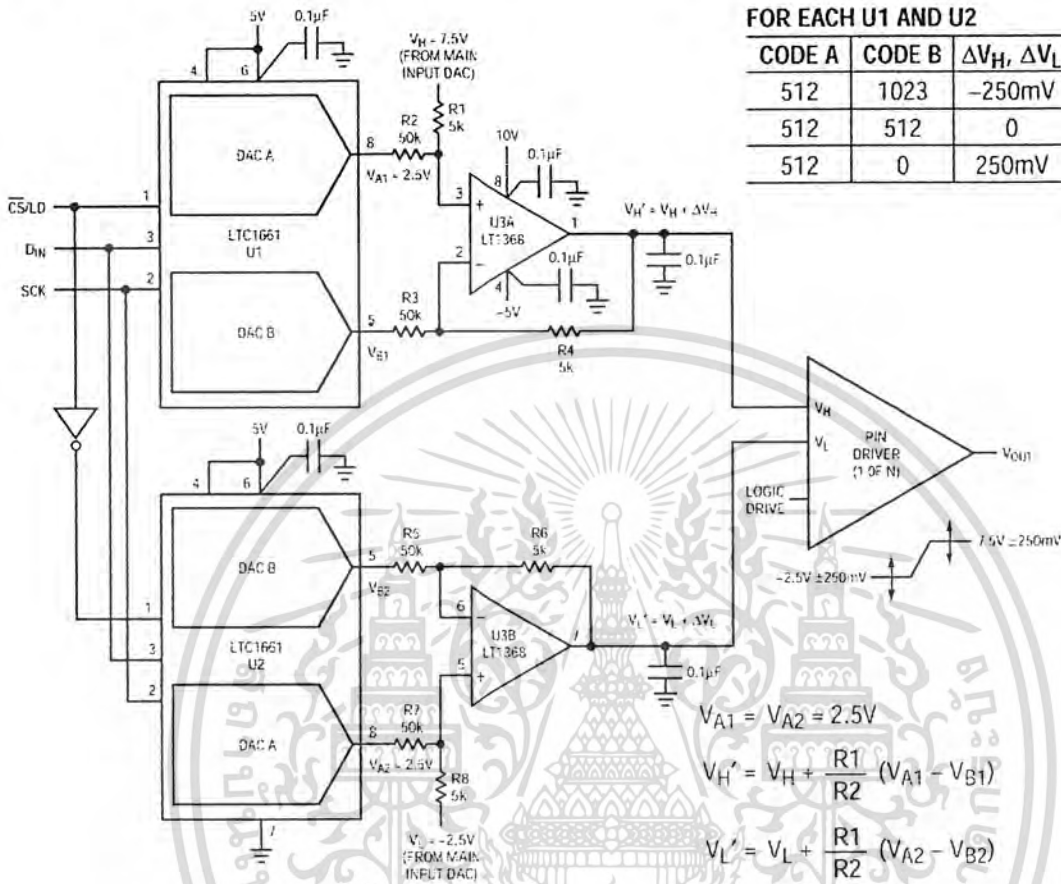
- \* THESE DIMENSIONS DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS
- MOLD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.010 INCH (0.254mm)

Information furnished by Linear Technology Corporation is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed for its use. Linear Technology Corporation makes no representation that the interconnection of its circuits as described herein will not infringe on existing patents or trademarks.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น

# LTC1661

## TYPICAL APPLICATION



FOR EACH U1 AND U2

CODE A	CODE B	$\Delta V_H, \Delta V_L$
512	1023	-250mV
512	512	0
512	0	250mV

$$V_{A1} = V_{A2} = 2.5V$$

$$V_H' = V_H + \frac{R1}{R2} (V_{A1} - V_{B1})$$

$$V_L' = V_L + \frac{R1}{R2} (V_{A2} - V_{B2})$$

FOR VALUES SHOWN,  
 $\Delta V_H, \Delta V_L$  ADJUSTMENT RANGE =  $\pm 250mV$   
 $\Delta V_H, \Delta V_L$  STEP SIZE =  $500\mu V$

Pin Driver  $V_H$  and  $V_L$  Adjustment in ATE Applications

## RELATED PARTS

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LTC1446/LTC1446L	Dual 12-Bit $V_{OUT}$ DACs in SO-8 Package with Internal Reference	LTC1446: $V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$ , $V_{OUT} = 0V$ to $4.095V$ LTC1446L: $V_{CC} = 2.7V$ to $5.5V$ , $V_{OUT} = 0V$ to $2.5V$
LTC1448	Dual 12-Bit $V_{OUT}$ DAC in SO-8 Package	$V_{CC} = 2.7V$ to $5.5V$ , External Reference Can Be Tied to $V_{CC}$
LTC1454/LTC1454L	Dual 12-Bit $V_{OUT}$ DACs in SO-16 Package with Added Functionality	LTC1454: $V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$ , $V_{OUT} = 0V$ to $4.095V$ LTC1454L: $V_{CC} = 2.7V$ to $5.5V$ , $V_{OUT} = 0V$ to $2.5V$
LTC1458/LTC1458L	Quad 12-Bit Rail-to-Rail Output DACs with Added Functionality	LTC1458: $V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$ , $V_{OUT} = 0V$ to $4.095V$ LTC1458L: $V_{CC} = 2.7V$ to $5.5V$ , $V_{OUT} = 0V$ to $2.5V$
LTC1659	Single Rail-to-Rail 12-Bit $V_{OUT}$ DAC in 8-Lead MSOP Package $V_{CC} = 2.7V$ to $5.5V$	Low Power Multiplying $V_{OUT}$ DAC. Output Swings from GND to REF. REF Input Can Be Tied to $V_{CC}$
LTC1663	Single 10-Bit $V_{OUT}$ DAC in SOT-23 Package	$V_{CC} = 2.7V$ to $5.5V$ , Internal Reference, $60\mu A$
LTC1665/LTC1660	Octal 8/10-Bit $V_{OUT}$ DAC in 16-Pin Narrow SSOP	$V_{CC} = 2.7V$ to $5.5V$ , Micropower, Rail-to-Rail Output