

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองปริญญาานิพนธ์

ปริญญาานิพนธ์ เครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิ

CONTROLLED-TEMPERATURE BY MICROCONTROLLER FOR STERILIZER

ชื่อนักศึกษา 1. นายชัยยศ ชูกิจสกุลณี รหัสประจำตัว 39031408
2. นายพิเชษฐ ลือชัย รหัสประจำตัว 39031422
3. นายสุพิน ศิลารัตน์ รหัสประจำตัว 39031437
4. นายประพัฒน์ บุญทอง รหัสประจำตัว 39031444

หลักสูตร ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต สาขาวิชา อิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาานิพนธ์

1. อาจารย์ไพบูลย์ พวงวงศ์ตระกูล
2. อาจารย์สุรพงษ์ สิริพงษ์ดี
3. อาจารย์วรวิทย์ สมหา



คณะกรรมการสอบปริญญาานิพนธ์	ลายมือชื่อ
1. อาจารย์ไพบูลย์ พวงวงศ์ตระกูล	
2. อาจารย์สุรพงษ์ สิริพงษ์ดี	
3. อาจารย์วรวิทย์ สมหา	
4. อาจารย์อำพล ทองระอา	
5. อาจารย์ปิยะ จิตธรรมมาภิรมย์	

วันเดือนปีที่สอบ วันที่ 11 ธันวาคม 2540 เวลา 18.30 น. ถึง 20.00 น.

สถานที่สอบ ห้อง ค.310 คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สจล.

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 30122
วัน, เดือน, ปี- ๑๑ ธ.ย. 2541

ภาควิชารับรองแล้ว

ศาสตราจารย์ ดร. ระพีพร เทพหัสดิน ณ อยุธยา
คณบดี ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เดือน..... พ.ศ. ๕๕.....

ปริญญานิพนธ์

เครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิ

CONTROLLED-TEMPERATURE BY MICROCONTROLLER FOR STERILIZER



นายชัยศ ชูกิจสกุลณี
นายพิเชษฐ ลือชัย
นายสุพิน ศีลรัตน์
นายประพัฒน์ บุญทอง

๑๒๐

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรครุศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์

ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2540

ปริญญานิพนธ์

เรื่อง เครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิ

CONTROLLED- TEMPERATURE BY MICROCONTROLLER FOR STERILIZE

ผู้จัดทำ

1. นายชัยยศ ชูกิจสกุลณี
2. นายพิเชษฐ ลือชัย
3. นายสุพิน ศิลารัตน์
4. นายประพัฒน์ บุญทอง

อาจารย์ที่ปรึกษา

ลงนาม.....
(อาจารย์ไพบุลย์ พวงวงศ์ตระกูล)

ลงนาม.....
(อาจารย์สุรพงษ์ สิริพงษ์ดี)

ลงนาม.....
(อาจารย์วรวิทย์ สมหา)

หัวหน้าภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม

ลงนาม.....
(ผศ.ดร. วีระพล เทพหัสดิน ณ อยุธยา)

ปริญญานิพนธ์

เรื่อง เครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิ

CONTROLLED- TEMPERATURE BY MICROCONTROLLER FOR STERILIZER

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาการทำงานของเครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิ
2. เพื่อศึกษาการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS 51 และการประยุกต์ใช้งาน
3. เพื่อออกแบบเครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิ โดยแสดงด้วย LCD Display
4. เพื่อสร้างเครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิ
5. เพื่อนำเครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิมานำมาประยุกต์ใช้งาน

ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้มีความรู้เกี่ยวกับการทำงานของเครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิ
2. ได้มีความรู้เกี่ยวกับหลักการการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS 51 และการประยุกต์ใช้งาน
3. ได้ออกแบบเครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์โดยไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิโดยแสดงผลด้วย LCD Display
4. ได้สร้างฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์โดยไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิ
5. ได้นำเครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์โดยไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิมานำมาประยุกต์ใช้งานได้

เครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิ

นายชัยศ	ชุกิจสกุลณี
นายพิเชษฐ์	ลือชัย
นายสุพิน	ศิลารัตน์
นายประพัฒน์	บุญทอง

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ไพบุลย์ พวงวงศ์ตระกูล

อาจารย์สุรพงษ์ สิริพงษ์ดี

อาจารย์วรวิทย์ สมหา

ปีการศึกษาที่ 2540

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอการสร้างเครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิซึ่งเป็นการประยุกต์ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิโครงการนี้ประกอบด้วยตัวกำเนิดความร้อน และมีอาร์ทีดีเป็นตัวตรวจจับอุณหภูมิจากเครื่องฆ่าเชื้อโรคเพื่อนำสัญญาณที่ตรวจวัดได้ เข้าภาคขยายสัญญาณจากเครื่องมือวัดและทำการแปลงจากสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอลส่งเข้าไปที่ส่วนควบคุมโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS 51 เป็นตัวประมวลผลสัญญาณแล้วส่งสัญญาณที่ได้จากการประมวลผลมาทำการแปลงสัญญาณจากดิจิตอลเป็นแอนะล็อกเพื่อป้อนเข้าวงจรควบคุมการทำความร้อน ซึ่งจะเป็นการควบคุมสองตำแหน่งแบบเปิด-ปิด โดยอุณหภูมิที่แสดงมีค่าความคลาดเคลื่อนเพียง 1 เปอร์เซ็นต์ เท่านั้น

**CONTROLLED-TEMPERATURE BY MICROCONTROLLER FOR
STERILIZER**

MR.CHAIYUT CHUKITSAKULNEE

MR.PICHET LUECHAI

MR.SUPIN SILARAT

MR.PRAPAT BUNTONG

ADVISORS

MR.PAIBOON PONGWONGTRAGULL

MR.SURAPONG SIRIPONGDEE

MR.WORAVIT SOMHA

1997

ABSTRACT

This thesis presents a sterilizer using a microcontroller in temperature control. It consists of a heater and a Resistance Temperature Detector (RTD) used in detecting temperature. The Resistance Temperature Detector sensor is applied to microcontroller MCS-51. The microcontroller processes , converts digital signals to analog signals and transmits the signals to temperature control circuit which has on-off controls. The temperature shown is merely one percent in error.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์นี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ เนื่องจากได้รับความอนุเคราะห์ช่วยเหลือและสนับสนุนในด้านอุปกรณ์และการเงินจากภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม และเพื่อนๆ รวมถึงอาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาานิพนธ์ ซึ่งเป็นผู้ให้คำแนะนำปรึกษาในด้านต่างๆ รวมถึงข้อมูลและอุปกรณ์ ที่เป็นประโยชน์สำหรับการทดลอง

สุดท้ายขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่ได้ให้การสนับสนุนทุกสิ่งทุกอย่าง รวมทั้งกำลังใจตลอดมาจนถึงปัจจุบัน อนึ่งประโยชน์และคุณงามความดีที่เกิดจากปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ขอบแต่ คุณพ่อ คุณแม่ ครูบาอาจารย์ที่ประสิทธิ์ประสาทวิชามาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน จนทำให้ปริญญาานิพนธ์นี้สำเร็จไปได้ด้วยดี



IV

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญภาพ	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์	1
1.2 ชี้วัดความสามารถของโครงการ	2
1.3 เนื้อหาโดยสังเขป	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	4
2.1 กล่าวนำ	4
2.2 การวัดอุณหภูมิ	4
2.2.1 แบบสัมผัสกับวัตถุที่จะวัด	4
2.2.2 แบบไม่สัมผัสกับวัตถุที่จะวัด	4
2.2.3 เครื่องวัดอุณหภูมิ	9
2.3 ระบบควบคุมและการควบคุมอุณหภูมิ	10
2.3.1 การควบคุมอัตโนมัติ	10
2.3.2 ระบบควบคุมแบบ Closed-loop	11
2.3.3 ระบบควบคุมแบบ Open-loop	11
2.3.4 การควบคุมแบบ On-Off หรือสองตำแหน่ง	12
2.3.5 การควบคุมแบบ Propotional	13
2.3.6 การควบคุมแบบ Integral	15
2.3.7 การควบคุมแบบ Propotional + Integral (PI)	16

สารบัญ(ต่อ)

เรื่อง	หน้า
2.3.8 การควบคุมแบบ Propotional + Derivative (PD)	16
2.3.9 การควบคุมแบบ Propotional + Integral + Derivative (PID)	18
2.3.10 วิธีการเลือกใช้กริยาควบคุม	18
2.3.11 วิธีเลือก Controller	19
2.3.12 วิธีการหาค่าตัวควบคุม	20
2.4 อุปกรณ์ตรวจจับ (RTD)	23
2.4.1 การหาคูสมบัตินของอาร์ทีดี	24
2.4.2 วงจรวิศโตนบริดจ์	26
2.4.3 วงจรขยายที่ใช้สัญญาณ OP-AMP	28
2.5 วงจรตรวจวัดอุณหภูมิ	32
2.5.1 การลดความผิดพลาดในวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ	33
2.5.2 วงจรขยายสัญญาณออปแอมป์	34
2.6 เทอร์โมคัปเปิล	34
2.6.1 เทอร์โมคัปเปิลและส่วนประกอบ	36
2.6.2 ครอบโลหะป้องกันตัวเทอร์โมคัปเปิล	38
2.6.3 ฉนวนของ เทอร์โมคัปเปิล	39
2.6.4 การติดตั้ง เทอร์โมคัปเปิลเพื่อวัดอุณหภูมิวัสดุ	41
บทที่ 3 การออกแบบ การสร้างและการทำงาน	42
3.1 โครงสร้างของโครงการ	42
3.1.1 การทำงานของวงจรภาคขยายจากเครื่องมือวัด	43
3.2 การทำงานของวงจรตัวควบคุมตัวกำเนิดความร้อน	44
3.3 การทำงานของวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นแอนาลอก	45
3.4 การทำงานของวงจรแอนาลอกเป็นดิจิตอล	46

สารบัญ(ต่อ)

เรื่อง	หน้า
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	47
4.1 ผลการทดลองวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนาลอก	47
4.2 ผลการทดลองวงจรแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิทัล	48
4.3 ผลการทดลองวงจรการต่อวงจรขยายจากเครื่องมือวัดร่วมกับวงจร แปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิทัล	49
4.4 การทดลองหาความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับเวลา	50
4.5 สรุปผลการทดลองและวิจารณ์	51
บทที่ 5 บทสรุปปัญหา แนวทางแก้ไขและพัฒนา	53
5.1 บทสรุป	53
5.2 ปัญหาและแนวทางการแก้ปัญหา	53
5.3 แนวทางการพัฒนา	54
ภาคผนวก ก รูปแบบของเครื่องมือหรือโรคทางการแพทย์โดยใช้ไมโคร คอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิ	55
ภาคผนวก ข ผังการทำงานและโปรแกรมการทำงาน	60
ภาคผนวก ค รายละเอียดข้อมูลและคุณสมบัติของอุปกรณ์	78
บรรณานุกรม	116
ประวัติผู้จัดทำ	117

สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบลักษณะเด่นของแบบสัมผัส	5
ตารางที่ 2.2 สรุปถึงการกำหนดค่าต่าง ๆ ของตัวควบคุมแต่ละแบบ	22
ตารางที่ 2.3 จุดสมมุติที่ใช้ในการทดสอบ	25



สารบัญภาพ

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 2.1 ระบบควบคุมแบบ Closed-loop	10
รูปที่ 2.2 ระบบควบคุมแบบ Open loop	11
รูปที่ 2.3 ผังการทำงาน ของตัวควบคุมแบบสองตำแหน่งหรือแบบ ON-OFF	13
รูปที่ 2.4 ผังการทำงาน ของตัวควบคุมแบบ Proportional	14
รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างการวัดกับช่วงชักของวาล์ว	14
รูปที่ 2.6 ผังการทำงาน ของตัวควบคุมแบบ Integral	15
รูปที่ 2.7 (ก) ผังการทำงาน ของตัวควบคุมแบบ PI	16
รูปที่ 2.7 (ข) อินพุทของตัวควบคุมซึ่งเป็นแบบ Unit step	16
รูปที่ 2.7 (ค) เอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ PI เมื่ออินพุทเป็น Unit Step	16
รูปที่ 2.8 (ก) ผังการทำงาน ของตัวควบคุมแบบ PD	17
รูปที่ 2.8 (ข) อินพุทของตัวควบคุมซึ่งเป็นแบบ Unit ramp	17
รูปที่ 2.8 (ค) เอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ PD	17
รูปที่ 2.9 (ก) ผังการทำงาน ของตัวควบคุมแบบ PID	18
รูปที่ 2.9 (ข) อินพุทของตัวควบคุมซึ่งเป็นแบบ Unit ramp	18
รูปที่ 2.9 (ค) เอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ PID	18
รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองของระบบ Closed-loop เพื่อใช้ในการหาค่าของ K_u และ P_u	21
รูปที่ 2.11 ผลตอบสนองของระบบที่มีอัตราการเสื่อม $\frac{1}{4}$	22
รูปที่ 2.12 โครงสร้าง RTD	24
รูปที่ 2.13 วงจรวิธส โคนบรีดจ์	26
รูปที่ 2.14 วงจรวิธส โคนบรีดจ์แบบ 2 สาย	27
รูปที่ 2.15 EFFECT OF LEAD RESISTANCE	27
รูปที่ 2.16 วงจรวิธส โคนบรีดจ์แบบ 3 สาย	27
รูปที่ 2.17 วงจรวิธส โคนบรีดจ์แบบ 4 สาย	28
รูปที่ 2.18 (ก) วงจรขยายแบบอินเวอร์ตติ้ง	29

สารบัญภาพ(ต่อ)

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 2.18 (ข) แสดงวงจรขยายแบบอนอินเวอร์ตติ้ง	29
รูปที่ 2.18 (ค) แสดงวงจร ออปแอมป์ที่ใช้ในการบวกรูปคลื่นอนาลอก	29
รูปที่ 2.18 (ง) แสดงวงจรอินสตรูเมนเตชัน-แอมป์ลิไฟเออร์	30
รูปที่ 2.19 แสดงการออกแบบวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ	32
รูปที่ 2.20 วงจรการทดลองของซีเช็ค	35
รูปที่ 2.21 วงจรการทดลองของเพลเทียร์	35
รูปที่ 2.22 การเชื่อมจุดต่อจุดและจนวนที่ใช้เทอร์โมคัปเปิลโดยทั่วไป	37
รูปที่ 2.23 ใช้เทอร์โมคัปเปิลแบบต่างๆ	39
รูปที่ 3.1 ผังการทำงานของวงจรเครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์	42
รูปที่ 3.2 วงจรภาคขยายจากเครื่องมือวัด	43
รูปที่ 3.3 วงจรของภาคตัวควบคุมตัวกำเนิดความร้อน	44
รูปที่ 3.4 วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นแอนาลอก	45
รูปที่ 4.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิเทียบกับเอาต์พุตของวงจร แปลงสัญญาณจากแอนาลอกเป็นดิจิตอล	49
รูปที่ 4.2 ผลการทดลองวงจรควบคุมตัวกำเนิดความร้อน	50

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์

ปัจจุบันการป้องกันและกำจัดเชื้อของอุปกรณ์ทางการแพทย์จะใช้สารเคมีและความร้อนในการฆ่าเชื้อโรคต่าง ๆ ซึ่งการใช้สารเคมีในการทำความสะอาดอุปกรณ์ทางการแพทย์จะก่อให้เกิดผลเสียต่อสภาวะแวดล้อมเพราะจะเกิดของเสียจากการใช้สารเคมีนอกจากนี้สารเคมีที่ใช้ทำความสะอาดเกิดการตกค้างหลังการทำความสะอาดเมื่อนำไปใช้กับผู้ป่วยทำให้ผู้ป่วยเกิดอาการแพ้ได้การใช้สารเคมีทำความสะอาดบ่อย ๆ ทำให้เชื้อโรคบางชนิดพัฒนาสร้างภูมิต้านทานต่อสารเคมีชนิดนั้น ๆ ทำให้ต้องใช้สารเคมีที่มีฤทธิ์มากขึ้นทำให้สิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายมากขึ้น ทำให้มีผลกระทบต่อเศรษฐกิจเพราะสารเคมีที่ใช้นี้ต้องนำเข้าจากต่างประเทศ ส่วนในชนบทที่ห่างไกล โรงพยาบาลหรือสถานอนามัยหาสารเคมีที่ใช้ในการทำความสะอาดอุปกรณ์ทางการแพทย์ได้ยาก ส่วนอุปกรณ์ที่ใช้ความร้อนในการฆ่าเชื้อโรคที่มีอยู่จะใช้ความร้อนที่เกิดจากการนั่งซึ่งเป็นอุปกรณ์จากต่างประเทศที่มีราคาสูงเนื่องจากสามารถปรับอุณหภูมิและความดันในการใช้ฆ่าเชื้อโรคชนิดต่างๆ อีกทั้งการบำรุงรักษายังต้องใช้ผู้เชี่ยวชาญและอุปกรณ์จากต่างประเทศ

จากผลกระทบของการทำความสะอาดอุปกรณ์ทางการแพทย์ก่อให้เกิดปัญหาทั้งทางด้าน อนามัย สภาวะแวดล้อมและเศรษฐกิจที่มาจากกรณีที่พึ่งพาอุปกรณ์ที่มาจากต่างประเทศจึงทำให้เกิดแนวคิดในการประยุกต์ใช้ความร้อนที่เกิดจากวิธีอื่นมาใช้ในการฆ่าเชื้อโรคและสามารถกำหนดอุณหภูมิและเวลาในการฆ่าเชื้อเพื่อจะให้เหมาะสมกับการใช้งาน จากปัญหาดังกล่าวจึงทำให้เกิดแนวความคิดที่จะสร้างเครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์ขึ้น ในการนำเอาทฤษฎีการควบคุมป้อนกลับมาใช้งาน จึงเป็นที่มาของปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ โดยจะประยุกต์ใช้อุปกรณ์ควบคุมที่เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์มาใช้งานร่วมกับวัสดุอื่น ๆ ที่สามารถทำได้ภายในประเทศโดยมีการใช้ทฤษฎีการควบคุมป้อนกลับเป็นแนวทางในการออกแบบระบบเพื่อฆ่าเชื้อโรคชนิดต่าง ๆ ตามระดับของอุณหภูมิและเวลาที่จะใช้ในการฆ่าเชื้อโรคต่าง ๆ ซึ่งวิธีนี้ไม่ก่อให้เกิดผลกระทบต่อสิ่งแวดล้อมเพราะจะไม่เกิดของเสียที่เหลือจากใช้งาน อีกทั้งยังใช้วัสดุที่

มีอยู่ในประเทศเป็นส่วนใหญ่และหาได้ง่ายในแถบโรงพยาบาลตามชนบทและมีราคาถูก และยังได้นำความรู้ที่ได้ศึกษามาแล้วประยุกต์ใช้งานให้เหมาะสมกับการพัฒนาประเทศต่อไป

1.2 ขีดความสามารถของโครงการ

โครงการนี้มีขีดความสามารถดังต่อไปนี้

1. สามารถให้ความร้อนในการฆ่าเชื้อโรคได้ถึง 250 องศาเซลเซียส
2. สามารถควบคุมอุณหภูมิในการฆ่าเชื้อโรคได้สม่ำเสมอ
3. สามารถตั้งอุณหภูมิและเวลาที่ฆ่าเชื้อโรคได้ตามต้องการ
4. สามารถแสดงค่าอุณหภูมิในขณะที่ใช้งานด้วยจอแสดงผลแบบ Dot Matrix
5. สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานทางด้านอื่นได้ตามความเหมาะสม

1.3 เนื้อหาโดยสังเขป

เนื้อหาภายในปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็นบทต่าง ๆ เพื่อความสะดวกต่อการศึกษาและทำความเข้าใจในแต่ละบทจะประกอบด้วยเนื้อหาที่สำคัญดังนี้

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการประกอบการวัดอุณหภูมิและเครื่องมือวัด ระบบควบคุมและการควบคุมอุณหภูมิ อุปกรณ์ตรวจจับ RTD (Resistance Temperature Detector) และเทอร์โมคัปเปิล ซึ่งทำให้ผู้อ่านมีความรู้ความเข้าใจที่เป็นพื้นฐานเสียก่อนอันจะเป็นประโยชน์ต่อการทำความเข้าใจกับวงจรที่ใช้งานจริงต่อไป

บทที่ 3 การออกแบบการสร้างและการทำงาน โดยกล่าวถึงการสร้างและการออกแบบฮาร์ดแวร์ และซอฟต์แวร์ รวมทั้งหลักการทำงานในส่วนต่าง ๆ ซึ่งจะทำให้ผู้อ่านมีความเข้าใจการทำงานโดยรวมของโครงการนี้

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลองกล่าวถึงขั้นตอนการทดลองวงจรต่างๆ ของเครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการทางการแพทย์โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิ และการทดสอบประสิทธิภาพในการทำงานของฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ของเครื่องนี้ เพื่อตรวจสอบว่าโครงการนี้สามารถทำงานได้ตรงตามวัตถุประสงค์หรือไม่

บทที่ 5 บทสรุปปัญหาแนวทางแก้ไขและพัฒนาเป็นคำสรุปผลการทำงานและได้เสนอแนะแนวทางในการแก้ไขและแนวทางในการพัฒนาให้มีประสิทธิภาพและการใช้งานได้อย่างกว้างขวางมากขึ้น

ในภาคผนวกแสดงรายละเอียดของโปรแกรม และรายการอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ใช้จัดทำโครงการ
งานดังนี้

ภาคผนวก ก รูปต้นแบบของเครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์โดยใช้ ไมโครคอน
โทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิ

ภาคผนวก ข ผังการทำงาน และโปรแกรมการทำงาน

ภาคผนวก ค รายละเอียดข้อมูลและคุณสมบัติของอุปกรณ์



บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 กล่าวนำ

เนื้อหาของปริญญานิพนธ์ในบทนี้เป็นทฤษฎีและหลักการที่นำมาใช้ประกอบการสร้างโรงงานโดยประกอบด้วย การวัดอุณหภูมิ,ระบบควบคุมและการควบคุมอุณหภูมิและความรู้เกี่ยวกับอุปกรณ์ตรวจจับอุณหภูมิ ซึ่งจะได้กล่าวถึงดังต่อไปนี้

2.2 การวัดอุณหภูมิ

ถ้าจัดวิธีวัดอุณหภูมิตามเทคนิคการวัดแล้ว อาจแบ่งแบบวิธีสัมผัส คือ เอาเครื่องวัดอุณหภูมิสัมผัสกับวัตถุที่จะวัดและแบบไม่สัมผัส คือ วางเครื่องมือวัดอุณหภูมิไว้ห่างจากวัตถุแล้ววัดจากรังสีความร้อนที่แผ่ออกมาจากวัตถุที่จะวัด

2.2.1 แบบสัมผัสกับวัตถุที่จะวัด

เนื่องจากความร้อนมีคุณสมบัติถ่ายเทความร้อนจากอุณหภูมิสูงไปสู่อุณหภูมิต่ำ ดังนั้นถ้านำวัตถุสองชนิดมาสัมผัสกันแล้ว จะมีแนวโน้มที่วัตถุทั้งสองจะปรับจนมีอุณหภูมิเท่ากัน การนำหลักความจริงนี้มาใช้เรียกว่า วิธีวัดแบบสัมผัส นั่นคือ การให้ภาคตรวจวัดของเครื่องวัดอุณหภูมิสัมผัสกับวัตถุที่จะวัดอย่างดี แล้วปล่อยให้เข้าสู่สภาพสมดุลย์ทางความร้อน จากนั้นก็วัดอุณหภูมิของภาคตรวจวัด ก็จะได้อุณหภูมิของวัตถุที่จะวัด โดยทั่วไปแล้ววิธีนี้จะแม่นยำดี แต่เนื่องจากต้องให้ภาคตรวจวัดสัมผัสกับวัตถุที่จะวัด ดังนั้นจึงมีขีดจำกัดในการวัดได้ต่ำกว่า $1,500^{\circ}\text{C}$ มักจะเปลี่ยนรูปหรือเสื่อมคุณภาพ

2.2.2 แบบไม่สัมผัสกับวัตถุที่จะวัด

วัตถุทุกชิ้นจะต้องมีพลังงานการแผ่รังสีความร้อนออกมา ยิ่งวัตถุมีอุณหภูมิสูงเท่าใดการแผ่รังสีก็จะยิ่งสูงมาก ซึ่งจะมีความสัมพันธ์ที่แน่นอนกับอุณหภูมิ เราใช้หลักความจริงของข้อนี้มาวัดอุณหภูมิแบบไม่สัมผัสได้

ลักษณะพิเศษ ของวิธีนี้ก็คือ เนื่องจากไม่ต้องการให้ภาคตรวจจับอุณหภูมิสัมผัสกับวัตถุที่จะวัด ดังนั้น จึงไม่จำเป็นต้องทำให้อุณหภูมิเท่ากัน สามารถวัดโดยไม่ต้องเปลี่ยน

อุณหภูมิของวัตถุที่จะวัด นอกจากนี้ ภาคตรวจวัดมีการตอบสนองเร็ว จึงสามารถวัดอุณหภูมิของวัตถุที่เคลื่อนไหวนเร็ว ๆ ได้

ถ้าวัตถุที่จะวัดไม่ได้มีการสร้างขึ้นเป็นพิเศษแล้ววิธีนี้เป็นเพียงการวัดอุณหภูมิของผิววัตถุกรณีที่ต้องการวัดอุณหภูมิภายในใด ๆ ของของเหลวต้องใช้วิธีแบบสัมผัส

ความแม่นยำในการวัดนั้น ปกติจะดีกว่าแบบสัมผัส แต่วิธีแบบสัมผัสอาจเกิดความผิดพลาดได้ เนื่องจากการติดตั้งตัววัดอุณหภูมิแบบไม่สัมผัสมีความผิดพลาดเนื่องจากการติดตั้งน้อยบางครั้งวิธีนี้ก็แม่นยำกว่าแบบสัมผัส

ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบลักษณะเด่นของแบบสัมผัส

	แบบสัมผัส	แบบไม่สัมผัส
เงื่อนไขจำเป็น	(1) ต้องให้ตัวตรวจวัดสัมผัสกับวัตถุที่จะวัดอุณหภูมิ อย่างสนิทพอดี (2) หลังจากเอาตัวตรวจวัดไปสัมผัสกับวัตถุแล้ว วัตถุต้องไม่เปลี่ยนอุณหภูมิ	(1) ต้องให้รังสีความร้อนที่ออกมาจากวัตถุที่จะวัด มาถึงตัววัดความร้อนอย่างเพียงพอ
ลักษณะพิเศษ	(1) เนื่องจากวัตถุที่จะวัดอุณหภูมิมิมีแนวโน้มที่อุณหภูมิจะเปลี่ยนแปลงหลังจากสัมผัสกับตัวตรวจวัดจึงใช้วัดอุณหภูมิของวัตถุขนาดเล็กไม่ค่อยได้ (2) วัดอุณหภูมิของวัตถุที่กำลังเคลื่อนที่ได้ยาก (3) วัดอุณหภูมิที่ตำแหน่งใดๆ ก็ได้	(1) เนื่องจากไม่ต้องสัมผัสกับวัตถุที่จะวัดอุณหภูมิ จึงไม่มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ (2) วัดวัตถุที่กำลังเคลื่อนที่ได้ (3) โดยทั่วไปแล้วจะวัดอุณหภูมิที่ผิวของวัตถุ
ช่วงอุณหภูมิที่วัด	วัดสะดวกที่อุณหภูมิกว่า 1000 °C	เหมาะสำหรับวัดอุณหภูมิสูงๆ
ความแม่นยำ	โดยทั่วไปแล้วจะเป็น 1% ของช่วงการวัด(Span)	โดยทั่วไปแล้วจะเป็น=10 °C
Lag	โดยทั่วไปแล้วมีมาก	โดยทั่วไปแล้วมีน้อย

1. การวัดอุณหภูมิของก๊าซ

ก๊าซจะมีความร้อนและอัตราการนำความร้อนน้อย พลังงานการแผ่รังสีผ่านได้ง่าย นอกจากนี้มักจะมีอุณหภูมิไม่สม่ำเสมอตลอด ในการวัดอุณหภูมิจะต้องระมัดระวังอย่างมาก

โดยเฉพาะในการวัดอุณหภูมิของเปลวไฟความร้อนจะเปลี่ยนไปทั้งตามเวลาและระยะทาง(ระยะห่าง) การวัดอุณหภูมิให้ถูกต้องทำได้ลำบากมาก

2. การวัดอุณหภูมิของก๊าซแบบสัมผัส

เครื่องวัดอุณหภูมิแบบสัมผัสนี้ควรใช้ตัวตรวจวัดที่มีขนาดเล็ก กรณีที่มีผลกระทบจากการแผ่รังสีจากภายนอก (ก๊าซที่จะวัด) มากต้องทำเป็นฉนวนกันความร้อนภาคตรวจวัดไว้ด้วย

กรณีของก๊าซเวลาตอบสนองจะช้ามากโดยเฉพาะก๊าซที่อยู่นิ่ง ต้องเวลาหลังจากใส่ภาคตรวจวัดเข้าไปแล้วถึง 30 นาที จึงจะวัดได้

1. การวัดอุณหภูมิของก๊าซภายในห้อง ให้ติดตั้งตัววัดอุณหภูมิห่างจากกำแพง อย่าให้ถูกแดดส่องและควรทำกำแพงให้เป็นฉนวนความร้อน

2. ในการวัดอุณหภูมิเฉลี่ย ต้องกวนก๊าซที่จะวัดอุณหภูมิสม่ำเสมอเสียก่อนแล้วถึงวัด ถ้าไม่กวนแล้ว อุณหภูมิต่างๆ ตามระยะทางจะมีมาก จึงอาจต้องวัดอุณหภูมิหลายๆจุดแล้วหาค่าอุณหภูมิเฉลี่ย

3. การวัดอุณหภูมิของก๊าซในท่อ จะต้องระวังให้ตัวตรวจวัดอุณหภูมิสัมผัสกับก๊าซที่จะวัดเป็นอย่างดี

4. ในกรณีที่วัดอุณหภูมิของก๊าซที่ไหลด้วยความเร็วสูง ถ้าใส่ภาคตรวจวัดไว้ภายใน จะเกิดความร้อนเนื่องจากการอัดตัวหรือการเสียดสีภายใน ทำให้อุณหภูมิที่วัดได้สูงกว่าความเป็นจริงกรณีที่ความเร็วของก๊าซสูงเกินกว่า 20 m/s พยายามทำให้ความเร็วของก๊าซที่คงที่แล้ว

5. เพื่อที่จะวัดอุณหภูมิของก๊าซให้ถูกต้องควรใช้เครื่องมือวัดอุณหภูมิแบบ Suction Pyrometer

3. การวัดอุณหภูมิของก๊าซแบบไม่สัมผัส

การวัดอุณหภูมิของก๊าซหรือของเหลวไฟแบบไม่สัมผัส ให้ใส่หลอดปลายปิดที่ทนอุณหภูมิสูงและไม่ทำให้ก๊าซอื่นใดแห้งเข้าไปในเปลวไฟ แล้วใช้ Optical หรือ Radiation Pyrometer วัดอุณหภูมิที่มีก้นของผิวด้านในของหลอด

ข้อควรระวังต่างๆในการวัด

-ข้อควรระวังทั่วไป

ถึงแม้ว่าจะไม่ใช่เครื่องวัดอุณหภูมิอย่างถูกต้อง แต่อาจเกิดความผิดพลาดได้ เนื่องจากสภาพการใช้งาน ดังนั้นจึงต้องจัดแจงให้เหมาะสมตามหัวข้อต่อไปนี้

1. สภาพและชนิดของวัตถุที่จะวัดอุณหภูมิ เช่น กรณีที่จะวัดอุณหภูมิของของแข็ง จะวัดที่ผิวหรือภายใน กรณีที่จะวัดอุณหภูมิของก๊าซให้คิดถึงการไหลและอิทธิพลรอบๆตัวด้วย
2. อุณหภูมิที่จะวัดและการกระจายอุณหภูมิเปลี่ยนแปลงง่ายดังนั้นตอนที่วัดต้องระวังไม่ให้อุณหภูมิเปลี่ยนไป
3. โดยทั่วไปแล้วอุณหภูมิของวัตถุที่จะวัดจะไม่สม่ำเสมอตลอด ควรพิจารณาส่วนที่จะให้เป็นไปตามวัตถุประสงค์
4. กรณีที่วัตถุที่จะวัดมีขนาดเล็กหรือที่ใหญ่มากๆ ควรพิจารณาว่าจำเป็นต้องวัดจุดต่างๆ หรือไม่ เป็นต้น
5. สถานที่ทำการวัดมีการสั่นหรือกระแทกหรือไม่ เป็นปัจจัยสำคัญเช่นกัน

ก. ข้อควรระวังในการวัดแบบสัมผัส

ในการวัดอุณหภูมิแบบสัมผัสนั้น ต้องระวังหัวข้อต่อไปนี้

1. แม้จะติดตั้งภาคตรวจวัดแล้วอย่าให้อุณหภูมิและการกระจายอุณหภูมิของวัตถุที่จะวัดเปลี่ยนไป

ตัวตรวจวัดจะต้องมีจุดความร้อนขนาดเล็กเมื่อเปรียบเทียบกับวัตถุที่จะวัด ภาคตัววัดนั้นไม่ควรทำให้สภาพการนำและการพาความร้อนเปลี่ยนไป กรณีที่วัตถุที่จะวัดอุณหภูมินั้นมีขนาดเล็กมากต้องระวังเป็นพิเศษ

กรณีที่อุณหภูมิของวัตถุที่จะวัดหรือบริเวณใกล้เคียงไม่สม่ำเสมอ ควรติดตั้งภาคตรวจวัดตามเส้นซึ่งมีความร้อนเท่ากันพยายามอย่าให้การวัดอุณหภูมิเปลี่ยน

หากวัตถุที่จะวัดอุณหภูมิและบริเวณรอบๆ มีอุณหภูมิแตกต่างกัน มีการรับและการส่งความร้อนโดยการแผ่รังสี และต้องการวัดอุณหภูมิตามสภาพดังกล่าวให้ติดตั้งภาคตรวจวัดโดยระวางอย่าให้สภาพการแผ่รังสีเปลี่ยนแปลง ควรใช้อัตราการแผ่รังสีของภาคตรวจวัดที่ปรากฏที่ผิวเท่ากับวัตถุที่จะวัด

2. ทำให้อุณหภูมิของตัวตรวจวัดเท่ากับวัตถุที่จะวัด

ต้องให้วัตถุที่จะวัดอุณหภูมิสัมผัสกับตัวตรวจอย่างดี นอกจากนี้ไม่ควรให้ความร้อนจากวัตถุอื่น

เป็นไปได้ให้ใช้ตัวตรวจวัดที่มีการตอบสนองเร็วค่าคงที่เวลา (Time Constant) นี้จะเปลี่ยนตามโครงสร้างของตัวตรวจวัด และชนิดของวัตถุที่จะวัดเช่น การตอบสนองจะช้ามากในก๊าซขนาดปริมาณใหญ่และอยู่นิ่ง

แม้กรณีที่อุณหภูมิของวัตถุไม่เปลี่ยน แต่ต้องให้ตัวตรวจวัดของวัตถุเป็นเวลานาน อุณหภูมิจึงจะเท่ากัน เช่น ต้องคอยเวลานานเป็น 5 เท่าของค่าคงที่เวลา

กรณีที่อุณหภูมิของวัตถุเปลี่ยนแปลงไปเรื่อยๆ ค่าคงที่เวลายิ่งเล็กเท่าไรอุณหภูมิของตัวตรวจวัดจะยิ่งใกล้อุณหภูมิของวัตถุเท่านั้น ความแม่นยำจะดีขึ้น

ภาคตรวจวัดที่มีหลอดป้องกันนั้น ต้องให้ส่วนของหลอดป้องกันที่สัมผัสของวัตถุมีความยาวเพียงพอ กรณีที่วัดก๊าซที่อุณหภูมิสูงจะต้องปล่อยหลอดป้องกันที่เป็นโลหะลงไปใต้อีก๊าซเป็น 15-20 เท่าของเส้นผ่าศูนย์กลาง กรณีที่จะวัดอุณหภูมิของของเหลวภายในท่อ หากไม่สามารถใส่หลอดป้องกันเข้าไปยาวเพียงพอให้ใช้ส่วนที่งอของท่อ หรือใ้ห้องท่อของหลอดป้องกันด้านที่งอด้านกรไหลได้

ในกรณีการวัดอุณหภูมิที่ผิวไม่เพียงพอแต่ให้ตัวตรวจวัดสัมผัสที่ผิวเท่านั้น ต้องให้สายตัวนำหรือหลอดตัวนำสัมผัสกับผิวด้วยความยาวพอสมควรแล้วดึงต่อสายออกมา พยายามทำให้อุณหภูมิสายตัวนำเท่ากับอุณหภูมิของตัวตรวจวัดด้วย

กรณีที่อุณหภูมิของก๊าซ ถ้ามีการรับและส่งความร้อนโดยการแผ่รังสีระหว่างภาคตรวจวัดและภาคนอกมาก ต้องทำกำบังกันความร้อนเพื่อลดความผิดพลาดนี้

3. ทำให้ภาคตัววัดมีเสถียรภาพ

ต้องใช้ภาคตรวจวัดที่ ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางฟิสิกส์ หรือทางเคมีกับวัตถุที่จะวัด อุณหภูมิหรือสภาพรอบๆ

ต้องใช้ภาคตรวจวัดที่ไม่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางฟิสิกส์หรือทางเคมีกับสิ่งที่อยู่รอบๆวัตถุ

ข. ข้อควรระวังในการวัดแบบไม่สัมผัส

ในการวัดอุณหภูมิแบบไม่สัมผัสนั้น ต้องระวังหัวข้อต่อไปนี้

1. เครื่องวัดอุณหภูมิแบบไม่สัมผัสซึ่งมีสเกลบอกค่าอุณหภูมิสำหรับวัดอุณหภูมิของวัตถุที่แผ่รังสีอย่างสมบูรณ์ให้ใช้วัตถุที่มีอุณหภูมิเท่ากันวางรอบๆ แล้วจึงวัดหรือคำนวณอุณหภูมิจริงๆ โดยใช้อัตราการแผ่รังสีของวัตถุที่วัด

2. ถ้ามีก๊าซขวางทางผ่านของ รังสี อาจจะมีการดูดพลังงานบางส่วนไปทำให้ค่าอุณหภูมิที่วัดได้ต่ำกว่าความเป็นจริง

2.2.3 เครื่องวัดอุณหภูมิ

เครื่องวัดอุณหภูมิคือ สิ่งที่จะบอกอุณหภูมิของวัตถุที่จะวัด โดยผ่านตัวกลางแล้วอ่านค่าอุณหภูมิหรืออุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงของวัตถุจากการเปลี่ยนแปลงของตัวกลางนั้น ลักษณะพิเศษโดยทั่วไป

ตัวกลางที่ใช้วัดอุณหภูมิต่างๆ กันแต่จะต้องมีคุณสมบัติครบตามเงื่อนไขต่อไปนี้

1. คุณสมบัตินี้จะเปลี่ยนแปลงไปตามความสูงค่าของอุณหภูมิเท่านั้น
2. การเปลี่ยนแปลงนี้เป็นไปอย่างต่อเนื่องและมีลักษณะเกิดซ้ำ(Reproducibility) ที่ดี
3. การเปลี่ยนแปลงนี้ไม่ควรเปลี่ยนแปลงไปตามสิ่งอื่นนอกจากอุณหภูมิหรือถ้าเปลี่ยนไปก็เปลี่ยนไปน้อยมาก ถ้าเปรียบเทียบกับอิทธิพลของอุณหภูมิ

ในปัจจุบันเครื่องวัดอุณหภูมิโดยทั่วไปจะมีคุณสมบัติครบตามนี้ แต่ความสามารถในการวัดอาจต่างกันบ้าง เช่น

1. ช่วงอุณหภูมิที่สามารถวัดได้
2. ความละเอียดของอุณหภูมิที่ซึ่บอก(พิจารณาความสามารถในการอ่านแยก จุดและเส้นที่ใกล้เคียงกัน)
3. ความถูกต้องและความละเอียดของลักษณะการเกิดซ้ำ(Reproducibility)
4. ความเร็วในการตอบสนอง
5. สามารถเปลี่ยนภาควัดอุณหภูมิได้
6. อายุหรือช่วงเวลาที่ค่าผิดพลาดเริ่มมีค่าเกินกว่าค่าอนุ โลม
7. ลักษณะเชิงเส้น(Linearity)
8. สามารถวัดที่ไกลๆ ได้หรือไม่

9.สามารถทำเป็นการควบคุมอัตโนมัติหรือไม่ นอกจากนี้ยังสามารถบันทึกอุณหภูมิด้วยตัวของมันเองได้ไหม และแปลงเป็นดิจิทัลได้หรือไม่

10. การติดตั้งและการบำรุงรักษาสะดวกหรือไม่

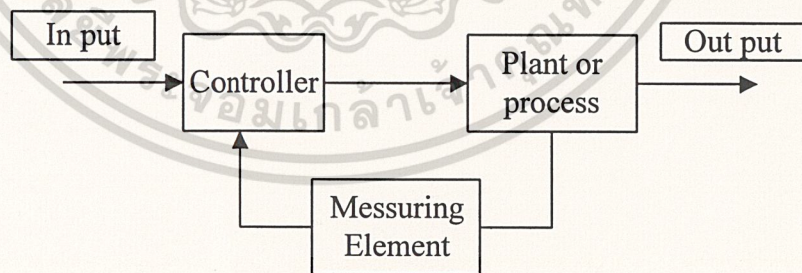
11. ค่าใช้จ่ายในการติดตั้งและการบำรุงรักษา

แต่ตัวอย่างจะมีคุณสมบัติเฉพาะ เนื่องจากวัสดุโครงสร้างและวิธีการใช้งาน

2.3 ระบบควบคุมและการควบคุมอุณหภูมิ

2.3.1 การควบคุมอัตโนมัติ (Automatic Control) มีบทบาทที่มีความสำคัญต่อความก้าวหน้าทางวิทยาศาสตร์และวิศวกรรมศาสตร์มาก เช่น ในกระบวนการทางอุตสาหกรรมที่จำเป็นต้องมีการควบคุมอุณหภูมิ ความดัน ความชื้น และอื่นๆ หรือในการควบคุมเครื่องยนต์กลไกต่างๆ ให้ทำงานตามที่ต้องการ ตลอดจนมีบทบาทที่สำคัญอย่างยิ่งต่อการพัฒนาทางด้านอวกาศ อากาศนำวิถี เป็นต้น ความรู้ทางทฤษฎีและการทดลองเกี่ยวกับการควบคุมอัตโนมัติ ทำให้สามารถควบคุมระบบให้มีสมรรถนะ(Performance)ดีที่สุด และทำให้ผลผลิตมีคุณภาพดี ลดต้นทุนการผลิต ฯลฯ

ระบบควบคุมอาจแบ่งอย่างง่าย ๆ ออกเป็นสองแบบคือ ระบบควบคุมแบบ Closed loop และระบบควบคุมแบบ Open-loop



รูปที่ 2.1 ระบบควบคุมแบบ Closed-loop

2.3.2 ระบบควบคุมแบบ Closed-loop

เป็นระบบควบคุมแบบหนึ่งซึ่งสัญญาณเอาต์พุตจะมีผลโดยตรงต่อการควบคุมตั้งนั้น ระบบควบคุมแบบ Closed-loop ก็คือระบบควบคุมป้อนกลับนั่นเองสัญญาณค่าความคลาด

เคลื่อน(Actuating Error Signal) ซึ่งเป็นสัญญาณความแตกต่างระหว่างสัญญาณอินพุตกับสัญญาณป้อนกลับ(Feedback Signal) จะถูกป้อนให้กับตัวควบคุม(Controller) เพื่อที่จะลดค่าความคลาดเคลื่อนให้น้อยลงและทำให้เอาต์พุตของระบบมีค่าตามที่ต้องการ สัญญาณป้อนกลับนี้อาจจะเป็นสัญญาณเอาต์พุตโดยตรงหรือสัญญาณที่เป็นฟังก์ชัน หรือเป็นค่าอนุพันธ์ของสัญญาณเอาต์พุตก็ได้ รูปที่ 2.1 เป็นผังการทำงาน ที่แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของระบบควบคุมแบบวงจรรปิด

2.3.3 ระบบควบคุมแบบ Open-loop

เป็นระบบควบคุมที่เอาต์พุตของระบบจะไม่มีผลต่อการควบคุมเลยนั่นคือ ในกรณีของระบบควบคุมแบบ Open-loop นั้นเอาต์พุตของระบบจะไม่ถูกวัดหรือถูกป้อนกลับเพื่อนำมาเปรียบเทียบกับอินพุต รูปที่ 2.2 เป็นผังการทำงาน แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของระบบควบคุมแบบ Open-loop



รูปที่ 2.2 ระบบควบคุมแบบ Open-loop

การควบคุมที่นิยมใช้ในกระบวนการ(Process) ได้แก่ การควบคุมป้อนกลับ(Feedback Control) ซึ่งเป็นการควบคุมแบบ Manual หรือ อัตโนมัติก็ได้ ตัวอย่างเช่นการควบคุมอุณหภูมิของน้ำในอ่างน้ำ ผู้ควบคุมอาจจะมีมือข้างหนึ่งจุ่มลงในอ่างเพื่อวัดอุณหภูมิน้ำ และก็จะใช้มืออีกข้างหนึ่งในการปรับน้ำร้อนที่ไหลเข้าให้มากหรือน้อย เพื่อให้ น้ำในอ่างมีอุณหภูมิตามต้องการ การควบคุมแบบนี้เรียกว่าการควบคุมป้อนกลับแบบ Manual ถ้าผู้ควบคุมใช้เทอร์โมมิเตอร์ในการวัดอุณหภูมิแล้ว เขาก็จะสามารถควบคุมอุณหภูมิของน้ำในอ่างน้ำได้อย่างเที่ยงตรงมากขึ้น ซึ่งจะเห็นได้ว่าถ้าทำการวัดได้อย่างเที่ยงตรงแล้ว ก็จะสามารถทำการควบคุมได้ดี สำหรับในกรณีของการป้อนกลับแบบอัตโนมัตินั้นจะต้องใช้อุปกรณ์วัดอุณหภูมิของน้ำในอ่างแทนคนควบคุม จากนั้นจึงส่งค่าอุณหภูมิของน้ำร้อนที่วัดได้นี้ไปยังตัวควบคุมด้วยเครื่องส่งสัญญาณ เพื่อทำการเปรียบเทียบกับค่าอุณหภูมิของน้ำที่ต้องการ และตัวควบคุมก็จะสร้างสัญญาณควบคุม เพื่อไปควบคุมการปิดเปิดของวาล์วควบคุม ที่ทำหน้าที่ควบคุม

ปริมาณของน้ำร้อนที่ไหลเข้าอ่างให้มากขึ้นหรือน้อยลง เพื่อให้ให้น้ำในอ่างมีอุณหภูมิตามต้องการ

ชนิดต่างๆ ของตัวควบคุมอัตโนมัติที่ใช้ในงานอุตสาหกรรม จำแนกออกได้ตามลักษณะของกริยาการควบคุมดังนี้

1. ตัวควบคุมแบบสองตำแหน่ง(Two-Position) หรือแบบ On-Off
2. ตัวควบคุมแบบ Proportional
3. ตัวควบคุมแบบ Integral
4. ตัวควบคุมแบบ Proportional+Integral หรือเรียกง่ายๆ ว่าตัวควบคุมแบบ PI
5. ตัวควบคุมแบบ Proportional+Derivative หรือเรียกง่ายๆ ว่าตัวควบคุมแบบ PD
6. ตัวควบคุมแบบ Proportional+Integral+Derivative หรือเรียกง่ายๆ ว่าตัวควบคุมแบบ PID

2.3.4 การควบคุมแบบ On-Off หรือสองตำแหน่ง

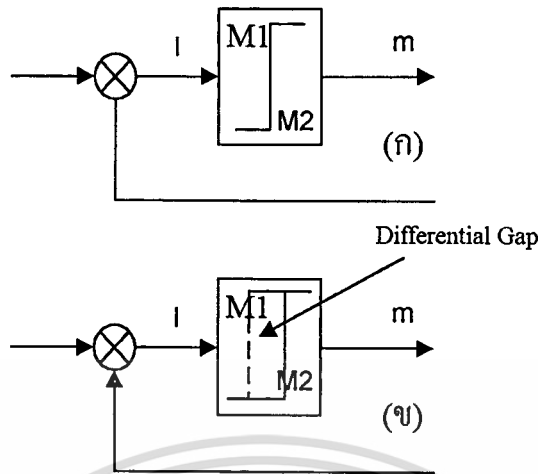
ในระบบควบคุมสองตำแหน่งนั้นการควบคุมจะทำงานในตำแหน่งที่คงที่เพียงสองตำแหน่งเท่านั้น ในบางครั้งจึงมีชื่อเรียกง่ายๆ ว่า On และ Off การควบคุมแบบสองตำแหน่ง หรือ On-Off นี้จะเป็นการควบคุมง่ายและราคาไม่แพง ดังนั้นจึงนิยมใช้กันอย่างกว้างขวางในงานควบคุมทางอุตสาหกรรม และในกรณีที่เกิดจากการ Oscillate นั้นเป็นที่ยอมรับได้

กำหนดให้สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมเป็น $m(t)$ และสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนเป็น $e(t)$ ฉะนั้นการควบคุมแบบสองตำแหน่งนั้นสัญญาณ $m(t)$ จะมีค่าอยู่เพียงค่าสูงสุดและค่าต่ำสุดเท่านั้น โดยจะขึ้นอยู่กับว่าสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าเป็นบวกหรือเป็นลบ นั่นคือ

$$M(t) = M1 \text{ สำหรับ } E(t) > 0 \\ = M2 \text{ สำหรับ } E(t) < 0$$

โดยที่ $M1$ และ $M2$ เป็นค่าคงที่

รูปที่ 2.3 แสดงถึงผังการทำงาน ของตัวควบคุมแบบสองตำแหน่ง และสำหรับช่วงซึ่งสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนเปลี่ยนแปลงไปก่อนเกิดการเปลี่ยนแปลงตำแหน่ง (Switching) ของการควบคุมนั้นจะเรียกว่า Differential Gap ดังแสดงในรูป 2.3(ข) ช่วง Differential Gap นี้บางครั้งเป็นการทำให้เกิดขึ้นเพื่อป้องกันการ On-Off บ่อยเกินไป



รูปที่ 2.3 ก) ฟังก์ชันการทำงานของตัวควบคุมแบบสองตำแหน่งหรือแบบ On-Off
 ข) แสดงช่วงสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนเปลี่ยนแปลงก่อนเกิดการ
 เปลี่ยนแปลงตำแหน่ง

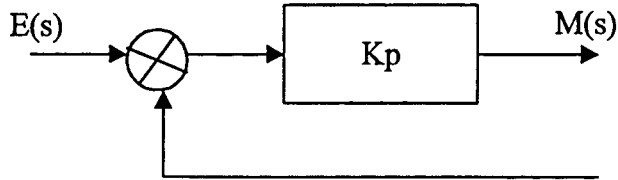
2.3.5 การควบคุมแบบ PROPORTIONAL

ในกระบวนการบางอย่าง การควบคุมแบบสองตำแหน่งจะไม่ใช้ วิธีการควบคุมที่ดี
 ดังนั้น ถ้าต้องการความแน่นอน ในการควบคุมพลังงานไหลเข้าเพื่อให้เป็นสัดส่วน
 (Proportional) กับค่าที่ต้องการ เราต้องใช้ในการควบคุมแบบ Proportional ความสัมพันธ์ระหว่าง
 สัญญาณควบคุม(หรือเอาต์พุตของตัวควบคุม) $m(t)$ กับสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน $e(t)$ คือ

$$m(t) = K_p * e(t) \quad (2.1)$$

หรือ $M(s) = K_p$

โดยที่ K_p จะอยู่ในเทอมของ Proportional Sensitivity หรือ Gain ได้ รูปที่ 2.4 แสดง
 ถึงบล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมแบบ Proportional

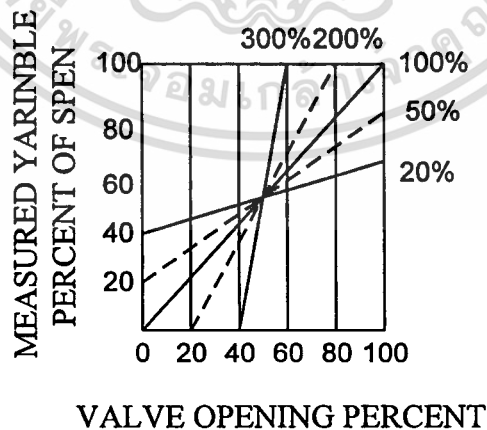


รูปที่ 2.4 ผังการทำงานของตัวควบคุมแบบ Proportional

สมมุติว่า เอาท์พุทที่ได้จากตัวควบคุม นำไปควบคุมช่วงชักของวาล์วในการควบคุมแบบ proportional นั้น โดยทั่วไปแล้วช่วงชักของวาล์วจะถูกออกเป็นส่วน ๆ เท่ากับจำนวนการเพิ่มที่ละส่วน ในช่วงการวัด เช่นถ้าช่วงของการวัดมีค่า 100 °F ค่าของการวัดจะเปลี่ยนแปลงทีละ 1 °F ซึ่งหมายถึงว่าช่วงของการวัดจะถูกแบ่งออกเป็น 100 ส่วน ดังนั้นช่วงชักของวาล์วจะถูกแบ่งออกเป็น 100 ส่วนด้วยเช่นกัน

ความสัมพันธ์ระหว่างช่วงของการวัดกับช่วงชักของวาล์วแบบอื่นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งมี Proportional Bands ต่างๆ กันตั้งแต่ 20% ถึง 500%

ตัวควบคุมแบบ Proportional ก็คือแอมพลิฟายตัวหนึ่ง ที่ต่ออยู่กับอุปกรณ์วัดกับวาล์วควบคุม เมื่อปรับค่าของ Proportional Band ก็เท่ากับปรับค่าของ Gain ของแอมพลิฟาย ทั้งนี้เพราะค่าของ Gain ก็คือส่วนกลับของ Proportional Band ปรับค่าของ Gain จะทำให้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างช่วงของการวัดกับช่วงของวาล์วเปลี่ยนแปลงไปตามความต้องการได้



รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างช่วงของการวัดกับช่องของวาล์ว

การเกิด Offset เป็นคุณลักษณะของระบบควบคุมแบบ Proportional ทั้งหมด ทั้งนี้เนื่องจากว่า การทำงานระบบควบคุมแบบ Proportional นั้นไม่สามารถควบคุมระบบที่มี Load

เปลี่ยนแปลงได้ก็เท่าที่ควร และในกรณีที่ Load คงที่แต่เปลี่ยนแปลงจากระดับของเหลวที่ถูกควบคุมไปก็เช่นเดียวกัน ก็ จะเกิดมี Offset ขึ้น และเมื่อระบบควบคุมวิธีการควบคุมแบบ Proportional Band และวาล์วควบคุมก็จะเปิดเต็มที่หรือปิดสนิท และตัวควบคุมก็จะเปิดเต็มที่หรือปิดสนิทและตัวควบคุมก็จะไม่สามารถควบคุมกระบวนการได้อีก ดังนั้นการควบคุมแบบ Proportional โดยทั่วๆ ไปจึงเหมาะสมกับกระบวนการที่ต้องการ Proportional Band

2.3.6 การควบคุมแบบ INTEGRAL

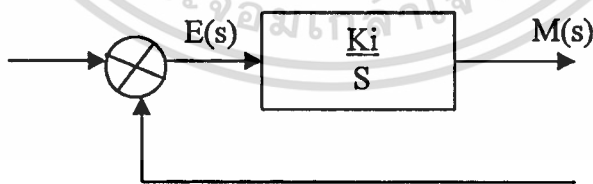
ในตัวควบคุมแบบ Gntegral นั้นค่าของเอาต์พุตของตัวควบคุม จะมีความสัมพันธ์กับค่าความคลาดเคลื่อน $e(t)$ ดังนี้

$$\begin{aligned} \frac{dm(t)}{dt} &= Ki * e(t) \\ \text{หรือ } m(t) &= Ki * \int e(t) dt \end{aligned} \quad (2.2)$$

โดยที่ Ki เป็นค่าคงที่ที่ไม่สามารถปรับค่าได้
Transfer Function ของตัวควบคุมแบบ Integral คือ

$$M(s)/E(s) = Ki/s$$

ผังการทำงานของตัวควบคุม Integral แสดงดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ผังการทำงานของตัวควบคุมแบบ Integral

กริยาการควบคุมแบบ Integral นี้บางครั้งจะเรียกว่า Reset Control

2.3.7 การควบคุมแบบ Protional+Integral(PI)

กริยาการควบคุมแบบ PI สามารถแสดงได้ด้วยสมการต่อไปนี้

$$M(t) = K_p * e(t) + K_p \int Te(t)dt \quad (2.3)$$

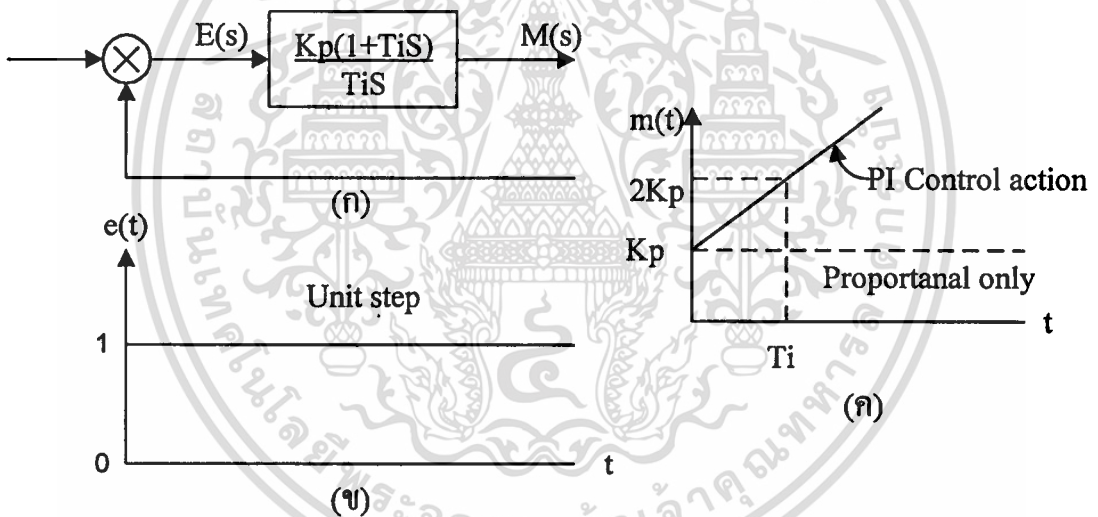
หรือ $M(s) = K_p * (1 + 1 / T_i / S)$

โดยที่ K_p เป็นค่าของ Porportional Sensitivity หรือ Gain

T_i เป็นค่าของ Integral Time

ทั้ง K_p และ T_i เป็นค่าที่ปรับได้ ค่าส่วนกลับของ T_i นั้นจะเรียกว่า “Reset Rate”

รูปที่ 2.7(ก) แสดงถึง ผังการทำงานของตัวควบคุมแบบ Proportional + Integral ถ้าสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน $e(t)$ เป็นสัญญาณแบบ Unit Step ดังแสดงในรูปที่ 2.7(ข)แล้วสัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PI จะแสดงได้ดังรูปที่ 2.7 (ค)



รูปที่ 2.7 ก) ผังการทำงานของตัวควบคุมแบบ PI

ข) อินพุตของตัวควบคุมซึ่งเป็นแบบ Unit Step

ค) เอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PI เมื่ออินพุตเป็น Unit Step

2.3.8 การควบคุมแบบ Proportional + Derivative(PD)

กรีขการควบคุมแบบ PD สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการได้ดังต่อไปนี้

$$m(t) = K_p * T_d * (e(t) / dt) \quad (2.4)$$

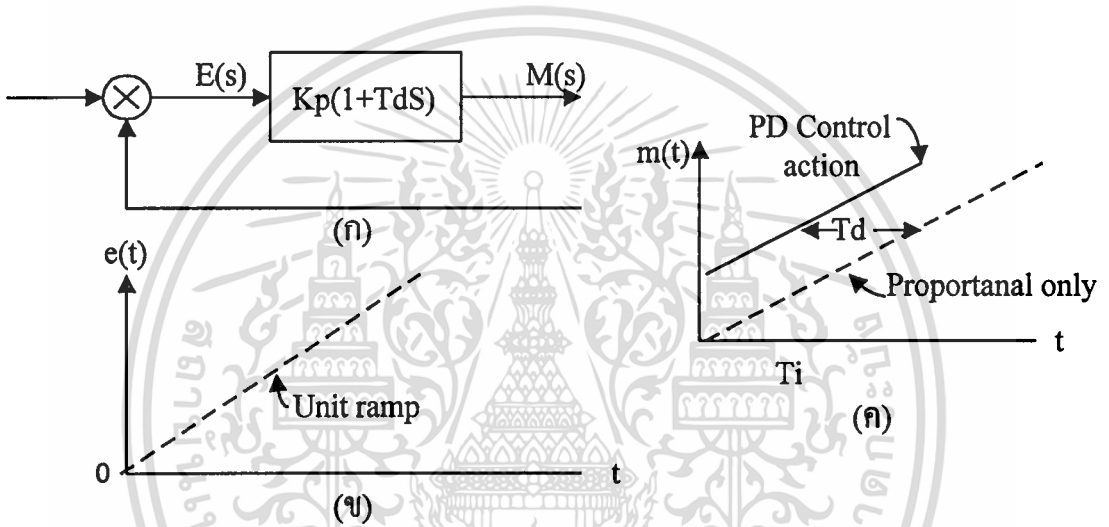
Transfer Function คือ

$$M(s) / E(s) = K_p(1 + T_d * s) \quad (2.5)$$

โดยที่ K_p เป็นค่าของ Proportional Sensitivity หรือ Gain

T_d เป็นค่าของ Derivative Time

ค่าของ K_p และ T_d นั้นจะเป็นค่าที่สามารถปรับได้ และบางครั้งจะเรียกกริยาควบคุมแบบ Derivative ว่า “Rate Control” ทั้งนี้เพราะขนาดสัญญาณของเอาต์พุตของตัวควบคุมจะเป็นสัดส่วนกับอัตราการแลกเปลี่ยนของสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน รูปที่ 2.8(ก) แสดงถึงผังการทำงานของตัวควบคุมแบบ PD ดังรูป 2.8(ค)



รูปที่ 2.8 (ก) ผังการทำงานของตัวควบคุมแบบ PD

(ข) อินพุตของตัวควบคุมซึ่งเป็นแบบ Unit Ramp

(ค) เอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PD

กระบวนการจำนวนมากอาจจะมี ความจุและความต้านทานมากกว่าหนึ่ง ดังนั้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นในกระบวนการจึงอาจทำให้เกิดมี Time lag ที่มีค่ามากพอได้ กระบวนการที่มีปัญหาเกี่ยวกับ Time lag มากก็คือกระบวนการที่เกี่ยวกับความร้อนการควบคุมแบบ Derivative นี้จะแก้ไขเกี่ยวกับระบบที่มี Time lag มากๆได้ ในบางครั้งกริยาควบคุมแบบ Derivative นี้จะเรียกว่ากริยาการควบคุมแบบ “คาดการณ์ ล่วงหน้า”

กระบวนการจำนวนมากอาจจะมี ความจุและความต้านทานมากกว่าหนึ่ง ดังนั้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นในกระบวนการจึงอาจทำให้เกิดมี Time lag ที่มีค่ามากพอได้ กระบวนการที่มีปัญหาเกี่ยวกับ Time lag มากก็คือกระบวนการที่เกี่ยวกับความร้อนการควบคุมแบบ

Derivative นี้จะแก้ไขเกี่ยวกับระบบที่มี Time lag มากๆได้ในบางครั้งกิริยาควบคุมแบบ Derivative นี้จะเรียกว่ากิริยาการควบคุมแบบ “คาดการณ์ ล่วงหน้า”

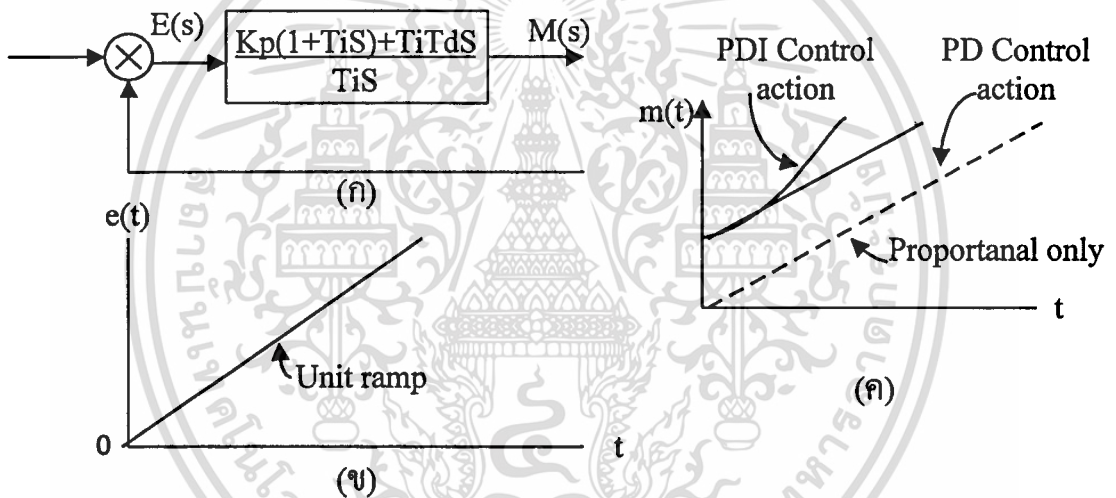
2.3.9 การควบคุมแบบ Proportional+Integral+Derivative(PID)

การควบคุมแบบ PID นี้ได้จากรวมเอาการควบคุมแบบ Proportional กิริยาการควบคุมแบบ Integral และกิริยาการควบคุมแบบ Derivative เข้าด้วยกัน กิริยาการควบคุมแบบ PID ของตัวควบคุมอัตโนมัตินี้สามารถจะแสดงในรูปของสมการต่อไปนี้

$$m(t) = K_p * e(t) + K_p * T_d * \frac{de(t)}{dt} + K_p / T_i \int e(t) dt \quad (2.6)$$

Transfer function คือ

$$M(s) / E(s) = K_p * (1 + T_d * S + 1 / T_i S) \quad (2.7)$$



รูปที่ 2.9 (ก) ผังการทำงานของตัวควบคุมแบบ PID

(ข) อินพุตของตัวควบคุมซึ่งเป็นแบบ Unit Ramp

(ค) เอาท์พุตของตัวควบคุมแบบ PID

2.3.10 วิธีเลือกใช้กิริยาควบคุม

ก่อนที่จะกล่าวถึงการควบคุมอุณหภูมิ เราควรที่จะทราบถึงการเลือกใช้วิธีการควบคุมชนิดต่างๆ ว่ากิริยาควบคุมชนิดใดเหมาะสมกับกระบวนการใดบ้าง การเลือกใช้วิธีการควบคุมพอสรุปได้ดังนี้

1. กิริยาควบคุมแบบ PROPORTIONAL เราจะใช้เมื่อ

- ไม่ต้องการให้มี การเกิดกิริยาควบคุมแบบ On-Off ในกระบวนการนั้น

- กระบวนการนั้นมีการเปลี่ยนแปลงของ Load นานๆ ครั้ง
- ยอมให้มีการเกิด Offset ได้

2. กริยาควบคุมแบบ Reset (Integral)

เราจะรวมกริยาควบคุมแบบ Reset เข้าในระบบควบคุม

- ถ้าต้องการที่จะตัดค่า Offset ของกระบวนการนั้น
- ขบวนการนั้นมีการเปลี่ยนแปลง Set-point หรือการเปลี่ยนแปลง Load บ่อยครั้งเรา

จะไม่รวมกริยาควบคุมแบบ Reset เข้าในระบบควบคุม ถ้า

- 2.1 ต้องการที่จะตัด Overshoot ในช่วงเริ่มต้น
- 2.2 ขบวนการที่สามารถที่จะควบคุมโดยการตั้ง Gain ของ Proportional สูงๆ ได้
- 2.3 มีการเปลี่ยนแปลงของโพลอย่างมากและบ่อยครั้งในระบบที่ต่อเนื่อง

3. กริยาควบคุมแบบ DERIVATIVE

เราจะรวมกริยาควบคุมแบบ Derivative ในระบบควบคุมก็ต่อเมื่อ

- ขบวนการนั้นประกอบด้วยอย่างน้อย 2 Linear lags ขึ้นไปและค่า Distance Velocity lag มีค่าน้อยกว่า Linear lag แต่ละอัน

เราจะไม่รวมกริยาควบคุมแบบ Derivative เมื่อ

- ขบวนการนั้นมี Dynamic Element เป็นส่วนที่สำคัญในระบบ และมีคุณสมบัติเป็น Distance Velocity lag
- มี Noise เกิดขึ้นในระบบ เว้นแต่ว่า Noise มีขนาดเล็กมากเมื่อเทียบกับสัญญาณที่ใช้งานในกระบวนการนั้นๆ

2.3.11 วิธีเลือก Controller

วิธีการในการพิจารณาว่าจะเลือก Controller แบบใดในการนำมาควบคุมอุณหภูมิ

1. กระบวนการที่มีความจุน้อย หมายถึงว่า ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงของตัวให้ความร้อนเพียงเล็กน้อยจะเป็นสาเหตุให้ อุณหภูมิที่ควบคุมเปลี่ยนแปลงไปได้มาก เราควรเลือกใช้การควบคุมแบบ proportional มากกว่าการควบคุมแบบ On-Off
2. ถ้ากระบวนการใดมีโอกาสที่จะเกิดการเปลี่ยนแปลงของ Load โดยไม่คาดหมายก็จะทำให้เกิด Offset ขึ้นมาได้ จึงควรจะใช้การควบคุมแบบ Reset ด้วย
3. สำหรับที่จะนำเอาตัวควบคุมแบบ Derivative ร่วมด้วยหรือไม่นั้น ก็เป็นสิ่งที่จำเป็นและตัดสินใจได้จากคุณลักษณะของกระบวนการว่า ถ้ากระบวนการนั้นมี Dead Time ซึ่งใน

การควบคุมอุณหภูมิก็หมายถึงเมื่อเราจ่ายพลังงานให้กับกระบวนการทันทีทันใด แต่อุณหภูมิภายในกระบวนการนั้นจะยังคงไม่เพิ่มขึ้นทันทีทันใดตามการจ่ายพลังงานนาน แต่จะค่อยๆ เพิ่มขึ้น

2.3.12 วิธีการหาค่าตัวควบคุม

ที่นิยมใช้มีอยู่สองวิธี คือ วิธี Ultimate Method และวิธี Damped Oscillation Method

1. Ultimate Method

วิธีนี้ถูกคิดค้นขึ้นโดย Ziegler และ Nicholas ในปี 1942 ที่เรียกว่า Ultimate เพราะว่าวิธีนี้จะใช้ Ultimate Gain ซึ่งเป็นค่า Gain สูงสุดก่อนที่ระบบจะไม่เสถียร (นั่นคือ คาบเวลาของผลตอบสนองของระบบภายใต้ค่า Gain สูงสุดนั่นเอง) มาใช้ในกรหาค่าต่างๆ ของตัวควบคุม รูปที่ 2.10 แสดงถึงผลตอบสนองของระบบ Closed-loop ที่มีการควบคุมแบบ Proportional โดยที่ค่า K_u คือ Ultimate Gain ที่ทำให้เกิด Curve B และ P_u คือ Ultimate Period

ในการหาค่าของ K_u และ P_u นั้นจะทำดังนี้คือ ให้ปรับ Gain K_p ของตัวควบคุม PID (โดยค่าของ T_i เป็นอินฟินิตี้ และ T_d เป็น 0) ซึ่งก็หมายความว่า ระบบนั้นอยู่ภายใต้การควบคุมแบบ proportional นั่นเอง) จนทำให้ผลตอบสนองของระบบ Closed-loop นั้นๆ เกิดการ Oscillate ต่อเนื่องกันไปดังแสดงในรูป 2.10 (Curve B) ค่าของ Gain K_p ที่ทำให้ผลตอบสนองของระบบ Closed-loop เกิดการ Oscillate ต่อเนื่องกันไปในั้น ก็คือค่า Gain K_u และคาบเวลาของการ Oscillate ก็คือ P_u

Ziegler และ Nicholas ได้กำหนดความสัมพันธ์ในการปรับค่าต่างๆ ของตัวควบคุมดังนี้

1. ตัวควบคุมแบบ Proportional (P)

$$K_p = 0.5 K_u$$

2. ตัวควบคุมแบบ Proportional+Integral (PI)

$$K_p = 0.45 K_u$$

$$T_i = P_u / 1.2$$

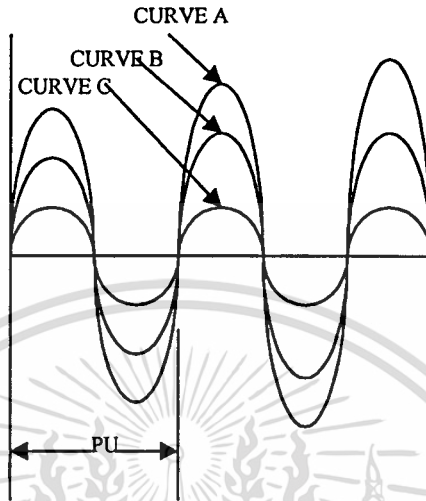
3. ตัวควบคุมแบบ Proportional+Derivative (PD)

$$K_p = 0.6 K_u$$

$$T_i = 0.5 P_u$$

$$T_d = P_u / 8$$

ค่าต่างๆของตัวควบคุมแต่ละแบบนี้จะทำให้ผลสนองของระบบอยู่ภายใต้อัตราการ
เสื่อม 1/4



รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองของระบบ Closed-loop เพื่อใช้ในการหาค่าของ Ku และ Pu

2.Damped Oscillation Method

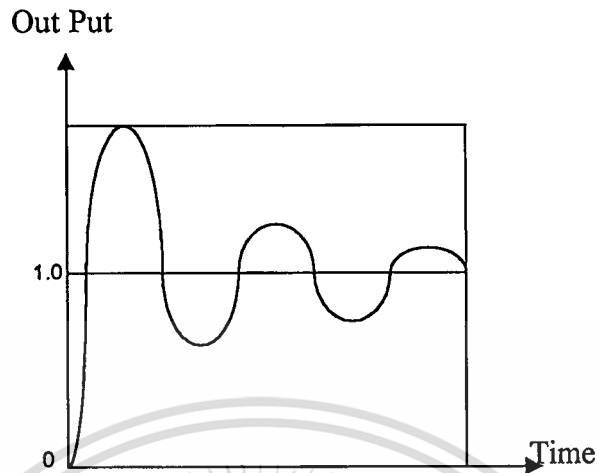
วิธี Damped Oscillation นั้นได้ปรับปรุงแก้ไขมาจากแบบ Ultimate Method โดย Harriot กล่าวคือ ในกรณีของระบบที่ถึงแม้ว่าจะปรับค่าของ Gain ไปอย่างไรก็ตามไม่ทำให้ผลตอบสนองเกิดการ Oscillate ต่อเนื่องกันนั้นจะไม่สามารถใช้วิธีแบบ Ultimate Method ได้ ดังนั้น Harriot จึงได้คิดค้นวิธี Damped Oscillation ขึ้นเพื่อใช้กับระบบแบบ Closed-loop ที่ใช้วิธี Ultimate Method ไม่ได้ วิธี Damped Oscillation นั้นทำได้ดังนี้คือ

ปรับค่า Gain K_p ของตัวควบคุม Proportional จนผลตอบสนองของระบบ Closed-loop มีอัตราการเสื่อม และวัฏช่วงของ P (ดังในรูป 2.11) จากค่าของ P ทำให้สามารถหาค่าของ T_i และ T_d ได้ดังนี้

$$T_i = P / 1.5$$

$$T_d = P / 6$$

เมื่อได้ค่าของ T_i และ T_d แล้วจะต้องทำการปรับค่า Gain K_p ของระบบ Closed-loop ที่มีตัวควบคุมแบบ PID ใหม่จนกระทั่งผลตอบสนองของระบบมีอัตราการเสื่อม 1/4



รูปที่ 2.11 ผลตอบสนองของระบบที่มีอัตราการเสื่อม $\frac{1}{4}$

หมายเหตุ 1) ค่า K_u คือค่า Gain ที่ทำให้ผลตอบสนองของระบบ Closed-loop ภายใต้อการควบคุมแบบ Proportional เกิดการ Oscillate ต่อเนื่องกันไป

2)ค่า P_u และ P นั้นอ้างตามรูปที่ 2.10 และ รูปที่ 2.11 ตามลำดับ ตารางที่ 2.2 สรุปถึงการกำหนดค่าต่างๆ ของตัวควบคุมแต่ละแบบ

	ชนิดของตัวควบคุม	ค่าที่กำหนด
Ultimat Method (Zigler-Nicholas)	P	$K_p = 0.5 K_u$
	PI	$K_p = 0.45 K_u$ $T_i = P_u / 1.2$
	PD	$K_p = 0.6 K_u$ $T_d = P_u / 8$
	PID	$K_p = 0.6 K_u$ $T_i = 0.5 P_u, T_d = P_u / 8$
Damped Oscillation Method (Harriot)	PID	$K_p =$ ค่า Gain ที่ทำให้ Peak over-shoot อันที่ลดลงต่อ Peak over shoot อันแรกมีค่าเท่ากับ $T_i = P / 1.5, T_d = P / 6$

2.4 อุปกรณ์ตรวจจับ อาร์ทีดี (Resistance Temperature Detector)

อาร์ทีดีเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการตรวจจับอุณหภูมิโดยอาศัยการเปลี่ยนแปลงความต้านทานของโลหะบริสุทธิ์ เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนมีทั้งแบบเส้นลวดและแบบฟิล์มบาง ในที่นี้จะกล่าวถึงแบบเส้นลวดเท่านั้น

ทฤษฎีความสัมพันธ์ของอุณหภูมิและความต้านทานของ อาร์ทีดี คือ

$$RT = R_0 \{1 + \alpha(\Delta T) + \beta(\Delta T)^2 + \gamma(\Delta T)^3 + \dots\} \quad (2.8)$$

โดยที่

R_0 = ความต้านทาน ณ. อุณหภูมิอ้างอิง (0°C) (ohm)

RT = ความต้านทาน ณ. อุณหภูมิที่สังเกต (ohm)

α = สัมประสิทธิ์ของการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานต่ออุณหภูมิ 1°C

β และ γ = ค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้คำนวณค่าความต้านทานต่ออุณหภูมิได้ละเอียด

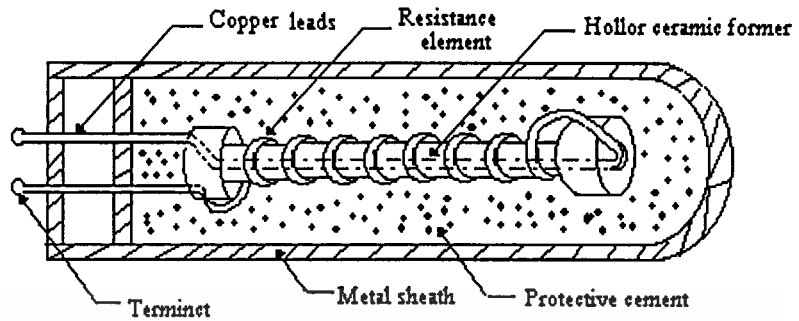
โดยทั่วไป สมการที่ได้จะเท่ากับ $R_T = R_0[1 + \alpha(\Delta T)]$ โดยเลือกใช้ค่าตามชนิดของโลหะที่นำมาผลิตเป็นอาร์ทีดี ซึ่งมีหลายชนิดแต่ที่นิยมจะมีแพลตินัม, ทองแดง และนิเกิล และ แพลตินัมอาร์ทีดี เป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย เป็นโลหะชั้นสูง ไม่ถูกเป็นตัวออกซิไดซ์ (OXIDE) และใช้งานได้ในช่วงกว้างมีความเป็นเชิงเส้นสูง ส่วนทองแดงอาร์ทีดีนั้นมีความเป็นเชิงเส้นในช่วงแถบประมาณ -200 องศาเซลเซียสถึง 150 องศาเซลเซียสส่วนนิเกิลอาร์ทีดีนั้น มีความเป็นเชิงเส้นต่ำกว่าชนิดอื่น

โดยทั่วไปมาตรฐานของแพลตินัมอาร์ทีดีกำหนดค่ามาตรฐานดังนี้

มาตรฐานยุโรป $\alpha = 0.00385 \Omega / ^\circ\text{C}$

มาตรฐานอเมริกา $\alpha = 0.00392 \Omega / ^\circ\text{C}$

ค่าความต้านทานมาตรฐาน 100 โอห์มที่ 0 องศาเซลเซียส และ 10 โอห์มที่ 0 องศาเซลเซียส แล้วแต่ผู้ผลิตกำหนดว่าเป็นมาตรฐานแบบใดและถ้าใช้งานไปในช่วงอุณหภูมิที่สูงกว่า 600 องศาเซลเซียส ควรใช้แบบ 10 โอห์ม ที่ 0 องศาเซลเซียสเนื่องจากมีเสถียรภาพที่ดีกว่า



รูปที่ 2.12 โครงสร้าง อาร์ทีดี

มาตรฐานยุโรปพลาตินัม อาร์ทีดีแบบ 100 โอห์ม จะเปลี่ยนความต้านทานโดยเฉลี่ย 0.385 โอห์ม ถ้าในการใช้งานปกติมีแหล่งจ่ายกระแสที่ 1 mA เลี้ยงอาร์ทีดีอยู่ ดังนั้นทุก 1 องศาเซลเซียสจะมีการเปลี่ยนแปลง 0.385 mV ซึ่งมากกว่า เทอร์โมคัปเปิลแบบ K ถึง 10 เท่า ดังนั้นสัญญาณรบกวนค่าเดียวกันจะมีผลต่ออาร์ทีดีน้อยกว่าเทอร์โมคัปเปิล

2.4.1 การหาคุณสมบัติ (Characteristic) ของอาร์ทีดี

ความเที่ยงตรง คือ ความถูกต้องในช่วงการใช้งานจริง ซึ่งเป็นสิ่งที่ต้องคำนึงถึงเป็นสิ่งแรกในการเลือกอาร์ทีดีมาใช้งาน โดยค่าความถูกต้องนั้น คือ ความสามารถของเทอร์โมมิเตอร์ที่จะแสดงค่าความสัมพันธ์ของความต้านทานค่าอุณหภูมิโดยแสดงค่าเป็นเปอร์เซ็นต์

ในทางอุตสาหกรรมค่าความถูกต้องของอาร์ทีดีถูกกำหนดในช่วง 0.1 % ถึง 0.5 % ซึ่งสามารถหาค่าความถูกต้องได้ 2 วิธี คือ

1. การเปรียบเทียบ (Comparoson Method) เป็นการวัดค่าความต้านทานของอาร์ทีดีเทียบกับการใช้เทอร์โมมิเตอร์วัดอุณหภูมิการทดสอบจะใช้เทอร์โมมิเตอร์ที่ต้องการทดสอบและเทอร์โมมิเตอร์มาตรฐาน ต้องมีความสมดุลย์ทางอุณหภูมิก่อนที่จะเริ่มทำการวัดซึ่งจุดสมดุลย์ทางอุณหภูมิจะถูกทำให้คงที่ด้วยการใช้การหมุนวนทางอากาศหรือจะไว้ในที่มีการควบคุมของอุณหภูมิ

2. อุณหภูมิมาตรฐาน (Fixed Point) โดยการนำเทอร์โมมิเตอร์ที่ต้องการทดสอบไปทำการวัดในอุณหภูมิมาตรฐาน เช่น อาศัยการเปลี่ยนเฟสของตัวกลาง การทดสอบแบบนี้

จะทำที่อุณหภูมิเดียว คือ จุดที่เปลี่ยนแปลงของตัวกลางตามคุณสมบัติของตัวกลางที่เลือกใช้ โดยจะมีจุดสมดุลย์ที่ใช้ดังแสดง ตามตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 จุดสมดุลย์ที่ใช้ในการทดสอบ

Fixd Point	Temperature(°C)
Triple Point of Water	0.01
Boilling Point if Water	1.00
Freezing Point of Tin	231.9681
Freezing Point of Zine	419.98
Freezing Point of Gold	10655.43

ความเสถียรถูกนิยามว่าเป็นความสามารถของอาร์ทีดีที่รักษาอุณหภูมิไว้เมื่อเวลาที่ผ่านไป โดยค่าความเสถียรจะถูกแสดงในเทอมของคริปต์ คือ การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน ที่ไม่พึงประสงค์ในระยะเวลาการใช้งานช่วงค่าคริปต์สูงสุดจะหาได้ จากการทดลองโดยทดสอบจากจุดเยือกแข็ง จนเลขจุดจำกัดของอุณหภูมิที่อาร์ทีดีจะรับได้

ความแม่นยำ คือ ค่าความแม่นยำของการทำซ้ำโดยวัดค่าความต้านทานที่อุณหภูมิเดิมหลาย ๆ ครั้งและสังเกตค่าความแตกต่างของความต้านทานโดยทั่วไปทางอุตสาหกรรมจะให้ค่าผิดพลาดในการทำซ้ำเป็น 0.2 %

ความร้อนในตัวอาร์ทีดี (Self Heating) เป็นความผิดพลาดที่เกิดจากกระแสเลี้ยงอาร์ทีดีโดยในวงจรอาร์ทีดีต้องมีกระแสเลี้ยงตัวมันเองอยู่ ถ้ากระแสนี้มีค่ามาก เอาท์พุทจะสูง แต่จะเกิดความร้อนขึ้นในตัวมันด้วย ซึ่งความร้อนที่เกิดขึ้น คือ $P=I^2 R$ โดย I คือกระแสเลี้ยงอาร์ทีดี และ R คือค่าความต้านทานของอาร์ทีดีและความร้อนที่เกิดขึ้นจะทำให้เกิดค่าผิดพลาดในการวัด ดังนั้นจะต้องมีการคำนวณค่ากระแสให้สูงเกินไป

ในการสร้างต้องคำนึงถึงความร้อนที่ถ่ายเทจากตัวอาร์ทีดีไปสู่ตัวกลางด้วย และผลลัพธ์ที่ได้ต้องมีค่า ผิดพลาดน้อยที่สุด การหาค่าความผิดพลาดที่เกิดจากความร้อนในตัวอาร์ทีดีทำได้โดยการวัดกระแสที่ใช้เลี้ยงอาร์ทีดี และความต้านทานของอาร์ทีดีในช่วงอุณหภูมิใช้งานที่กำหนดโดยการคำนวณทำได้ ดังนี้

$$H = S \cdot \frac{P2 - P1}{R2 - R1} \quad (2.9)$$

โดย H = Seif Heating Error (mW / องศาเซลเซียส)

S = การเปลี่ยนแปลงความต้านทานต่ออุณหภูมิ 1 องศาเซลเซียส
โดยเฉลี่ย (ohm / องศาเซลเซียส)

P2 = พลังงานสูญเสียกระแสสูงสุด (mW)

P1 = พลังงานสูญเสียที่กระแสต่ำสุด (mW)

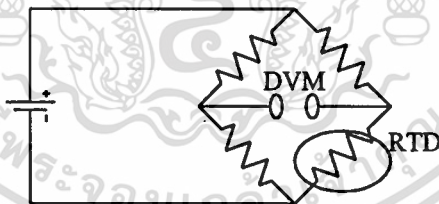
R2 = ความต้านทานที่กระแสสูงสุด (Ω)

R3 = ความต้านทานที่กระแสต่ำสุด (Ω)

2.4.2 วงจรวัดอุณหภูมิ

วงจรทำงานของอาร์ทีดี (RESISTANCE THERMOMETER MEASURING METHODS)

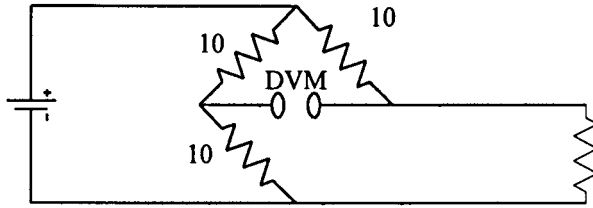
วงจรทำงานพื้นฐานของอาร์ทีดีคือ Wheatstone Bridge ตัว อาร์ทีดี จะติดตั้งอยู่ในจุดที่ต้องการวัดอุณหภูมิ ซึ่งอยู่บนแขนหนึ่งของวงจรบริดจ์ ส่วนความต้านทานอื่นๆ อีก 3 ตัว จะมีค่าความต้านทานคงที่ เมื่อที่ อาร์ทีดี มีอุณหภูมิ 0 องศาเซลเซียส จะทำให้วงจรบริดจ์สมดุล DVM วัดได้ 0 โวลต์.



รูปที่ 2.13 WHEATSTONE BRIDGE

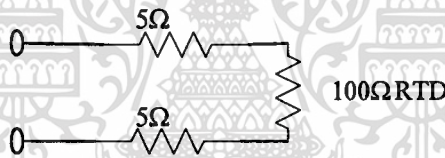
และเมื่ออุณหภูมิที่อาร์ทีดีเพิ่มขึ้น จะทำให้ค่าความต้านทานที่อาร์ทีดีเพิ่มขึ้นตาม ทำให้วงจรบริดจ์เกิดไม่สมดุล แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ DVM วัดได้จะสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานของอาร์ทีดีต่ออุณหภูมิได้

แต่วงจรดังรูปที่แล้ว ยังไม่เหมาะที่จะนำไปใช้ต่อสายเพื่อให้ตัวอาร์ทีดีสามารถนำไปใช้ได้สะดวก เป็นวงจรแบบ 2 สาย



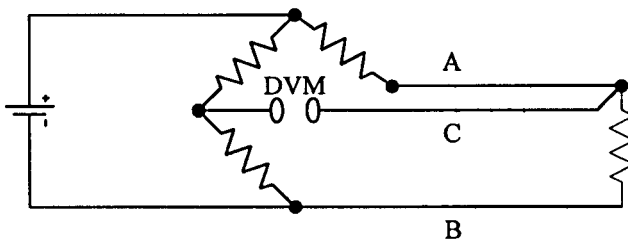
รูปที่ 2.14 WHEATSTONE BRIDGE แบบ 2 สาย

- วงจรแบบ 2 สาย สามารถใช้งานกรณีที่สายต่อ ระหว่างอาร์ทีดีกับวงจรบริดจ์ไม่ยาวมากนัก แต่ถ้าสายต่อยาวมาก ค่าอุณหภูมิที่วัดได้จากการไม่สมดุลย์ของวงจรบริดจ์อาจจะไม่ได้เกิดจากค่าความต้านทานของอาร์ทีดีเพียงอย่างเดียว แต่อาจจะมีผลเนื่องจากอุณหภูมิที่ทำให้ค่าความต้านทานในสายทั้งสองเส้นที่ลากไปยังอาร์ทีดีก็ได้ ดังกรณีที่ความต้านทานในสายเปลี่ยนไปข้างละ 5 โอห์ม จะทำให้ค่าอุณหภูมิที่วัดผิดไปถึง 26 องศาเซลเซียส



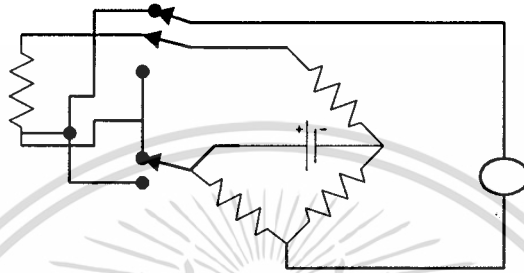
รูปที่ 2.15 EFFECT OF LEAD RESISTANCE

-การต่อแบบ 3 สาย เป็นแบบมาตรฐานที่นิยมใช้กันมากในวงการอุตสาหกรรม สายทั้ง 3 เส้น จากอาร์ทีดีมายังวงจรบริดจ์ จะต้องมีความยาวเท่ากันและอยู่ในอุณหภูมิเดียวกันตลอด เพื่อให้ความต้านทานของสายทั้งสามสายเปลี่ยนแปลงไปในขนาดและทิศทางเดียวกันตลอด และเป็นการชดเชยปัญหาความผิดพลาดที่เกิดจากสายต่อแบบนี้



รูปที่ 2.16 WHEATSTONE BRIDGE แบบ 3 สาย

-การต่อแบบ 4 สาย ใช้ในกรณีที่ต้องการความถูกต้องสูงสุด ต้องการทราบอุณหภูมิละเอียดเป็นจุด ไม่ต้องการวัดค่าแบบต่อเนื่อง เช่น ในห้องปฏิบัติการ ลักษณะการต่อวงจรเป็นแบบ 3 สาย มีสวิตช์โยกสลับคู่สายเพื่อหาค่าเฉลี่ยในการวัดอุณหภูมิค่าหนึ่ง ๆ ต้องทำการวัด 2 ครั้ง ตามตำแหน่งสวิตช์ เพื่อลดความคลาดเคลื่อนอันเกิดจากวิธีการวัดแบบ 3 สาย



รูปที่ 2.17 WHEATSTONE BRIDGE แบบ 4 สาย

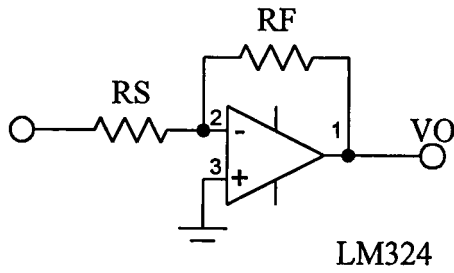
2.4.3 วงจรขยายสัญญาณที่ใช้อปแอมป์

อปแอมป์แบบอุดมคติจะมีคุณสมบัติตามเงื่อนไขดังนี้

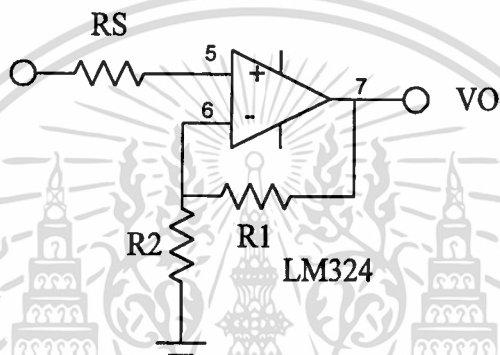
1. อัตราการขยายแรงดันสูงมากจนเป็นอนันต์
2. ความต้านทานทางอินพุตสูงมากจนเป็นอนันต์
3. ความต้านทานทางเอาต์พุตต่ำมากจนเป็นศูนย์
4. แรงดันออฟเซต ทางอินพุตเป็นศูนย์
5. กระแสออฟเซต ทางอินพุตเป็นศูนย์
6. ลักษณะสมบัติเชิงความถี่ขยายได้ดี ตั้งแต่ไฟตรงจนความถี่สูงมากเป็นอนันต์
7. ไม่มีข้อบกพร่องอื่นๆ

แต่ในความเป็นจริงแล้วอปแอมป์ ก็ไม่ได้มีคุณสมบัติอย่างในอุดมคติเลยที่เดียวแต่อย่างไรก็ตาม เพื่อความสะดวกในการทำความเข้าใจ สำหรับผู้เริ่มต้นในช่วงแรกให้ถือว่าอปแอมป์ ที่ใช้ศึกษากันไปนี้ มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับอุดมคติมาก

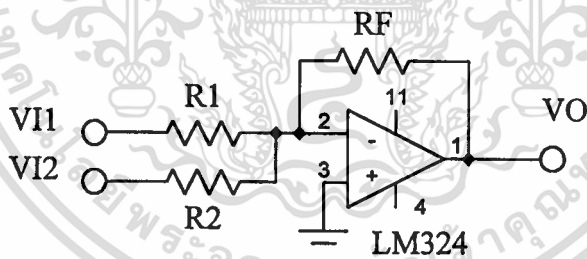
วงจรขยายโดยใช้ออปแอมป์ในช่วงเชิงเส้นนั้นแรงดันออก V_0 จะอยู่ระหว่างแรงดันของแหล่งจ่าย $+V$ และ $-V$ ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันออก V_0 และความแตกต่างระหว่างแรงดันเข้า $(V_2 - V_1)$ นั้น เป็นเชิงเส้นตามสมการ



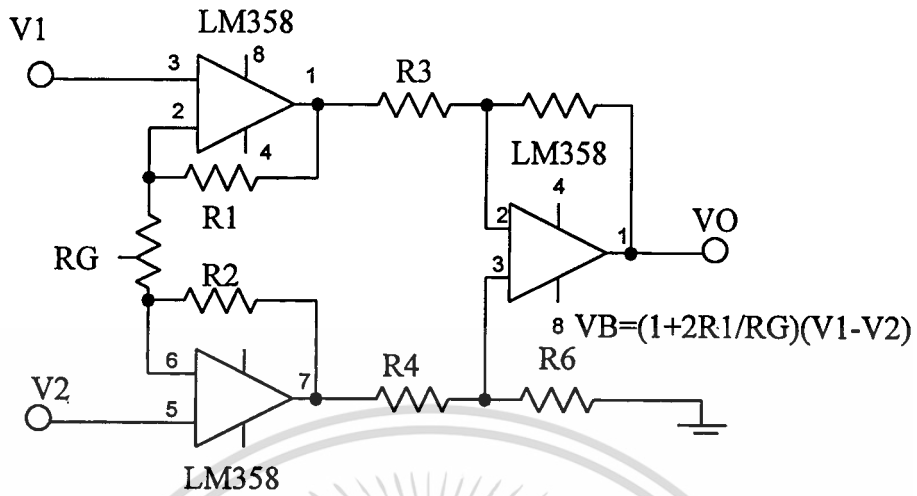
รูปที่ 2.18 (ก) วงจรขยายแบบอินเวอร์ตติ้ง



รูปที่ 2.18 (ข) วงจรขยายแบบนอนอินเวอร์ตติ้ง



รูปที่ 2.18 (ค) ออปแอมป์ที่ใช้ในการบวกรูปคลื่นอนาลอก



รูปที่ 2.18 (ง) วงจรอินสตรูเมนต์แอมป์ลิไฟเออร์

$$V_0 = A_v (V_2 - V_1)$$

โดยที่ A_v คือ อัตราขยายแรงดัน

จากรูปที่ 2.18(ก) แสดงวงจรขยายแบบอินเวอร์ตติ้งซึ่งมีตัวต้านทาน R_F ต่อจากแรงดัน V_0 ป้อนกลับมายังขาอินเวอร์ตติ้ง และเป็นการป้อนกลับแบบลบ

$$\text{ดังนั้น } A_v = \frac{-R_F}{R_S} \quad (2.10)$$

นั่นคืออัตราขยายวงรอบปิด $= -R_F / R_S$ คือ อัตราส่วนของความต้านทานที่ใช้ป้อนกลับหารด้วยความต้านทานทางด้านเข้าความหมายของเครื่องหมายลบก็คือว่าสัญญาณออกจะต่างเฟสกับสัญญาณเข้า 180 องศา

จากรูปที่ 2.18 (ข) แสดงวงจรขยายแบบนอนอินเวอร์ตติ้งที่มีสัญญาณเข้าทางขาอินเวอร์ตติ้ง แต่การป้อนนั้นเป็นการป้อนกลับมาจากขาอินเวอร์ตติ้งจะเห็นได้ว่าวงจรขยายนี้ไม่กลับขั้วสัญญาณออก และมีอัตราขยายสูงกว่า 1 เสมอ

$$V_s = \frac{R_2 \cdot V_O}{R_1 + R_2} \quad (2.11)$$

$$\text{ดังนั้น } A_v = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (2.12)$$

แต่ถ้าเราให้ R_2 มีค่าสูงขึ้นไปเรื่อยๆ อัตราขยายจะเข้าหา 1 คือ ถ้า R_2 มีค่าเป็นอนันต์ และ R_1 มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งจะให้ $V_O = V_S$ ดังนั้น จึงเรียกวงจรนี้ว่า วงจรตามแรงดัน เพราะได้แรงดันออกซึ่งตามแรงดันเข้าอยู่ตลอดเวลา ถึงแม้ว่าขานอนอินเวอร์ทติ้งจะไม่มีกระแสไหลเข้าก็ตาม แต่ขั้วด้านออกก็สามารถจ่ายกระแสให้กับโหลดภายนอกได้

จากรูปที่ 2.18(ก) วงจรออปแอมป์ที่ใช้ในการบวกรูปคลื่นอนาล็อก โดยที่วงจรทำงานในช่วงเชิงเส้น และสามารถเขียนได้ว่า

$$\frac{V_{S_1}}{R_1} + \frac{V_{S_2}}{R_2} = \frac{-V_O}{R_F} \quad (2.13)$$

หรือ

$$V_O = - \left[\frac{R_F}{R_1} * V_{S_1} + \frac{R_F}{R_2} * V_{S_2} \right] \quad (2.14)$$

จากรูปที่ 2.18(ง) วงจรอินสตรูเมนต์แอมป์ไฟเออร์และในการหาอัตราขยายในวงจรจะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนแรกมีออปแอมป์ A1 และ A2 ส่วนที่ 2 มีออปแอมป์ A3

อัตราขยายแบบคอมมอนโหมด (COMMON MODE GAIN) ตามกฎข้อที่ 1 ของออปแอมป์ในอุดมคติที่ขาลบและขาบวกของออปแอมป์จะมีแรงดันเท่ากัน ดังนั้น $V_1 = V_2$ และจะไม่มีกระแสไหลใน R_G และจากกฎข้อที่ 2 ของออปแอมป์ในอุดมคติว่าไม่มีกระแสไหลเข้าออปแอมป์ ดังนั้น จะไม่มีกระแสไหลผ่าน R_1 และ R_2 แรงดันด้านอินพุตจึงปรากฏด้านเอาต์พุตด้วย

อัตราขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด (DIFFERENTIAL MODE GAIN) จะได้ว่า $V_1 + V_2$ ดังนั้น ที่ R_G จะมีแรงดันตกคร่อมและมีอัตราขยายร่วม CMG เท่ากับ 1 แต่เมื่อ V_1 มีค่าสูงกว่า V_2 และจาก $V_1 - V_2$ ทำให้กระแสไหลผ่าน R_G และจากกฎข้อ 2 ไม่มี

กระแสไหลเข้าหรือออกจากออปแอมป์ ดังนั้น กระแสที่ไหลผ่าน R_G ไหลจาก V_0 ผ่าน R_1 ผ่าน R_2 ไปสู่ R_4 ดังนั้น จะได้

$$V_3 - V_4 = I(R_1 + R_2 + R_G) \quad (2.15)$$

และ $V_1 - V_2 = IR$

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น} \quad DG &= \frac{(V_3 - V_4)}{(V_1 - V_2)} \\ DG &= \frac{R_1 + R_2 + R_G}{R_G} \end{aligned}$$

ให้ $R_1 = R_2$

$$\text{ดังนั้น} \quad DG = \frac{2R_1 + R_G}{R_G} \quad (2.16)$$

$$CMRR = \frac{DG}{CMG} = \frac{DG}{1} = DG \quad (2.17)$$

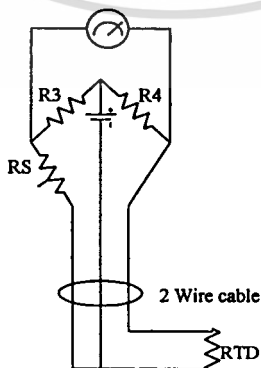
โดย $DG =$ อัตราขยายดิฟเฟอเรนเชียลโหมด (DIFFERENTIAL MODE GAIN)

$CMG =$ อัตราขยายคอมมอนโหมด (COMMON MODE GAIN)

เมื่อนำภาพแรกมาต่อกับภาคที่ 2 ค่า CMG ของภาคแรกจะถูกกำจัดทิ้งไป

2.5 วงจรตรวจวัดอุณหภูมิ

วงจรตรวจวัดอุณหภูมิโดยใช้อาร์ทีดีในโครงการนี้เลือกใช้ปลาตินัมอาร์ทีดีแบบ 2 สาย เป็นตัวเซนเซอร์ โดยใช้วงจรวิสโตนบริดจ์ เป็นวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 การออกแบบวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ

จากรูปใช้หลัก KVL จะได้

$$R_3 + R_5 = R_4 + \text{อาร์ทีดี}$$

และ $R_3 + R_4$ ถ้า $R_5 = \text{อาร์ทีดี}$ (2.18)

ดังนั้น คือ จุดสมดุล

เพื่อให้ค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากความร้อนในตัวอาร์ทีดีมีค่าน้อย เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านอาร์ทีดี โดยกำหนดค่าความต้านทานในวงจรให้เหมาะสมและยังคนให้เอาท์พุทสูงพอที่จะนำไปใช้งานได้ เนื่องจากค่าของกระแสแปรผันกับความต้านทานเมื่อแรงดันตกคร่อมมีค่าคงที่ ดังนั้น

สูตร ให้ $R_3 = R_4 = 10K, R_5 = 100\Omega$

$$I_{MAX} = \frac{V_S}{R_4 + R_{RTD(RTD)}} \quad (2.19)$$

อาร์ทีดี(MIN) = ความต้านทานของอาร์ทีดีที่อุณหภูมิต่ำสุด (-30) องศา

เซลเซียส

Rอาร์ทีดี(MAX) = ความต้านทานของอาร์ทีดีที่อุณหภูมิสูงสุด (20) องศา

เซลเซียส

และ $V_0 = V_2 - V_1$

2.5.1 การลดความผิดพลาดในวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ

การลดสัญญาณรบกวน เพื่อลดสัญญาณรบกวนจากภายนอกที่เข้ามา เนื่องจากสายนำสัญญาณ ของอาร์ทีดีมีความยาวมาก จึงต้องมีการเพิ่มตัวเก็บประจุนี้ไม่มีผลต่อสมดุลของบริจจ์ในทางแรงดันกระแสตรง ดังนั้น สัญญาณที่ได้ยังคงมีความถูกต้องอยู่เช่นเดิม

การรักษาแรงดันในทางปฏิบัติแรงดันเลี้ยงวงจรตรวจจับอาจมีค่าไม่คงที่เนื่องจากอุณหภูมิที่เปลี่ยนไปซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดในการวัดได้ ดังนั้นจึงต้องมีการรักษาแรงดันให้คงที่เสมอ ในโครงการนี้ได้ใช้ IC # LM 336-5 เป็นตัวรักษาแรงดันให้คงที่โดยที่จะมีการชดเชยทางอุณหภูมิในตัวเอง ทำให้วงจรตรวจจับมีเสถียรภาพทางอุณหภูมิมากขึ้น

การออกแบบทั้งหมดถูกนำมาต่อเป็นวงจรตรวจจับที่สมบูรณ์ดังรูปที่ 2.19 แต่เนื่องจากเอาท์พุทที่ได้จากวงจรตรวจจับอุณหภูมิขนาดสัญญาณต่ำ เราต้องการทำการขยายสัญญาณก่อนที่จะแสดงผลเนื่องจากสัญญาณที่ได้มีค่าเล็กมากและส่วนแสดงผลต้องการสัญญาณอินพุทที่มีขนาดใหญ่ และเหมาะสมกับ ระดับโวลต์เตจที่กำหนด และระดับของสัญญาณอินพุทต่อองศาที่เราต้องการดังนั้นจึงต้องทำการขยายสัญญาณที่ได้มาก่อนที่จะแสดงผลต่อไป

2.5.2 วงจรขยายสัญญาณออปแอมป์

จากวงจรตรวจวัดอุณหภูมิที่ออกแบบไว้ นั้น จะต้องมียังขยาย สัญญาณก่อนนำไป แสดงค่าและวงจขยายผลที่ใช้ต้องเป็นวงจขยายผลต่าง โดยในโครงการนี้ได้ใช้ออปแอมป์ สามตัวมาต่อเป็นวงจขยายผลต่างแบบอินสทรูเมนต์ชั้้นแอมพลิฟายเออร์

เพื่อป้องกันการสูญเสียเนื่องจากความร้อนของตัวต้านทานเมื่อกระแสไหลผ่านมาก จึงไม่ควรใช้ค่าที่ต่ำกว่านี้

$$\text{และ } R_{12} = R_{13} = 50 \text{ K}\Omega$$

ซึ่งหาได้จากการแทนค่าในสมการของ A₂ ในข้างต้น

ส่วนค่า R_G จะคำนวณโดยแทนค่าในสมการ หา A₁ ได้ดังนี้

$$R_G = \frac{2R_s}{A_1 - 1} = \frac{2 * 10K}{10.64 - 1} = 2.074 \text{ K}\Omega \quad (2.20)$$

เลือกใช้ R_G แบบความต้านทานปรับค่าได้ประมาณ 5 K Ω มาใช้งาน โดยให้ R_G เป็นตัวปรับอัตราขยายในภาคแรกของวงจร และส่งผลให้ได้สมการดังนี้

$$V_0 = (V_2 - V_1) * \left[1 + \frac{2R_s}{R_G} \right] + \frac{R_{12}}{R_{10}} \quad (2.21)$$

ในโครงการนี้ใช้วงจขยายมาขยายสัญญาณที่เป็นกระแสตรงดังนั้นจึงต้องมี การขจัดสัญญาณรบกวนที่เป็นกระแสสลับให้เหลือน้อยที่สุดและควรเลือกค่าของตัวต้านทาน ป้อนกลับไม่ให้มีค่ามาก เพื่อลดความผิดพลาดที่เกิดจากกระแสอินพุตไบอัส

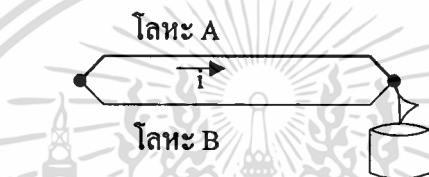
2.6 เทอร์โมคัปเปิล (Thermocouples)

ความเป็นมา ในปี ค.ศ. 1821 นักวิทยาศาสตร์ชาวเยอรมัน Thamas Seebeck พบ ว่า เมื่อนำลวดโลหะ 2 เส้น ที่ทำด้วยโลหะต่างชนิดกันมาเชื่อมต่อปลายทั้งสองเข้าด้วยกัน ถ้า ปลายจุดต่อทั้งสองมีอุณหภูมิต่างกัน จะเกิดกระแสไฟฟ้าไหลในวงจรเส้นลวดทั้งสองนี้ตาม รูปที่ 1 ปริมาณไหลของกระแสไฟฟ้านี้จะเปลี่ยนแปลงไปตามผลต่างของอุณหภูมิที่ปลายจุด

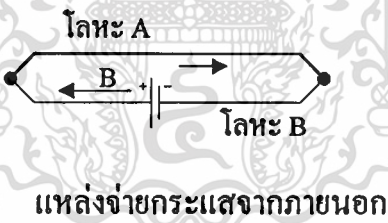
ต่อทั้งสอง และถ้าเปิดปลายจุดต่อด้านหนึ่งออก จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นที่ปลายด้านเปิด แรงเคลื่อนไฟฟ้านี้เรียกว่า“ซีเบ็ค โวลเตจ”

เมื่อ a คือค่าสัมประสิทธิ์ของซีเบ็ค (Seebeck Coefficient) เป็นค่าคงที่ มีหน่วยเป็น โวลต์ / $K \Delta T$ คือผลต่างของอุณหภูมิ และ $e AB$ คือ แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่วัดได้

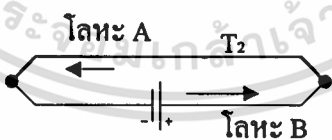
ต่อมาในปี 1834 นักวิทยาศาสตร์ Jean C.A. Peltier พบว่าเมื่อผ่านกระแสไฟฟ้าเข้าไปในวงจรลักษณะเดียวกับที่ซีเบ็คสร้างขึ้น จะทำให้เกิดอุณหภูมิที่ปลายทั้งสองของจุดต่อแตกต่างกัน โดยปลายข้างหนึ่งจะร้อนขึ้นและปลายอีกข้างหนึ่งจะเย็นลง วงจรการทดลองของเพลเทียร์เป็นดังรูปที่ 2.20 ลวดทั้งสองทำจากบิสมัท และ แอนติโมนี



รูปที่ 2.20 วงจรการทดลองของซีเบ็ค



แหล่งจ่ายกระแสจากภายนอก



แหล่งจ่ายกระแสจากภายนอก

รูปที่ 2.21 วงจรการทดลองของเพลเทียร์

เมื่อมีกระแสจากแหล่งจ่ายภายนอกไหลผ่านเข้าไปในวงจร จะทำให้ปลายข้างขวามีอุณหภูมิสูงขึ้นและปลายข้างซ้ายมีอุณหภูมิลดลง ในทางกลับกันเมื่อเปลี่ยนทิศทางการไหลของกระแสก็จะทำให้อุณหภูมิที่ปลายจุดต่อทั้งสองกลับกันด้วย

2.6.1 เทอร์โมคัปเปิลและส่วนประกอบ(Thermocouple Hardware and Fabrication)

ส่วนประกอบที่สำคัญในการใช้งานของเทอร์โมคัปเปิลมีหลายส่วน แต่ละส่วนนับแต่ตัวเทอร์โมคัปเปิลและส่วนประกอบอื่นๆ ก็ได้รับการออกแบบ เพื่อให้เหมาะสมสอดคล้องกับสภาพการใช้งาน และให้อายุการใช้งานยืนยาว

ตัวเทอร์โมคัปเปิล(Thermocouple elements)

หลักการเลือกวัสดุที่ใช้ทำเทอร์โมคัปเปิล ได้ถูกกำหนดตามความต้องการตามสภาพของงานดังนี้

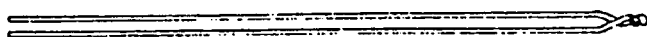
-ส่วนผสมของโลหะที่ใช้ทำจะต้องไม่เปลี่ยนแปลง หรือสูญเสียธาตุส่วนผสมไปในเวลาอันรวดเร็ว

-จะต้องให้แรงเคลื่อนเอาท์พุทที่มีเสถียรภาพ (Stable) ในการใช้งานไม่เปลี่ยนแปลงคุณสมบัติในช่วงเวลาใช้งาน

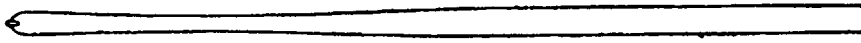
-มีความแข็งแรง และทนต่อสภาวะแวดล้อมในการใช้งานที่พิสูจน์ได้

ตัวเทอร์โมคัปเปิล โดยปกติจะถูกเชื่อมต่อกันทั้งสองเข้าด้วยกัน เรียกว่า จุดต่อสำหรับวัด (Measuring junction) และร้อยด้วยฉนวนเพื่อป้องกันการลัดวงจร แบบที่มีใช้อยู่โดยทั่วไปในปัจจุบัน

ตามรูปที่ 2.22 (ก) เป็นเทอร์โมคัปเปิลเปลือย จุดต่อสำหรับวัดบิดเป็นเกลียว และเชื่อมปลายไว้ รูปที่ 2.22 (ข) แสดงการเชื่อมปลายจุดต่อแบบ Butt weld ซึ่งเป็นแบบที่ดีที่สุด รูปที่ 2.22 (ค) จุดต่อบิดเป็นเกลียวและเชื่อมปลายไว้พันฉนวนด้วยใยหิน (Asbestos) ซึ่งสามารถทนความร้อนได้ดี รูปที่ 2.22 (ง) ปลายจุดต่อเป็นแบบ Butt weld ร้อยติดกันด้วยฉนวนกระเบื้องแบบรูปถั่ว สามารถตัดโค้งได้บ้าง รูปที่ 2.22 (จ) ฉนวนเป็นแบบร้อยแยกกันทั้งสองเส้น รูปที่ 2.22 (ฉ) เป็นเทอร์โมคัปเปิล 2 คู่ ร้อยติดกันด้วยฉนวนกระเบื้องแบบ 4 รู เพื่อสะดวกต่อการใช้งาน



(ก) Bare thermocouple element, twisted and welded



(ข) Butt-welded thermocouple element



(ค) Thermocouple element, twisted and welded with asbestos insulation



(ง) Butt-weld thermocouple element with double-bare insulators



(จ) Butt-welded thermocouple element with fish-spine insulators



(ฉ) Two butt-welded thermocouple element with 4- hole insulators

รูปที่ 2.22 การเชื่อมจุดต่อและฉนวนที่ใช้ในเทอร์โมคัปเปิล โดยทั่วไป

2.6.2 ครอบโลหะป้องกันตัวเทอร์โมคัปเปิล (Metal Sheath)

เพื่อให้สภาพของเทอร์โมคัปเปิลเรียบร้อยแข็งแรง พร้อมทั้งจะนำไปใช้งานคู่สายของเทอร์โมคัปเปิลจะต้องประกอบอยู่ใน Metal sheath ลักษณะการประกอบตัวเทอร์โมคัปเปิลเข้ากับ Metal sheath มี 3 วิธี แต่ละวิธีก็มีลักษณะการใช้งานเฉพาะตัวของมัน คือ แบบเปลือยจุดต่อ (Exposed) แบบใช้ Metal sheath เป็นจุดต่อเทอร์โมคัปเปิล (Ground junction) และแบบไม่ใช้ Metal sheath เป็นจุดต่อ (Unground junction)

-จุดต่อสำหรับวัด (Measuring junction) แบบเปลือย (Exposed junction) เหมาะสำหรับงานแบบสแตติก หรือวัดอุณหภูมิของก๊าซที่ไม่กัดกร่อนต้องการให้ผลการวัดที่ไวที่สุด (Minimum response time) จุดต่อสำหรับวัดสัมผัสกับของเหลว (Fluid) ที่ต้องการวัดโดยผลเสียของ Exposed junction คือ ชำรุดเสียหายง่าย และอายุการใช้งานสั้นไม่เหมาะสำหรับงานความดันสูง หรือ Fluid ที่มีกรกลั่นตัว

-จุดต่อสำหรับวัดแบบที่ไม่เชื่อมต่อกับตัวบีด หรือ Ground เรียกว่าแบบ Grounded junction สำหรับงานแบบสแตติก, หรือของ Fluid ที่เป็นสารกัดกร่อน แบบ Unground junction จะให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าได้ถูกต้องสามารถทนต่อสภาพงานที่มีความดันสูงถึง 100,000 Psi และมีอายุการใช้งานยืนยาวที่สุด แต่มีข้อเสียคือ ให้ผลการวัดช้า เหมาะกับงานที่อุณหภูมิไม่ค่อยเปลี่ยนแปลง หรือเปลี่ยนแปลงช้าๆ และมีราคาสูงกว่าแบบอื่นๆ

-จุดต่อสำหรับแบบ Grounded สายทั้งคู่ของเทอร์โมคัปเปิลถูกเชื่อมต่อลงบนส่วนปลาย Sheath (grounded junction) เหมาะสำหรับงานที่เป็นแบบสแตติก หรือ Fluid ที่เป็นสารกัดกร่อนให้ผลการตอบสนองต่ออุณหภูมิไวกว่าแบบ Ungrounded junction ทนต่อสภาพงานที่มีความดันสูงได้

Metal sheath ของเทอร์โมคัปเปิลแบบธรรมดาจะเป็นสเตนเลสสตีลชนิดต่างๆ ทนอุณหภูมิสูงสุดได้ตั้งแต่ 843 องศาเซลเซียส (แบบ 304) ไปจนถึง 1053 องศาเซลเซียส (แบบ 309) สำหรับการวัดอุณหภูมิสูงกว่านั้น จะต้องใช้วัสดุอย่างอื่น เช่น

โมลิบดีนัม	สามารถวัดอุณหภูมิได้ถึง 2200 องศา C
โมลิบดีนัม 50%	สามารถวัดอุณหภูมิได้ถึง 2400 องศา C
แทนทาลัม	สามารถวัดอุณหภูมิได้ถึง 2480 องศา C

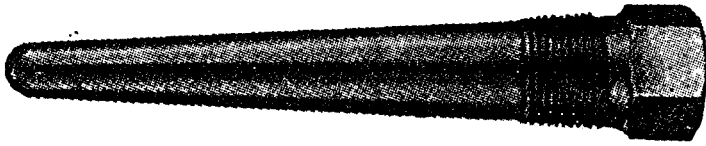
2.6.3 ฉนวนของเทอร์โมคัปเปิล (Thermocouple Insulators)

ฉนวนของเทอร์โมคัปเปิล สำหรับกันตัวเทอร์โมคัปเปิล กับ Metal sheath ส่วนใหญ่จะเป็นสารประเภทแมกนีเซียมออกไซด์, อลูมิเนียมออกไซด์ หรือ เบอริลเลียมออกไซด์ ลักษณะเดียวกับที่ใช้ในขดลวดทำความร้อน (Heater) ในปัจจุบัน วิธีการทำฉนวน คือ ใส่ผงอลูมิเนียมออกไซด์ ลงไปใน Metal sheath ที่ติดตั้งเทอร์โมคัปเปิลอยู่แล้ว และบีบอัดทำให้ metal sheath มีขนาดเล็กลง เป็นการอัดอลูมิเนียมออกไซด์ให้แน่น หลังจากนั้นจะถูกนำไปอบร้อน เป็นการคลายความเครียดอันเนื่องมาจากการบีบอัดตัว Metal sheath และเป็นการอบไล่ความชื้นที่มีอยู่ในตัว Sheath การทำฉนวนด้วยวิธีนี้จะทำให้ได้เทอร์โมคัปเปิลที่ กระต๊อค แข็งแรง และสะดวกสำหรับการติดตั้งใช้งานฉนวนแบบกระเบื้อง (Ceramic) เป็นแบบที่ผู้ใช้งานเป็นผู้เลือกใช้เองตามสภาพงาน มีหลายแบบให้เลือกทั้งขนาด รูปร่างและความยาว

Protection tubes จะทำหน้าที่หลักอยู่ 2 ประการ คือ เสริมความแข็งแรงทนทานให้ตัวเทอร์โมคัปเปิล และป้องกันการเสียหายของตัวเทอร์โมคัปเปิล จากสภาวะของการใช้งาน เช่น สารเคมีหรือการแผ่รังสีของแหล่งกำเนิดความร้อนของระบบ อันจะทำให้สารประกอบในตัวเทอร์โมคัปเปิลเปลี่ยนไป คุณสมบัติของเทอร์โมคัปเปิลก็จะเปลี่ยนไปด้วยในสภาพงานที่ fulid เป็นสารกัดกร่อน มีความดันสูง หรือในบางโอกาสต้องการถอดตัวเทอร์โมคัปเปิลเพื่อการซ่อมบำรุงโดยไม่รบกวนการทำงานของระบบในกรณีเช่นนี้ Protection well เป็นตัวกลางที่ช่วยแก้ปัญหานี้ได้ โดยมันจะเป็นตัวกลางไม่ให้ fulid สัมผัสกับเทอร์โมคัปเปิลโดยตรง และปิดกั้นความดันของระบบไม่ให้รั่วออกสู่ภายนอกได้ Protection tube มี 2 แบบ คือ แบบโลหะและอโลหะ นั้น ในทางปฏิบัติอาจเรียกชื่อต่างกันไป เช่น เทอร์โมเวล (thmowells) หรือ Bulb ซึ่งก็มีความหมายเหมือนกัน โดยทั่วไปมีอยู่ 4 แบบ ตามรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 (ก) Lagging well มีช่วงความยาวด้านนอก (หกเหลี่ยม) เป็นพิเศษสามารถเลือกความยาวนี้ให้เหมาะสมกับตัวเทอร์โมคัปเปิลได้



รูปที่ 2.23 (ข) Tapered well แบบเรียว มีด้าน โคน โศทำให้แข็งแรงเหมาะสำหรับงาน
ที่ Fulid มีอัตราความเร็วของการไหลสูง



รูปที่ 2.23 (ค) Reinforced neck well เป็นแบบพิเศษ ก็มีความแข็งแรง ตามรูป ด้าน
โคนจะโตและลดขนาดที่ปลายของ Well ลงเพื่อให้ผลการวัดที่รวดเร็วจน โลหะที่ใช้ทำ
เทอร์โมเวล มีอยู่หลายชนิดเช่น คาร์บอนสตีล และสแตนเลสสตีล , นิกเกิลอัลลอย

คาร์บอนสตีล สามารถใช้กับงานที่มี อุณหภูมิสูงถึง 700 องศา (1300 องศา
ฟาเรนไฮต์) เหมาะกับสภาพงานที่เป็น Oxidizing

ออสเตนติก สแตนเลสสตีล (Austenitic Stainless Steel) ที่มีหมายเลขอนุกรม 300
เช่น 304,305,310 สามารถใช้งานที่อุณหภูมิสูงจาก 900 องศาเซลเซียส (1650 องศาฟาเรนไฮต์)
ถึง 1039 องศาเซลเซียส (2000 องศาฟาเรนไฮต์) และในสภาวะงานที่เป็น Reducing ได้ดี

เฟอร์ริติก สแตนเลสสตีล (Ferritic Stainless Steel) ที่มีหมายเลขอนุกรม 400 เช่น
430,446 ใช้งานที่อุณหภูมิสูงถึง 975 องศาเซลเซียส ถึง 1150 องศาเซลเซียส เหมาะกับงานที่มี
สภาพเป็น Oxidizing และ reducing

นิกเกิลอัลลอย (High nickel alloy) นิกโครม (Nichrome) และอินโคเนล (Inconel)
สามารถใช้งานที่อุณหภูมิสูงถึง 1150 องศาเซลเซียส ในสภาวะ Oxidizing ได้ดี

เซรามิกที่ใช้ส่วนใหญ่แล้วจะมี Mullite เป็นส่วนผสมที่สำคัญ ซึ่ง Mullite นี้จะเป็น
ตัวเสริม คุณสมบัติความแข็งแรงทนทาน ทางเชิงกล (mechanical) และทางความร้อน
(thermal shock) ดีมาก สามารถใช้อุณหภูมิได้ถึง 1650 องศาเซลเซียส (3000 องศาฟาเรนไฮต์)

ซิลิคอนคาร์ไบด์ใช้เป็น Protection tube ภายนอกได้ดีในสภาพที่มีเปลวไฟ แต่จะ
 ต้องไม่มีก๊าซสกรปรกหรือเป็นอันตรายต่อโลหะ เพราะก๊าซเหล่านี้จะซึมผ่านซิลิ
 กอนคาร์ไบด์ได้ อลูมินาหลอม (Fused alumina) เป็นสารที่ใช้ทำ Protection tube ได้ดีทั้งภาย
 ภายนอกและภายใน สามารถทนอุณหภูมิได้สูงถึง 1980 องศาเซลเซียส (3600 องศาฟาเรนไฮต์) ไม่
 มีปัญหาเกี่ยวกับเทอร์โมคัปเปิลที่มีส่วนผสมของพลาคินัม หรือพลาคินัม-โรเดียม Protection tube
 แบบเซรามิคปกติแล้วจะทนความดันของระบบได้ไม่สูงนัก นอกจากแบบพิเศษที่ระบุมา

2.6.4 การติดตั้งเทอร์โมคัปเปิลเพื่อวัดอุณหภูมิผิววัสดุ

วิธีการติดตั้งเทอร์โมคัปเปิล เพื่อใช้วัดอุณหภูมิที่พื้นผิวทำได้หลายลักษณะ ทั้งนี้ขึ้น
 อยู่กับสภาพของวัตถุนั้น ๆ เช่น ขนาด ความหนา,บางของวัสดุ รูปแบบของการถ่ายเทความ
 ร้อน ตัวอย่างการติดตั้งในรูปของวัตถุเป็นการติดตั้งเทอร์โมคัปเปิลอย่างถาวรที่พบอยู่โดยทั่ว
 ไป เมื่อต้องการวัดอุณหภูมิที่ผิวของโลหะบางโดยการเชื่อม Measuring Junction ลงบนผิวของ
 ด้านที่ต้องการวัดอุณหภูมิ เป็นการวัดอุณหภูมิที่ผิวของโลหะบาง แต่จุด Measuring Junction
 และผิวของวัสดุที่ต้องการทราบอุณหภูมิที่ไม่ได้เชื่อมต่อเข้ากันโดยตรง แต่ใช้โลหะอีกอัน
 หนึ่ง (Collecting pad) เป็นตัวกลาง เพื่อให้การเตรียม Measuring Junction และการเชื่อมต่อเข้า
 กับพื้นผิวของโลหะเป็นไปได้โดยง่าย และแข็งแรง แต่จะให้ผลการวัดต่ำกว่าสำหรับวัสดุที่หนา
 นั้น เพื่อให้ผลการวัดถูกต้องยิ่งขึ้น การติดตั้งสามารถทำได้โดยฝังอยู่ในเนื้อโลหะโดยการเจาะ
 ร่องบนผิวของโลหะและเชื่อมต่อจุด Measuring Junction ลงในร่อง

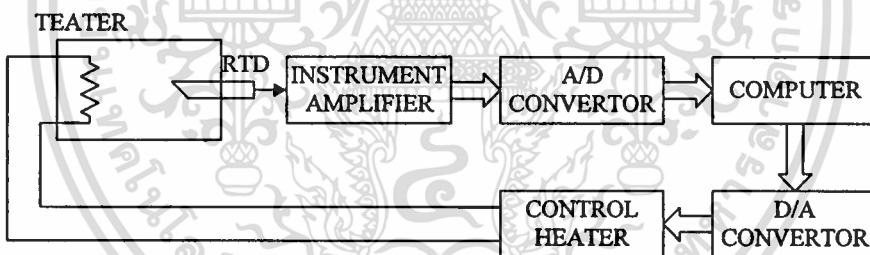
ผิวด้านนอกจะถูกลบให้เต็มเหมือนสภาพเดิมด้วยซีเมนต์, การติดตั้งอีกวิธีหนึ่งคือ
 การเจาะผิววัสดุอีกด้านหนึ่งเข้ามาให้ใกล้กับผิวด้านที่ต้องการวัดอุณหภูมิ และเชื่อมต่อ
 Measuring Junction เข้ากับปลายสุดของรูที่เจาะ เหมาะสำหรับงานที่มีความดันไม่สูงนัก แต่
 ต้องการผลการวัด (Response) ที่รวดเร็ว แต่สำหรับการวัดอุณหภูมิที่ผิวด้านนอกของท่อ ท่อ
 ที่จัดเตรียมไว้แล้ว ที่เรียกว่า Chordal สามารถใช้ได้ดี ท่อช่วงนี้ต้องสั่งซื้อมาเป็นพิเศษ โดย
 กำหนดชนิดของโลหะ, ขนาดของท่อ, ยานอุณหภูมิที่ต้องการวัด แล้วติดตั้งท่อที่จัดเตรียม
 เทอร์โมคัปเปิลไว้ภายในนี้ลงบนบริเวณที่ต้องการทราบอุณหภูมิที่ผิวของท่อ

บทที่ 3

การออกแบบ การสร้าง และการทำงาน

3.1 โครงสร้างของโครงการ

หลักการของโครงสร้างของ เครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิ (CONTROLLED-TEMPERATURE BY MICRO-CONTROLLER FOR STERILIZER) หลักการใหญ่ๆ จะอยู่ที่ระบบควบคุมซึ่งในโครงการนี้จะใช้หลักการของ ON - OFF CONTROL โดยจะนำเอาค่าอุณหภูมิที่ซีพียู ประมวลผลมาได้ ไปทำการลดหรือเพิ่มระดับของความร้อนให้ลงมาถึงจุดที่เราต้องการและให้คงที่ตลอดไปเพื่อที่จะให้ศึกษาได้อย่างละเอียดถึงโครงสร้างต่างๆ ของ เครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิ (CONTROLLED-TEMPERATURE BY MICRO-CONTROLLER FOR STERILIZER)จะต้องศึกษาจากผังการทำงานดังนี้



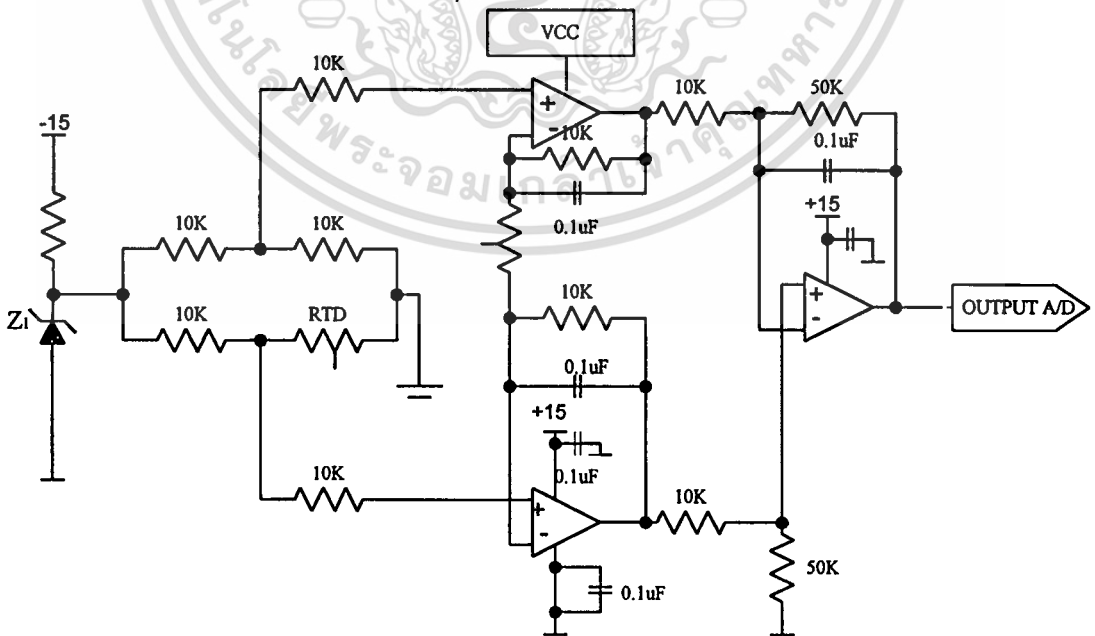
รูปที่ 3.1 ผังการทำงานของวงจรเครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์

จากรูปที่ 3.1 จะเห็นว่ามีส่วนกำเนิดความร้อนเป็นตัวให้ความร้อนแก่ระบบ และมีอาร์ทีดีเป็นตัวตรวจจับอุณหภูมิโดยมีการเปลี่ยนแปลงค่าตามอุณหภูมิเพื่อจะไปเปลี่ยนแปลงแรงดันให้กับวงจรตรวจจับอุณหภูมิซึ่งอยู่ในภาคขยายจากเครื่องมือวัดแล้วทำการขยายสัญญาณให้แรงขึ้นแล้วจึงส่งสัญญาณที่ได้ไปยังภาคแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิตอลเพื่อเปลี่ยนแรงดันจากแอนาลอกให้เป็นระดับแรงดันทางดิจิตอลเพื่อส่งไปยังคอมพิวเตอร์เพื่อประมวลผลว่าจะต้องทำการเพิ่มหรือลดระดับของความร้อนขึ้นมาอีก คอมพิวเตอร์จึงส่งสัญญาณที่ประมวลผลได้ไปยังภาคแปลงสัญญาณจากดิจิตอลไปเป็นแอนาลอก เพื่อส่งไปยัง

ภาคควบคุมตัวกำเนิดความร้อนเพื่อทำการควบคุมอุณหภูมิโดยใช้หลักการเปรียบเทียบเฟสให้ตัวกำเนิดความร้อนนำกระแสได้มากหรือน้อยตามที่ต้องการซึ่งหลักการทำงานของวงจรแต่ละภาคจะกล่าวถึงต่อไป

3.2 การทำงานของวงจรภาคขยายจากเครื่องมือวัด

วงจรภาคขยายจากเครื่องมือวัดนี้จะใช้ตัวตรวจจับอุณหภูมิคืออาร์ทีดี แบบ 2 สายเป็นตัวเซ็นเซอร์โดยใช้วงจรวิธสโตนบริดจ์ เป็นวงจรตรวจวัดอุณหภูมิแต่เนื่องจากอาร์ทีดีที่ได้จากวงจรตรวจจับอุณหภูมิมีขนาดสัญญาณต่ำเราต้องทำการขยายสัญญาณก่อนที่จะทำการประมวลผลเนื่องจากสัญญาณที่ได้มามีขนาดเล็กมากดังนั้นจึงต้องทำการขยายสัญญาณที่ได้มาก่อนที่จะแสดงผล วงจรนี้แรงดันที่เลี้ยงวงจรตรวจจับอุณหภูมิมีค่าไม่คงที่ เนื่องจากอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไปซึ่งจะทำให้เกิดการผิดพลาดในการวัดได้ ดังนั้นจึงต้องมีการรักษาแรงดันให้คงที่โดยใช้ IC # LM 336-5 เป็นตัวรักษาแรงดันให้คงที่โดยมีการชดเชยทางอุณหภูมิในตัวเองเมื่อ ความร้อนของตัวกำเนิดความร้อนที่ใช้อาร์ทีดี ตรวจจบบมากขึ้น ค่าความต้านทานของอาร์ทีดีก็จะมากขึ้นค่าสเปกของอาร์ทีดี ทำให้สมคูลย์บริดจ์เกิดการเปลี่ยนแปลงซึ่งทำให้แรงดันเปลี่ยนแปลงตาม จะทำให้อัตราการขยายเปลี่ยนแปลงตามโดยที่อัตราขยายในวงจรจะถูกแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนแรกมี ออปแอมป์ LIA กับ LIB และส่วนที่ 2 มี ออปแอมป์ L2A

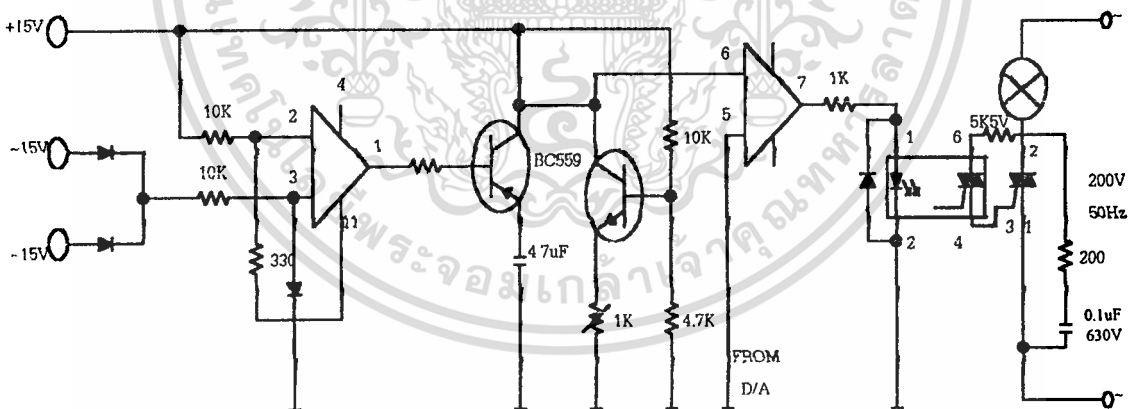


รูปที่ 3.2 วงจรภาคขยายจากเครื่องมือวัด

โดยที่อัตราขยายส่วนแรกจะถูกควบคุมโดย R8,R9 และ VR1 จากวงจรจะได้อัตราขยายส่วนแรกเป็น 10 เท่ากว่าๆ และส่วนที่ 2 จะถูกควบคุมอัตราขยายโดย R12 และ R10 ทำให้ได้อัตราขยายรวมมีค่าเท่ากับ $A1 * A2$ เท่ากับ 50 กว่าเท่าโดยที่ C1-C7 ต่อไว้เพื่อลดสัญญาณรบกวนจากภายนอกที่เข้ามาในวงจรเนื่องจากสายนำสัญญาณของอาร์ทีดียาวมาก การเพิ่มตัวเก็บประจุนี้ไม่มีผลต่อสมมูลย์ของบริคจ์ในทางแรงดันกระแสตรง ดังนั้นสัญญาณที่ได้ยังคงมีความถูกต้องอยู่เช่นเดิม

3.3 การทำงานของวงจรควบคุมตัวกำเนิดความร้อน

จากวงจรรูป 3.3 เราจะเอาพูลเวฟจากการเรกติไฟร์มาเปรียบเทียบกับ V_{cc} จะได้ผลต่างระหว่างขา 2 กับ ขา 3 ประมาณ 0.6 V ทำให้เราได้เออร์พุตออกมาที่ขา 1 เป็นสัญญาณพัลส์ ช่วงลบแคบๆ เพื่อนำไปเป็นไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์เพื่อให้ทรานซิสเตอร์นำกระแส เพราะว่าทรานซิสเตอร์เป็นแบบ PNP ขณะที่ทรานซิสเตอร์นำกระแสจะทำให้ C 4.7 uF ทำการ ชาร์จกระแสและในช่วงที่ทรานซิสเตอร์ (BC 559) ไม่นำกระแส C 4.7 uF จะทำการ คีลชาร์จ



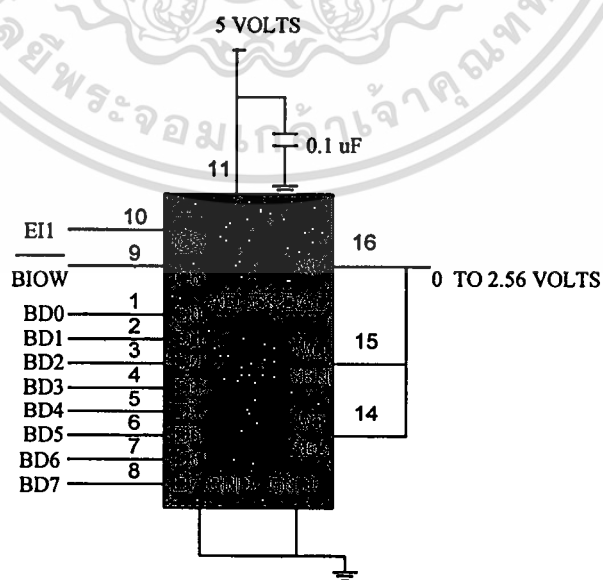
รูปที่ 3.3 วงจรของภาคควบคุมตัวกำเนิดความร้อน

ออกมาโดยมีทรานซิสเตอร์(BC 546)ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่โดยมีVR 1K เป็นตัวปรับคาบเวลาของพัลส์ที่ได้จะมีลักษณะคล้ายกับสัญญาณฟันเลื่อย ซึ่งจะส่งไปเปรียบเทียบกับแรงดันที่ขา 6 เพื่อเปรียบเทียบกับแรงดันจากขา 5 ซึ่งเป็นสัญญาณ แอนาลอก ค่าต่างๆซึ่งจะถูกส่งมาจากคอมพิวเตอร์ผ่านวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนาลอก แล้วจึงส่งมาเปรียบเทียบกับที่ IC # 324 ทำให้ได้เออร์พุตที่ขา 7 ของ IC ออกมาเป็นพัลส์ แคบๆโดยนำพัลส์บวกที่ได้นี้ไป

มาจากคอมพิวเตอร์ผ่านวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนาลอก แล้วจึงส่งมาเปรียบเทียบกับที่ IC # 324 ทำให้ได้เอาต์พุตที่ขา 7 ของ IC ออกมาเป็นพัลส์ แคบๆ โดยนำพัลส์บวกที่ได้นี้ไปทริกโฟโตไดโอดแอกให้ไดรแอกนำกระแส โดยพัลส์ที่นำไปทริกนี้จะถูกเปรียบเทียบกับเฟสจากไฟกระแสสลับ เพื่อทำการทริกตัวกำเนิดความร้อนให้นำกระแสที่มุมต่างๆ มากน้อยแค่ไหนก็ได้ เพื่อควบคุมความร้อนที่ตัวกำเนิดความร้อนจะทำการแผ่ไปได้ในตู้อบความร้อน

3.4 การทำงานของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนาลอก

จากรูป 3.4 จะมี IC # AD 558 ซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณจากดิจิทัลเป็นแอนาลอก ซึ่งภายใน IC # AD 558 จะมีผังการทำงานตามจำนวน 8 บิต ซึ่งจะมี 8 แลตซ์ โดยจะรับสัญญาณดิจิทัลที่เป็นเลขฐาน 2 โดยจะรับสัญญาณดิจิทัลมาจากหน่วยประมวลผลในคอมพิวเตอร์ส่งสัญญาณออกมาเอาต์พุตในแต่ละแลตซ์จะเป็นตัวควบคุมสวิตซ์ทรานซิสเตอร์ให้นำกระแสซึ่งจะต่อไปยังส่วนของวงจรความต้านทานซึ่งต่อเป็นแลตเคอร์ โดยแรงดันที่แต่ละแลตซ์จะเป็นแรงดันเปรียบเทียบ ต่ออยู่กับวงจรแลตเคอร์ จะเป็นตัวควบคุมในแต่ละย่านของแรงดันเอาต์พุต โดยที่เอาต์พุตของออปแอมป์จะมีค่าเป็นเท่ากับผลบวกของแต่ละบิตที่นำมาต่อเป็น SUMMING AMP ที่ออปแอมป์นั้นค่าที่เปลี่ยนแปลงแต่ละบิตจะมีค่าเท่ากับ $5/225$ เท่ากับ 0.02 V ฉะนั้นค่าที่เปลี่ยนแปลงในแต่ละบิตจะมีค่าเป็น 0.02 V บวกกันไปเรื่อยๆ จนครบ 225 ค่าทำให้ได้เอาต์พุตออกมามีค่าเท่ากับ 5 V



รูปที่ 3.4 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนาลอก

3.5 การทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิตอล

หลักการการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิตอล ตามหลักใหญ่ๆ คือ การแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นสัญญาณทางดิจิตอลซึ่งจะมี IC ซึ่งเป็นหลักใหญ่ๆ คือ IC # ADC 0804 ซึ่งเป็น IC # CMOS ขนาด 8 บิต โดยใช้ความแตกต่างของการ LADDER 265R สร้างขึ้นและ IC # ADC 0804 นี้ยังสามารถสร้างสัญญาณนาฬิกาขึ้นเองได้ภายในตัวโดยใช้วงจร RC ต่อร่วมภายนอกที่ขา 4 กับขา 19 ซึ่งจะใช้ R ค่า 3.3 K ต่อร่วมกับ C ค่า 0.2 uF เพื่อกำเนิดความถี่ 1.5 KH z ซึ่งหาได้จากสูตร $f_{clk} = 1/(1.1RC)$ การทำงานโดยการโดยการป้อนแรงดัน อินพุต เข้าที่ขา 6 ของ IC # ADC 0804 โดยต่อ C ค่า 0.1 uF ลงกราวด์เพื่อกันสัญญาณรบกวนและที่ขา 3 คือขา LIR กับขา 5 คือขา INTR นำมา SHORT กัน เพื่อต่อร่วมกับวงจรภายนอกเพื่อให้ IC # ADC 0804 ทำงานเป็นแบบ FREE RUNNING และที่ขา 20 คือขาแหล่งจ่าย จะเห็นว่ามี C ค่า 10 uF ต่อลงกราวด์เพื่อกันสัญญาณรบกวนและที่ขา 8 ซึ่งเป็นขาแอนาลอกกราวด์และขา 10 ซึ่งเป็นขาดิจิตอลกราวด์ซึ่งจะถูกต่อแยกออกจากกันเพื่อสัญญาณรบกวน เมื่อมีอินพุตเข้ามาที่ขา 6 ซึ่งเป็นสัญญาณทางแอนาลอก 0-5 V ที่ขา เอร์พุต 8 บิตคือ ขา 11-18 จะถูกถอดรหัสโดยการหาร 8 บิต เข้าไปใน 2 HEX CHARACTER ทำให้ได้เอร์พุตออกมาเป็นดิจิตอลซึ่งเป็นเลขฐาน 2 จำนวน 8 บิตออกมาที่ เอร์พุต เพื่อส่งไปยังภาคควบคุมต่อไป

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

กล่าวนำ

บทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของการทดลอง โดยจะกล่าวถึงขั้นตอนและผลการทดลองแต่ละส่วนย่อยของวงจร และวงจรย่อยมาประกอบกันเพื่อให้ได้ผลตามทฤษฎีและแนวทางการออกแบบ

4.1 การทดลองวงจรแปลงสัญญาณจากดิจิทัลเป็นแอนาลอก

ขั้นตอนการทดลอง

การต่อวงจรแปลงสัญญาณจากดิจิทัลเป็นแอนาลอกตามที่ออกแบบไว้

1. ป้อนสัญญาณดิจิทัล 8 บิต เข้าที่ขา 1 ถึง 8 ของไอซี AD 558 DAC ซึ่งเป็นขาอินพุตของวงจร โดยที่ลอจิก 1 เป็น แรงดันไฟกระแสตรง 5 โวลต์ ลอจิก 0 เป็นแรงดันไฟตรง 0 โวลต์

2. นำมิเตอร์จับที่ขา 16 ของ ไอซี AD 558 DAC ซึ่งเป็นขาเอาต์พุตของวงจร

3. เปลี่ยนไปเรื่อยๆ จนครบจาก 00000000 ถึง 11111111

ผลการทดลองวงแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนาลอก

บิต INPUT	V out (volt)
00000000	0
00000001	0.019
00000010	0.041
00000011	0.059
00000100	0.078
00000101	0.103
00000110	0.118
:	:
11111111	5.03

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าเราเปลี่ยนแปลงค่าไปทีละ 1 บิต จะเห็นได้ว่าแรงดัน โวลต์ จะเปลี่ยนแปลงไปทีละประมาณ 0.02 โวลต์

4.2 การทดลองวงจรแปลงสัญญาณจากแอนาล็อกเป็นดิจิตอล

ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการต่อวงจรแปลงสัญญาณจากแอนาล็อก เป็นดิจิตอลตามที่ออกแบบไว้

1.1 ป้อนแรงดันไฟตรงจาก 0 โวลต์ และเพิ่มแรงดัน จนถึง 5 โวลต์ เข้าที่ขา 6 ของไอ ซี ADC 0804 ซึ่งเป็นขาอินพุตของวงจร

1.2 ต่อ แอลอีดี ที่ขา 11 ถึง 18 ของไอซี ADC 0804 ซึ่งเป็นขาเอาต์พุต สังเกตสถานะ ถ้าบิตใดเป็น 1 แอลอีดี จะติด

ผลการทดลองของวงจรแปลงสัญญาณจากแอนาล็อกเป็นดิจิตอล

Vin (Volt)	บิต (Output)
0	00000000
0.019	00000001
0.041	00000010
0.059	00000011
0.08	00000100
0.102	00000101
:	:
5.3	11111111

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าถ้าเราเปลี่ยนแปลงค่าแรงดัน I/P ไปทีละประมาณ 0.02 V จะทำให้จำนวนบิตที่เอาต์พุตเปลี่ยนแปลงไปทีละ 1 บิต ทำให้เมื่อครบ 255 สเต็ป ทำให้ได้แรงดันที่เอาต์พุตเท่ากับ 5V และบิตที่เอาต์พุตเป็น 11111111 บิต

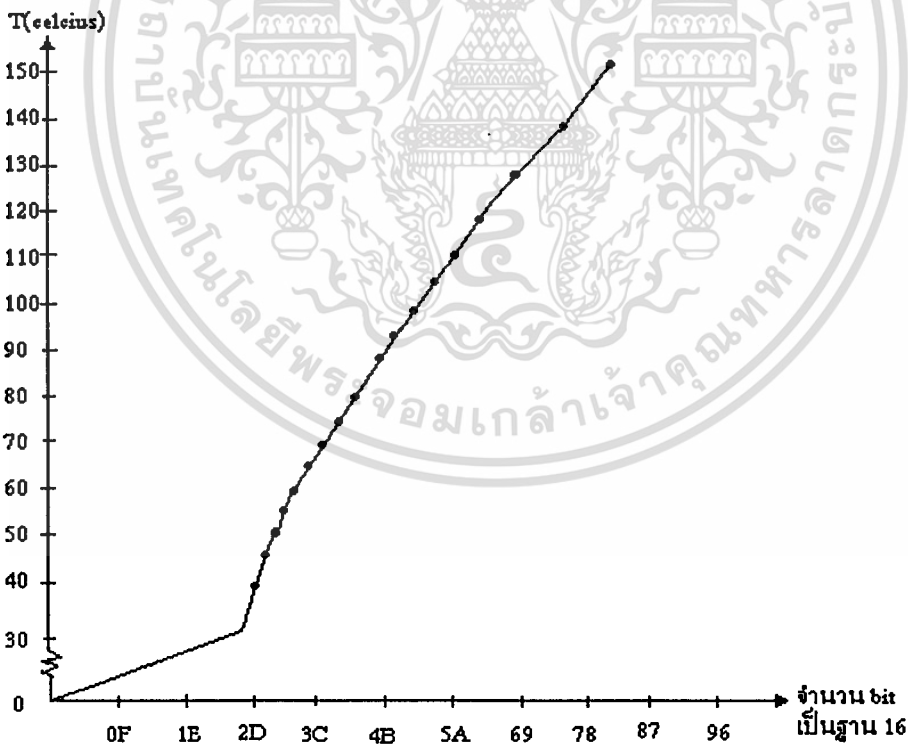
4.3 การทดลองการต่อวงจรขยาย จากเครื่องมือวัดต่อร่วมกับวงจรแปลงสัญญาณจากแอนาโลกเป็นดิจิตอล

ขั้นตอนการทดลอง

1. นำภาคเอาต์พุตของวงจรขยายจากเครื่องมือวัดต่อเข้าที่อินพุตของวงจรแปลงสัญญาณจากแอนาโลกเป็นดิจิตอล

2. ทำการเพิ่มอุณหภูมิที่อาร์ทีดีขึ้นไปเรื่อยๆ จนถึงประมาณ 150 องศาเซลเซียส และสังเกตที่ภาคเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณจากแอนาโลกเป็นดิจิตอล แอลดีดี จะเปลี่ยนสถานะไปเรื่อยๆ ดังผลการทดลอง

ผลการทดลองต่อวงจรขยายจากเครื่องมือวัดต่อร่วมกับวงจรแปลงสัญญาณจากแอนาโลกเป็นดิจิตอล

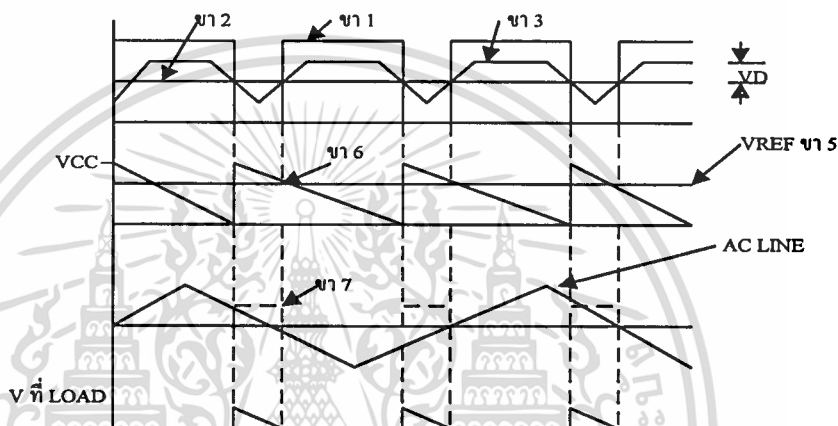


รูปที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิเทียบกับ เอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณจากแอนาโลกเป็นดิจิตอล

การทดลองวงจรควบคุมตัวกำเนิดความร้อน

ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการประกอบวงจรควบคุมตัวกำเนิดความร้อน ตามที่ออกแบบไว้
2. นำออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่ขา 1,2,3,5,6,7 ของไอซี เบอร์ LM 324 จะได้สัญญาณดังแสดงในผลการทดลอง



รูปที่ 4.4 ผลการทดลองวงจรควบคุมตัวกำเนิดความร้อน

4.4 การทดลองหาความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับเวลา

ขั้นตอนการทดลอง

ทำให้เครื่องฆ่าเชื้อ โรคมี่อุณหภูมิตามอุณหภูมิห้องทดลอง

1. ทำการตั้งอุณหภูมิเครื่องฆ่าเชื้อ โรคมี่ที่กำหนดจาก 35-100 องศาเซลเซียส
2. จับเวลาตั้งแต่เครื่องฆ่าเชื้อ โรคมี่เริ่มทำงานจนถึงอุณหภูมิที่ 100 องศาเซลเซียส

ผลการทดลองความสัมพันธ์ระหว่าง อุณหภูมิกับเวลา

อุณหภูมิ(องศาเซลเซียส)	เวลา(นาที)
35	0
50	1.45
100	5.30

4.5 สรุปผลการทดลองและวิจารณ์

จากผลการทดลองในเรื่องของวงจรดิจิทัลเป็นแอนะล็อกจะพบว่าค่าที่เปลี่ยนแปลงในแต่ละ บิต จากวงจรจะใช้ 8 บิต ทำให้มีค่าเปลี่ยนแปลงไป 255 ค่า โดยที่แต่ละค่าจะมีค่าแรงดัน เอาท์พุท เปลี่ยนแปลงไปประมาณ 0.02 V ซึ่งถ้านำค่าที่เปลี่ยนแปลงไปในแต่ละ บิต ซึ่งมี 255 ค่านำมาบวกกันจนครบ 255 ค่าจะทำให้ได้แรงดัน เอาท์พุท ออกมาประมาณ 5V ตามที่ต้องการ

จากผลการทดลองในเรื่องของวงจร CONVERTER HEATER จะพบว่าเราจะออกแบบให้มีพัลส์ช่วงลบแคบๆเพื่อนำไปไบอัสให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสโดยเราจะอาศัยหลักการของ C-CHARGE และ DISCHARGE เพื่อให้ได้สัญญาณเป็นฟันเลื่อยโดยจะนำสัญญาณที่ได้ไปเปรียบเทียบกับ V_{ref} เพื่อให้ได้ พัลส์ ตามที่ต้องการโดยที่เราสามารถปรับได้และเราจะนำพัลส์ที่ได้ไปเปรียบเทียบกับไฟ AC เพื่อทำการเลือกมุมทริกที่โหลดมากหรือน้อยแล้วแต่การควบคุม

จากผลการทดลองในเรื่องของวงจรภาคขยายจากเครื่องมือวัดยังไม่สามารถที่จะให้ผลการทดลองที่แน่นอนได้เนื่องจากว่าวงจรที่ออกแบบมานั้น ยังทำงานได้ไม่เสถียรเท่าที่ควรจากการที่พัลส์เปลี่ยนแปลงค่าซึ่งค่อยๆเปลี่ยนแปลงค่าทีละน้อยๆทำให้แรงดันที่ เอาท์พุท ไม่ค่อยจะเปลี่ยนแปลงอย่างเห็นได้ชัด

จากผลการทดลองของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลจะพบว่าค่าที่เปลี่ยนแปลงในแต่ละบิตที่เอาท์พุทจากวงจรที่ใช้ 8 บิตทำให้มีค่าเปลี่ยนแปลงไป 255 ค่า โดยที่แต่ละค่าจะมีแรงดันอินพุทเปลี่ยนแปลงไปที่ละประมาณ 0.02 V ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงที่ เอาท์พุท เปลี่ยนแปลงไปที่ละ 1 บิต จนครบ 255 ค่า ซึ่งทำให้แรงดันที่อินพุท เปลี่ยนแปลงไปจนถึงค่าสูงสุด คือ 5V ซึ่งทำให้จำนวนบิตที่เอาท์พุทเปลี่ยนแปลงไป เป็น 1 1 1 1 1 1 1 1 ครบทั้ง 8 บิตตามที่ต้องการ

สรุปผลการทดลองเมื่อนำวงจรแต่ละภาคมาต่อรวมกันเพื่อให้ได้เป็นวงจรที่สมบูรณ์ และเพื่อให้ได้การทำงานของเครื่องที่สมบูรณ์ พบว่าอุณหภูมิของเทอร์โมมิเตอร์เมื่อเทียบกับการแสดงผลของแอลซีดีนั้นในช่วงที่อุณหภูมิกำลังเพิ่มขึ้นนั้นอุณหภูมิของเทอร์โมมิเตอร์จะขึ้นไวกว่าอุณหภูมิที่แสดงบนแอลซีดีเนื่องจากการที่พัลส์จะเปลี่ยนแปลงค่าน้อยๆทำให้วงจรภาคขยายจากเครื่องมือวัดเปลี่ยนแปลงค่าน้อยๆทำให้การแสดงผลบนจอ แอลซีดีช้ากว่าของ

เทอร์โมมิเตอร์แต่เมื่ออุณหภูมิถึงจุดที่กำหนด ก็จะทำให้อุณหภูมิของ เทอร์โมมิเตอร์กับ อุณหภูมิที่แสดงบนจอแอลซีดีมีค่าใกล้เคียงกันการแก้ปัญหาดังกล่าวนี้ คือ เพิ่มตัวตรวจจับ อุณหภูมิเข้าไปอีกจะทำให้ค่าที่วัดได้มีค่าแน่นอน ส่วนปัญหาอีกแบบหนึ่ง คือ เรื่องการระบาย ความร้อน คือ ระบบต้องใช้พัดลมเป่าเพื่อช่วยระบายความร้อน แต่เนื่องจากระบบของผู้ทำไม่ ได้ใช้พัดลมเป่าทำให้การระบายความร้อนของระบบไม่ดีเท่าที่ควร จึงต้องแก้ไขในโอกาสต่อไป



บทที่ 5

บทสรุปปัญหาแนวทางการแก้ปัญหาและพัฒนา

5.1 บทสรุป

การทำปฏิญานิพนธ์เรื่อง การฆ่าเชื้อโรคด้วยความร้อน ที่ควบคุมอุณหภูมิได้นี้ เป็นแนวคิดที่น่าเอา หลักการของทฤษฎี การควบคุมป้อนกลับมาประยุกต์ใช้มี ไมโครคอนโทรลเลอร์ เป็นอุปกรณ์ที่นำมาใช้งานตามแนวทางการออกแบบทางทฤษฎีเพื่อเป็นการพัฒนาเครื่องมือทางการแพทย์ขึ้นมาใช้งานลดการนำเข้าเครื่องที่มีราคาสูงจาก ต่างประเทศ โดยใช้วัสดุต่างๆ ที่มีอยู่ภายในประเทศทำให้สามารถ นำไปใช้ยังสถานพยาบาลที่ห่างไกล

สำหรับการทำปฏิญานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอแนวทางหนึ่งที่น่าเอาหลักการ ของ การควบคุมป้อนกลับมาใช้งาน ผนวกกับการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ เมื่อทดสอบเพื่อ ประเมินผลงานเป็นที่น่าพอใจเป็น ไปตามวัตถุประสงค์ที่กำหนดไว้ และระบบที่ออกแบบมี เสถียรภาพดีพอสมควร

5.2 ปัญหาและแนวทางการแก้ปัญหา

ในการทำปฏิญานิพนธ์นี้ปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้นจากการดำเนินงาน ซึ่งสามารถสรุปได้ ดังนี้

1. อุปกรณ์ตรวจจับอุณหภูมิ มีประสิทธิภาพต่ำกว่าในคุณสมบัติที่กำหนดมาให้ในคู่มือ การเปลี่ยนค่าความต้านทาน จึงมีช่วงค่อนข้างแคบ การแก้ปัญหาต้องออกแบบให้ภาค ขยายจากเครื่องมือวัด มีช่วงทำการขยายมากขึ้นและชดเชยค่าความต้านทาน ที่เปลี่ยนแปลงในช่วงแคบๆ

2. เนื่องจากมีวงจรที่ต้องทำงานร่วมหลายวงจรเมื่อนำมาต่อรวมกันทำให้ ค่าความต้านทานของวงจรเพื่อให้ได้แรงดันที่ใช้งาน จึงต้องปรับเปลี่ยนอุปกรณ์ที่จะต้องเชื่อมแต่ละ วงจรเพื่อให้ได้แรงดันเหมาะสมกับการใช้งาน

3. ในการทำงานของ เครื่องฆ่าเชื้อโรค จะต้องแปลงสัญญาณจากแอนาลอก เป็น ดิจิตอลและแปลงจากดิจิตอลเป็นแอนาลอก ทำให้เกิดการหน่วงเวลาบางครั้งทำให้ การควบ

คุมอุณหภูมิได้ไม่แม่นยำการแก้ปัญหาต้องมาแก้โปรแกรมในการควบคุมให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น

4. ในการทำงานของเครื่องฆ่าเชื้อโรค จะเกิดความร้อน อาจทำให้เกิดอันตรายขึ้นได้ การแก้ปัญหาควรวาวสุกกันความร้อนมาบรอบๆ เครื่องฆ่าเชื้อโรค

5. เนื่องจากอุปกรณ์กำเนิดความร้อน ใช้กำลังงานสูงมากทำให้ ไตรแอกซึ่งเป็นอุปกรณ์ในภาคควบคุมตัวกำเนิดความร้อนเสียหายได้ การแก้ปัญหาคต้อง ไตรแอกที่ทนกำลังงานสูงกว่ากำลังงานของอุปกรณ์กำเนิดความร้อน

6. ในการออกแบบกล่อง ไม่สามารถหาร้านทำกล่องให้ ชูดควบคุมและตัวกำเนิดความร้อนอยู่ในกล่องเดียวกันได้ แก้ปัญหาโดยการแยกเป็น 2 กล่อง ระหว่างกล่องชูดควบคุม และตัวกำเนิดความร้อนเพื่อง่ายต่อการทำความสะอาดและการตรวจซ่อม

5.3 แนวทางการพัฒนา

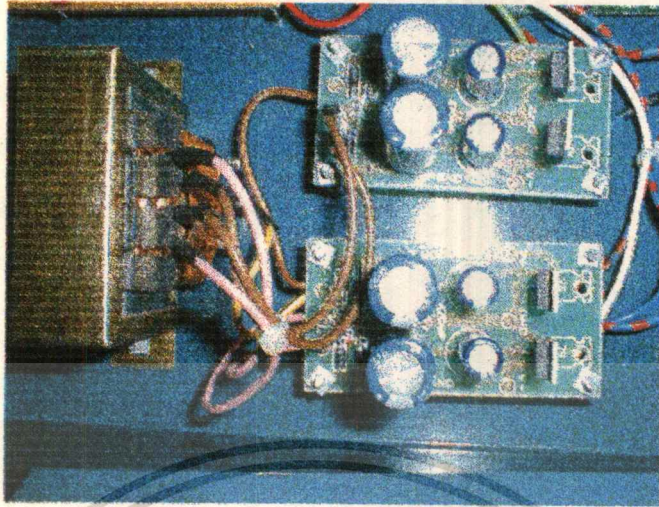
1. อุปกรณ์จากภาคขยายจากเครื่องมือวัดในปัจจุบันมีการทำมาให้เหมาะสมกับ แต่ละงานและ ขยายสัญญาณได้ค่อนข้างดีกว่า การออกแบบต่อไปเป็น ภาคๆ สามารถศึกษาคุณสมบัติแต่ละเบอร์มีใช้ในการขยายสัญญาณ

2. เปลี่ยนอุปกรณ์ตรวจจับอุณหภูมิที่มี ประสิทธิภาพสูงหรือใช้ อุปกรณ์ชนิดอื่น แทนการเปลี่ยนค่าความต้านทานอุณหภูมิจะมีประสิทธิภาพดีกว่า

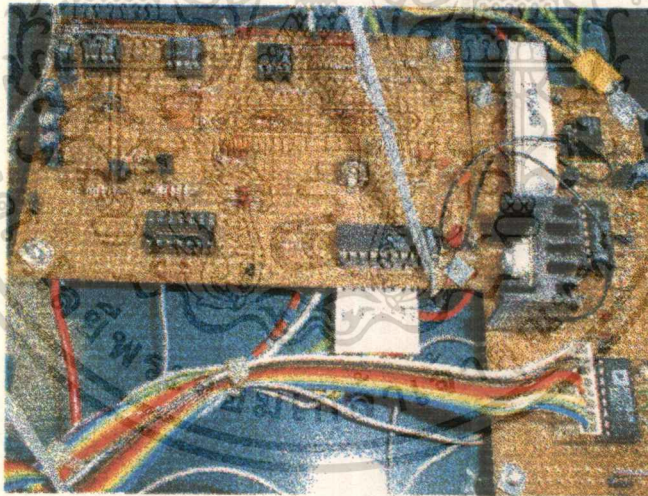
3. โปรแกรมที่ใช้ในการควบคุมในปัจจุบันมีการพัฒนานำเอาหลักใหม่ๆ มาพัฒนากระบวนการในการแก้ปัญหา เพื่อลดขั้นตอนและโปรแกรมมีประสิทธิภาพสูงขึ้น เช่น พืชซี โลกิกหรือ ไรบัสคอนโทรล ที่นำมาใช้งานอย่างกว้างขวาง

The seal of Rajabhat Buriram University is a circular emblem. It features a central sunburst with a crown-like structure below it. On either side of the central structure are two tiered stupas. The entire emblem is surrounded by a decorative border. The text 'ราชภัฏบุรีรัมย์' is written along the top inner edge of the seal, and 'มหาวิทยาลัยราชภัฏบุรีรัมย์' is written along the bottom inner edge.

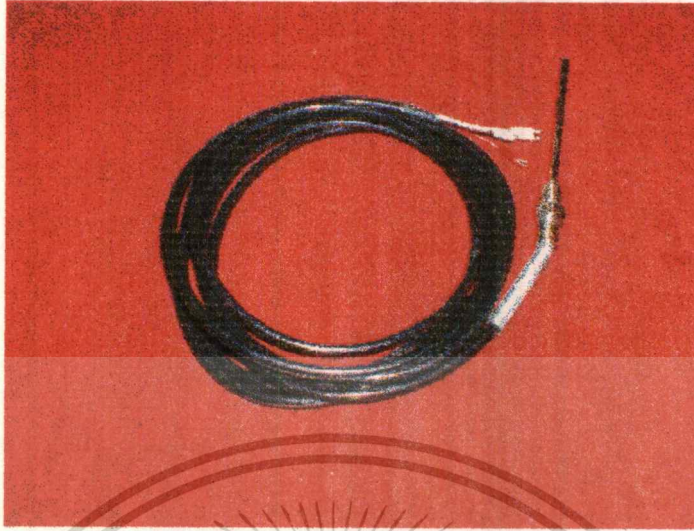
ภาคผนวก ก
รูปเครื่องต้นแบบของเครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์โดยใช้ไมโคร
คอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิ



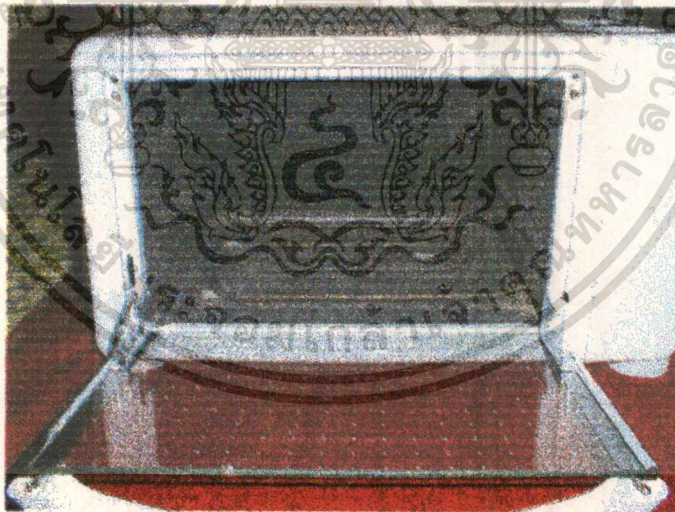
รูปที่ ก.1 แผงวงจรแหล่งจ่ายไฟ



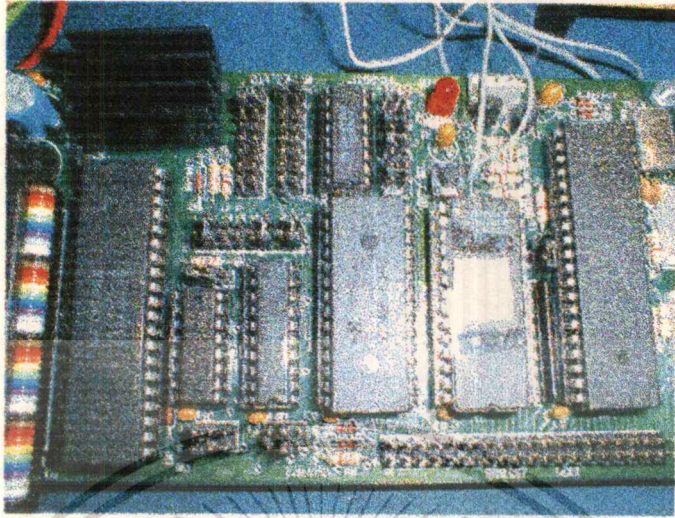
รูปที่ ก.2 แผงวงจรถ่ายทอดเครื่องมือวัดสัญญาณ และ
ควบคุมแหล่งกำเนิดความร้อน



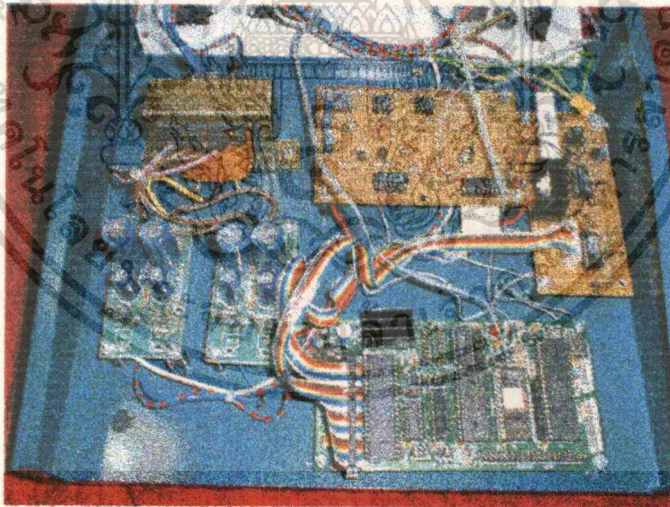
รูปที่ ก.3 อาร์ทีดี



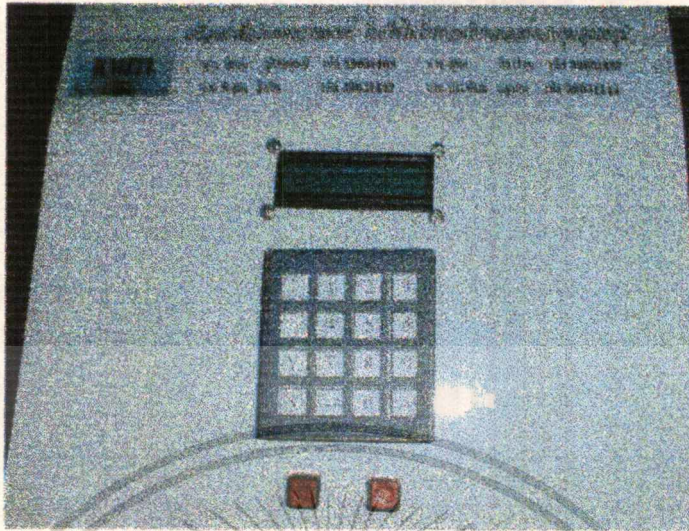
รูปที่ ก.4 ห้องฆ่าเชื้อโรค และชุดทำความร้อน



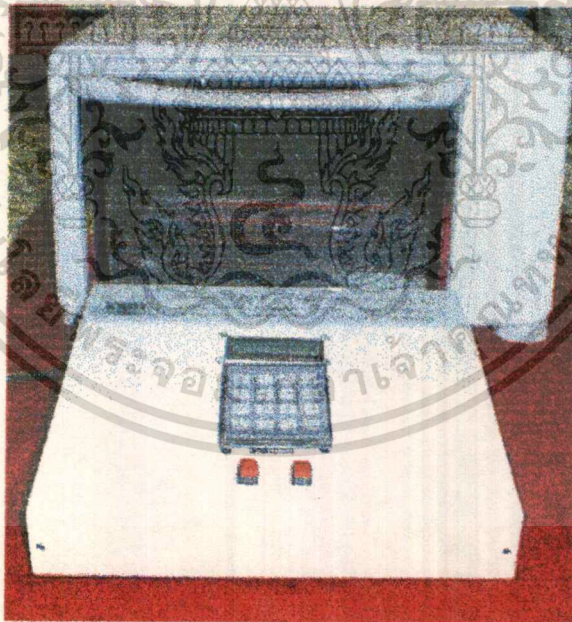
รูปที่ ก.5 ภาคควบคุม



รูปที่ ก.6 วงจรรวม



รูปที่ ก.7 รูปต้นแบบภายนอก

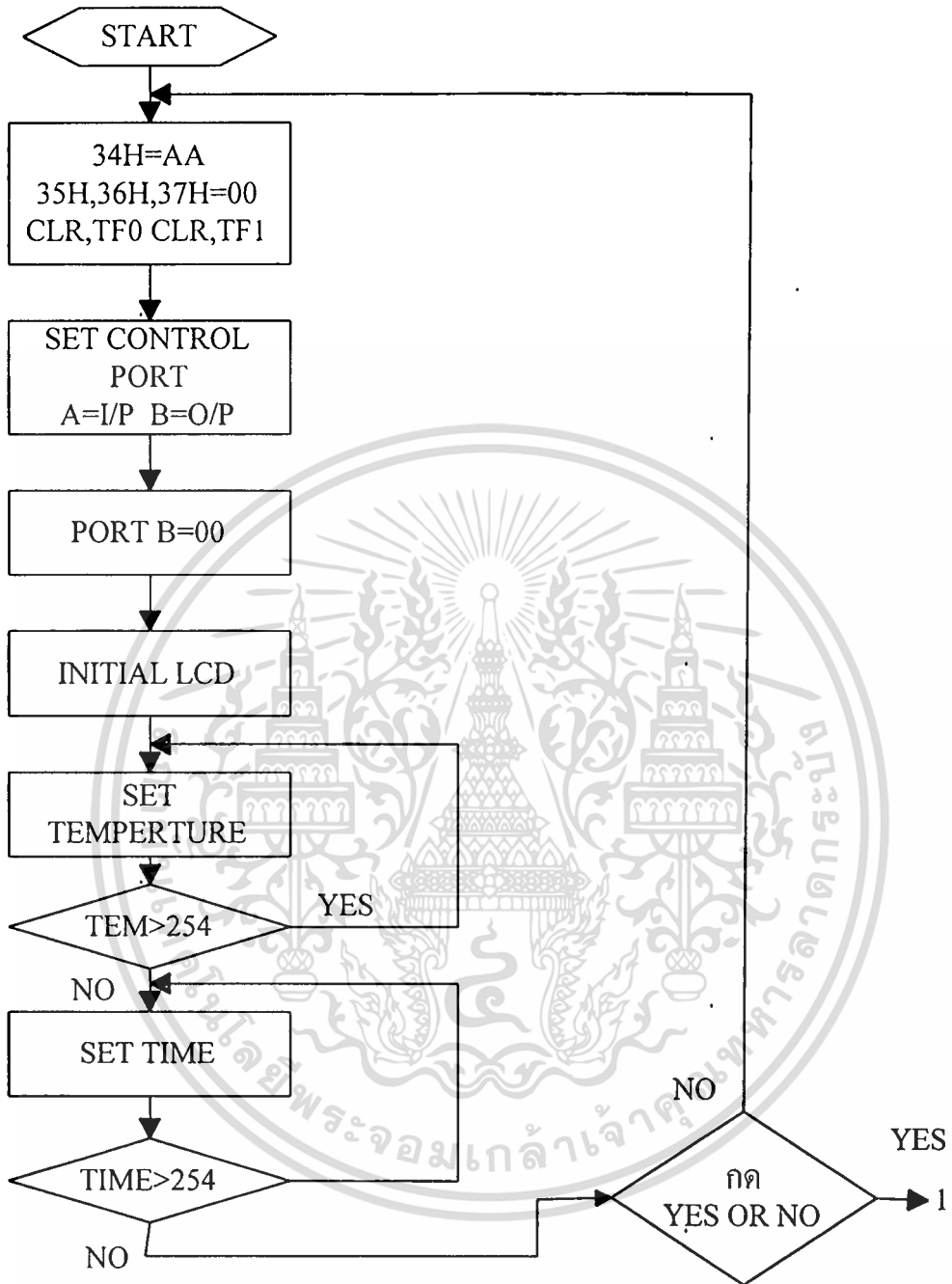


รูปที่ ก.8 รูปต้นแบบของเครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมอุณหภูมิ

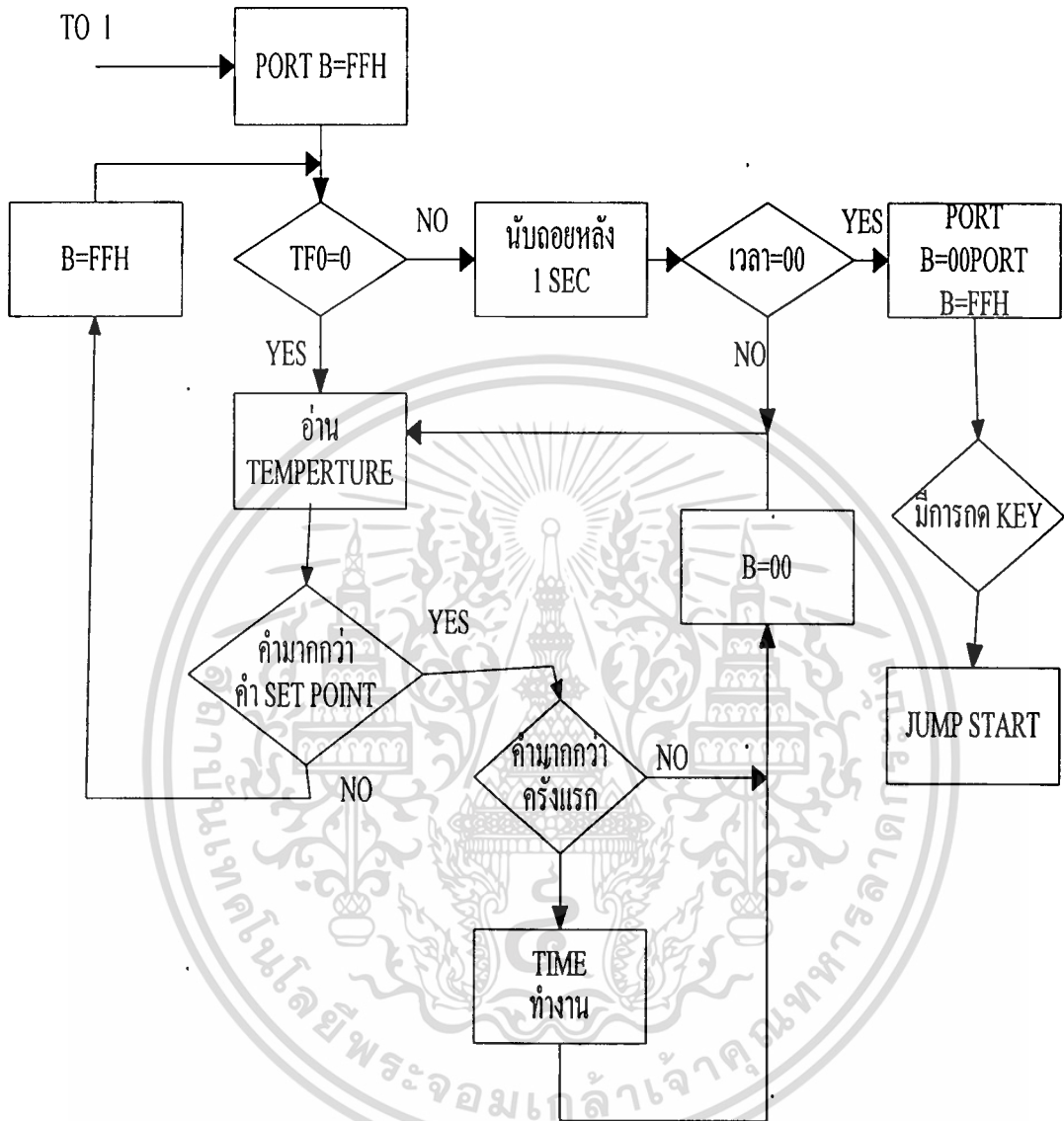


ภาคผนวก ข

ผังการทำงานและโปรแกรมการทำงาน



รูปที่ ข.1 ผังการทำงานของเครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์



รูปที่ ข.2 ฟังก์ชันการทำงานของเครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์

ORG 0000H

COMMAND EQU 0E0C0H ;LCD COMMAND

READBUSY EQU 0E0C1H ;LCD READ BUSY FLAG

WRITEDATA EQU 0E0C2H ;LCD WRITE DATA

READDATA EQU 0E0C3H ;LCD READ DATA

STIME EQU 0FFH ;LIMIT TIME

STEMP EQU 0FFH ;LIMIT TEMP

;

TIME_HIGH EQU 0ECH ;

;

TIME_HIGH EQU 0FFH ;SET TIME BASE

TIME_LOW EQU 0FFH ;

TMX EQU 53

STM EQU 4

ADJ_TEMP EQU 65

SSTART:

;

MOV P3,#0

;

CLR INT0

MOV P1,#0FFH

MOV 34H,#0AAH

MOV 35H,#00

MOV 36H,#00

MOV 37H,#00

CLR TF0

CLR TR0

MOV B,#100

KKK:

MOV DPTR,#0E0E3H

MOV A,#90H

MOVX @DPTR,A

MOV DPTR,#0E0E1H

```
MOV A,#00H
MOVX @DPTR,A ;CLEAR PORT B
DJNZ B,KKK
CALL INIT
CLR P3.2
LRX: MOV 31H,#0
```

```
MOV DPTR,#TEMP ;
CALL IN_MEM ;
CALL SCAN ;
```

```
MOV R0,#4AH
MOV R4,#0
LR3:
CALL TKEY
MOV A,30H
CJNE A,#2AH,S0
JMP LRX
```

```
S0: CJNE A,#23H,S1
JMP XYY
```

```
S1: SUBB A,#30H
X1:
```

```
XCH A,31H
MOV B,#10
MUL AB
MOV R4,B
CJNE R4,#0,LRX
```

```
ADD A,31H
JC LRX
MOV 31H,A
```

```

MOV B,#STEMP
; DIV AB
; JNZ LRX
SUBB A,B
JNC LRX
MOV @R0,30H
CALL SCAN
INC R0
JMP LR3

```

XYZ:

```

LRX1: MOV 32H,#0
      MOV DPTR,#TIME
      CALL IN_MEM
      CALL SCAN
      MOV R0,#4AH

```

```

LR31: CALL TKEY

```

```

MOV A,30H
CJNE A,#2AH,S01
JMP LRX1

```

```

S01: CJNE A,#23H,S11
      JMP XYZ1

```

```

S11: SUBB A,#30H

```

```

X11: XCH A,32H
      MOV B,#10

```



```
MUL AB
```

```
MOV R4,B
```

```
CJNE R4,#0,LRX1
```

```
ADD A,32H
```

```
JC LRX1
```

```
MOV 32H,A
```

```
MOV B,#STIME
```

```
; DIV AB
```

```
; JNZ LRX1
```

```
SUBB A,B
```

```
JNC LRX1
```

```
MOV @R0,30H
```

```
CALL SCAN
```

```
INC R0
```

```
JMP LR31
```

```
XY1:
```

```
MOV DPTR,#YESNO
```

```
CALL IN_MEM
```

```
CALL SCAN
```

```
CALL TKEY
```

```
MOV A,30H
```

```
CJNE A,#'Y',WV
```

```
JMP READY1
```

```
WV: CJNE A,#'N',XY1
```

```
JMP SSTART
```

```
READY1:
```

```
MOV DPTR,#SET
```

```
CALL IN_MEM
```



```

CALL SCAN
MOV A,#1
CALL DELAY_SEC
MOV DPTR,#READY
CALL IN_MEM
CALL SCAN
MOV A,#3FH
CALL DELAY_MS
;power on

```

```

MOV DPTR,#SSTEMP
CALL IN_MEM
CALL SCAN

```

```

GH: JB TF0,COUNT_DOWN
GG: CALL RTEMP
CALL RTIME

```

```

MOV A,#0FFH
CALL DELAY_MS

```

```

MOV A,31H
SUBB A,33H
JC XOFF
CALL DIMER_ON
JMP GH

```

```

XOFF: MOV A,34H
CJNE A,#0AAH,REX
JMP RUNTIME
REX: CALL DIMER_OFF
JMP GH

```

COUNT_DOWN:

```

    CLR TR0
    CLR TF0
    MOV 4CH,#7FH
    INC 36H
    MOV A,36H
    CJNE A,#STM,N100
    INC 37H
    MOV 36H,#0
    MOV A,37H
    CJNE A,#TMX,N100
    INC 37H
    DEC 32H
    MOV 37H,#0
N100: MOV A,32H
    SETB TR0
    CJNE A,#0,GG
    CALL DIMER_OFF
    MOV DPTR,#POWER_OFF
    CALL IN_MEM
    CALL SCAN
    MOV 35H,#11H
    CALL TKEY
    CLR TR0
    JMP 0000H

```

RUNTIME:

```

    MOV 34H,#0
    MOV TMOD,#01
    MOV TH0,#TIME_HIGH ;65536-10000

```

```

MOV TL0,#TIME_LOW ;LOAD 10 mS
SETB TR0
JMP REX

```

DIMER_ON:

```

MOV DPTR,#0E0E1H ;SEND 0FFH FORM PORT B TO ON DIMER
MOV A,#0FFH ;
MOVX @DPTR,A ;
SETB INT0
RET

```

DIMER_OFF:

```

MOV DPTR,#0E0E1H ;SEND 0FFH FORM PORT B TO ON DIMER
MOV A,#00H ;
MOVX @DPTR,A ;
CLR INT0
RET

```

RTIME: MOV A,32H

MOV 4DH,#20H

MOV 4EH,#20H

MOV 4FH,#20H

MOV R0,#4FH

CALL HE

RET

;READ DATA FROM A > D

RTEMP:

MOV DPTR,#0E0E0H ;READ TEMP FROM A=>D FROM PORT A

MOVX A,@DPTR

SUBB A,#ADJ_TEMP

```

; ADD A,#ADJ_TEMP
MOV 33H,A      ;INPUT DATA FROM A=>D TO MEMORY 33H
MOV 40H,#20H
MOV 41H,#20H
MOV 42H,#20H
MOV R0,#42H
CALL HE
RET

```

HE:

```

; MOV A,33H
; MOV R0,#42H  START MEM DEC
KVY: MOV B,#10
      DIV AB

      PUSH ACC
      MOV A,B
      ADD A,#30H
;     MOV @R0,#20H
      MOV @R0,A
      DEC R0
      POP ACC
      ORL A,#00H
      JNZ KVY
      CALL SCAN
      RET

```

;IN PUT KEY BOARD

TKEY:

```

MOV 30H,#0
MOV DPTR,#TABLE_KEY

```

TK1: MOV P1,#11111110B

```

CALL CKX
MOV P1,#11111011B
CALL CKX
MOV P1,#11101111B
CALL CKX

```

```

MOV P1,#10111111B
CALL CKX

```

```

MOV A,30H
ORL A,#00
JZ TKEY
RET

```

```

SET_DATA:

```

```

MOV A,#00H
MOVC A,@A+DPTR
MOV 30H,A

```

```

NO_D: NOP

```

```

JNB P1.1,NO_D

```

```

NOP

```

```

JNB P1.3,NO_D

```

```

NOP

```

```

JNB P1.5,NO_D

```

```

NOP

```

```

JNB P1.7,NO_D

```

```

NOP

```

```

RET

```

```

CKX:

```

```

MOV A,35H
CJNE A,#11H,MSX
CALL TSP

```

MSX: JNB P1.1,SET_DATA

INC DPTR

JNB P1.3,SET_DATA

INC DPTR

JNB P1.5,SET_DATA

INC DPTR

JNB P1.7,SET_DATA

INC DPTR

RET

JMP SSTART

SCAN: PUSH DPH

PUSH DPL

PUSH 00

MOV A,#80H

CALL BLOCK2

MOV B,#8

MOV R0,#40H

L1:

MOV A,@R0

CALL WRITE

INC R0

DJNZ B,L1

MOV A,#0C0H



```
CALL BLOCK2
```

```
MOV B,#8
```

```
MOV R0,#48H
```

```
LX: MOV A,#0
```

```
MOV A,@R0
```

```
CALL WRITE
```

```
INC R0
```

```
DJNZ B,LX
```

```
POP 00
```

```
POP DPL
```

```
POP DPH
```

```
RET
```

```
IN_MEM:
```

```
;DPTR IS OFFSET DATA TO 40 ==> 4FH
```

```
PUSH DPH
```

```
PUSH DPL
```

```
PUSH 00
```

```
MOV R2,#16
```

```
MOV R0,#40H
```

```
IN1: MOV A,#0
```

```
MOVC A,@A+DPTR
```

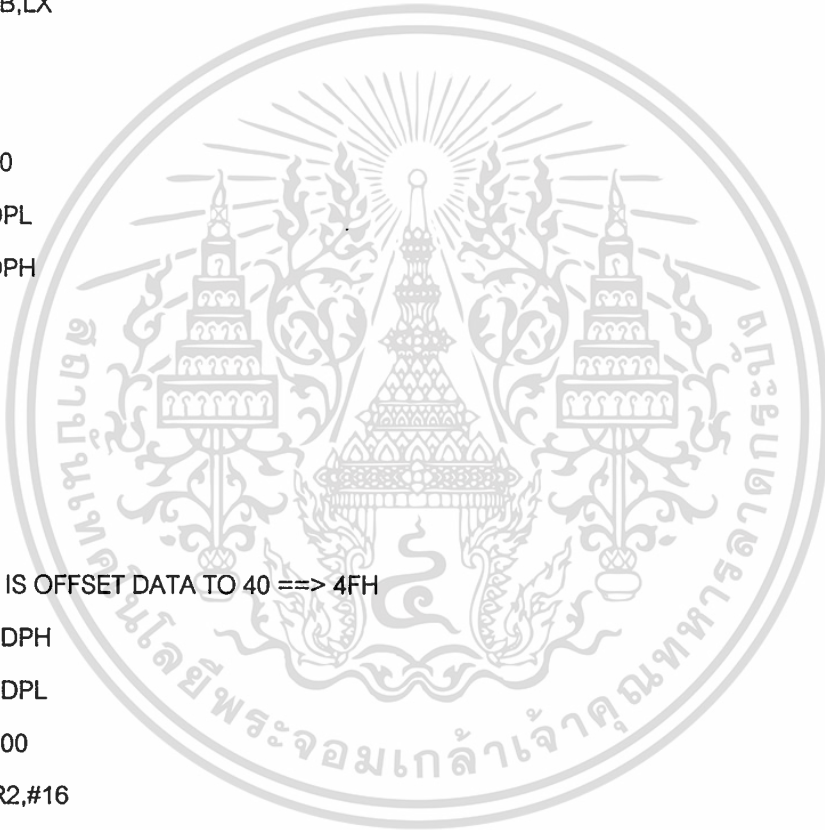
```
MOV @R0,A
```

```
INC DPTR
```

```
INC R0
```

```
DJNZ R2,IN1
```

```
POP 00
```



POP DPL
POP DPH
RET

BLOCK2:

;A SELECT BLOCK
PUSH DPH
PUSH DPL
MOV DPTR,#COMMAND
MOVX @DPTR,A
CALL WAITBF
POP DPL
POP DPH
RET

WRITE: PUSH DPH

PUSH DPL
MOV DPTR,#WRITEDATA
MOVX @DPTR,A
CALL WAITBF
POP DPL
POP DPH
RET

WAITBF: PUSH DPH
PUSH DPL

```

MOV DPTR,#READBUSY
RDY1: MOVX A,@DPTR
      JB ACC.7,RDY1
      POP DPL
      POP DPH
      RET

```

```

INIT: PUSH DPH
      PUSH DPL
      MOV DPTR,#COMMAND

```

```

MOV A,#38H ;DISPLAY 5*7 DOT 1 LINE

```

```

MOVX @DPTR,A

```

```

CALL WAITBF

```

```

MOV A,#0FH

```

```

MOVX @DPTR,A

```

```

CALL WAITBF

```

```

MOV A,#6

```

```

MOVX @DPTR,A

```

```

CALL WAITBF

```

```

MOV A,#1

```

```

MOVX @DPTR,A

```

```

CALL WAITBF

```

```

POP DPL

```

```

POP DPH

```

```

RET

```

```

TSP:

```

```

MOV B,#01H

```

```

LK1:

```

```

CLR T1
MOV A,#01
CALL DELAY_MS
SETB T1
CALL DELAY_MS
DJNZ B,LK1

MOV B,#01H
LK2: CLR T1
MOV A,#02
CALL DELAY_MS
SETB T1
CALL DELAY_MS
DJNZ B,LK2
RET

TABLE_KEY: DB "N*0#Y789X456X123"
TEMP: DB "TEMP = ?"
TIME: DB "TIME = ?"
YESNO: DB " YES OR NO "
SET: DB " OK "
READY: DB " POWER ON "
CLE: DB " "
SSTEMP: DB " C",0DFH," TIME= "
POWER_OFF: DB "<- POWER OFF ->"

;PROGRAM DELAY TIME
;USED REGISTER A
;SUB DELAY_SEC AND DELAY_MS

DELAY_MS:
PUSH ACC
PUSH B

```

MOV B,#0

DD:

DJNZ B,\$;500 uS AT 12 MHZ

DJNZ B,\$;500 uS AT 12 MHZ

DJNZ ACC,DD

POP B

POP ACC

RET

DELAY_SEC:

PUSH ACC

PUSH B

MOV B,A

DDD:

MOV A,#250

CALL DELAY_MS ;250 mS

CALL DELAY_MS ;500 mS

CALL DELAY_MS ;750 mS

CALL DELAY_MS ;1000 mS

DJNZ B,DDD

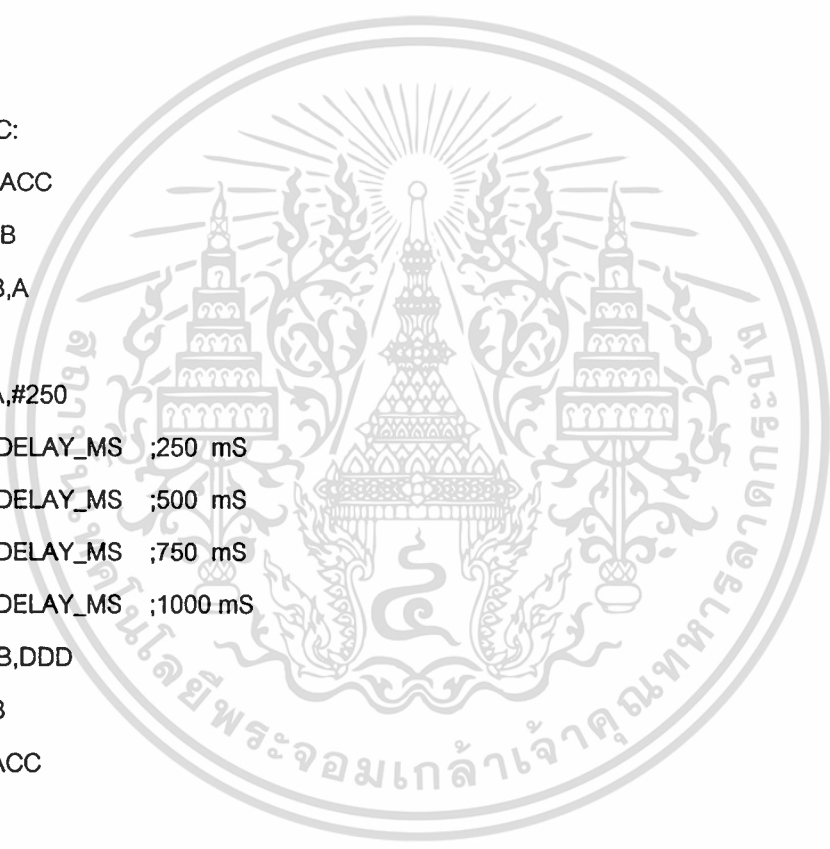
POP B

POP ACC

RET

END

□





ภาคผนวก ค

รายละเอียดข้อมูลและคุณสมบัติของอุปกรณ์

ADC0801/ADC0802/ADC0803/ADC0804/ADC0805



ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804, ADC0805 8-Bit μ P Compatible A/D Converters

General Description

The ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804 and ADC0805 are CMOS 8-bit successive approximation A/D converters that use a differential potentiometric ladder—similar to the 256R products. These converters are designed to allow operation with the NSC800 and INS8080A derivative control bus with TRI-STATE[®] output latches directly driving the data bus. These A/Ds appear like memory locations or I/O ports to the microprocessor and no interfacing logic is needed.

Differential analog voltage inputs allow increasing the common-mode rejection and offsetting the analog zero input voltage value. In addition, the voltage reference input can be adjusted to allow encoding any smaller analog voltage span to the full 8 bits of resolution.

- Differential analog voltage inputs
- Logic inputs and outputs meet both MOS and TTL voltage level specifications
- Works with 2.5V (LM336) voltage reference
- On-chip clock generator
- 0V to 5V analog input voltage range with single 5V supply
- No zero adjust required
- 0.3" standard width 20-pin DIP package
- 20-pin molded chip carrier or small outline package
- Operates ratiometrically or with 5 V_{DC}, 2.5 V_{DC}, or analog span adjusted voltage reference

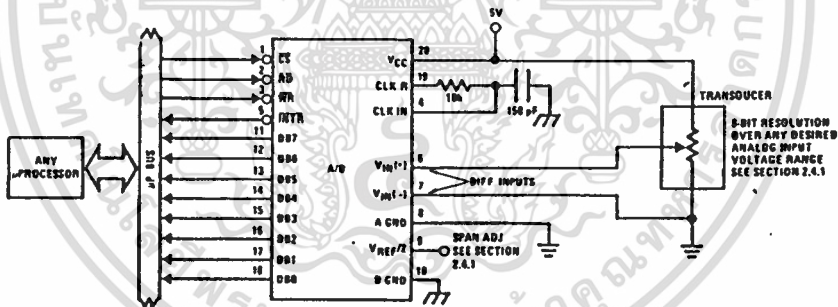
Features

- Compatible with 8080 μ P derivatives—no interfacing logic needed - access time - 135 ns
- Easy interface to all microprocessors, or operates "stand alone"

Key Specifications

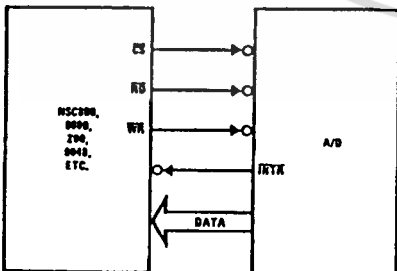
- Resolution 8 bits
- Total error $\pm 1/4$ LSB, $\pm 1/2$ LSB and ± 1 LSB
- Conversion time 100 μ s

Typical Applications



TL/H/5671-1

8080 Interface



TL/H/5671-31

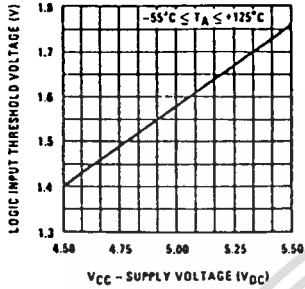
Error Specification (Includes Full-Scale, Zero Error, and Non-Linearity)

Part Number	Full-Scale Adjusted	V _{REF} /2 = 2.500 V _{DC} (No Adjustments)	V _{REF} /2 = No Connection (No Adjustments)
ADC0801	$\pm 1/4$ LSB		
ADC0802		$\pm 1/2$ LSB	
ADC0803	$\pm 1/2$ LSB		
ADC0804		± 1 LSB	
ADC0805			± 1 LSB

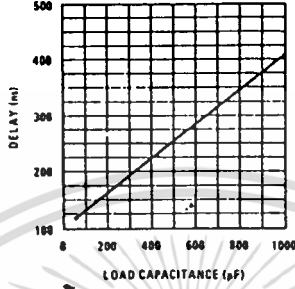
Typical Performance Characteristics

ADC0801/ADC0802/ADC0803/ADC0804/ADC0805

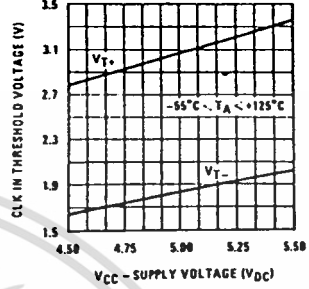
Logic Input Threshold Voltage vs. Supply Voltage



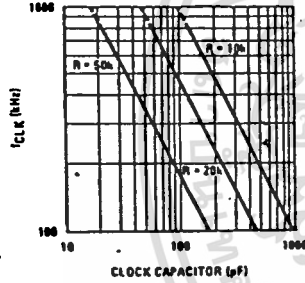
Delay From Falling Edge of RD to Output Data Valid vs. Load Capacitance



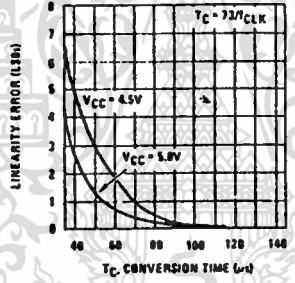
CLK IN Schmitt Trip Levels vs. Supply Voltage



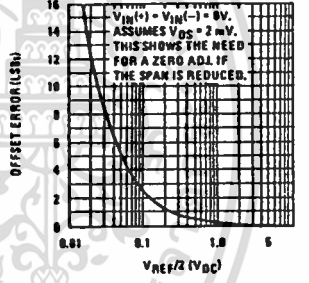
fCLK vs. Clock Capacitor



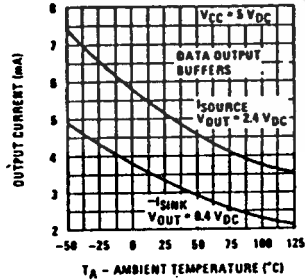
Full-Scale Error vs Conversion Time



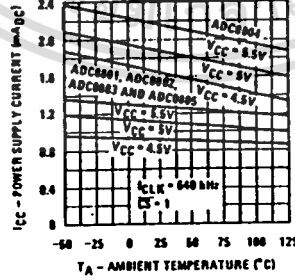
Effect of Unadjusted Offset Error vs. VREF/2 Voltage



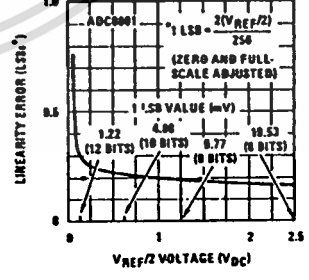
Output Current vs Temperature



Power Supply Current vs Temperature (Note 9)



Linearity Error at Low VREF/2 Voltages



Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

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

Supply Voltage (V_{CC}) (Note 3)	6.5V
Voltage	
Logic Control Inputs	-0.3V to +18V
At Other Input and Outputs	-0.3V to ($V_{CC} + 0.3V$)
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (plastic)	260°C
Dual-In-Line Package (ceramic)	300°C
Surface Mount Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$	875 mW
ESD Susceptibility (Note 10)	800V

Operating Ratings (Notes 1 & 2)

Temperature Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
ADC0801/02LJ	-55°C $\leq T_A \leq$ +125°C
ADC0801/02/03/04LCJ	-40°C $\leq T_A \leq$ +85°C
ADC0801/02/03/05LCN	-40°C $\leq T_A \leq$ +85°C
ADC0804LCN	0°C $\leq T_A \leq$ +70°C
ADC0802/03/04LCV	0°C $\leq T_A \leq$ +70°C
ADC0802/03/04LCWM	0°C $\leq T_A \leq$ +70°C
Range of V_{CC}	4.5 V_{DC} to 6.3 V_{DC}

Electrical Characteristics

The following specifications apply for $V_{CC} = 5 V_{DC}$, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ and $f_{CLK} = 640$ kHz unless otherwise specified.

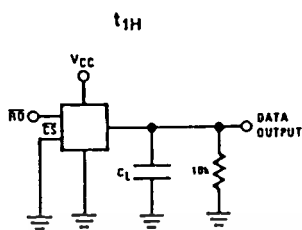
Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ADC0801: Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj. (See Section 2.5.2)			$\pm 1/4$	LSB
ADC0802: Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2 = 2.500 V_{DC}$			$\pm 1/2$	LSB
ADC0803: Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj. (See Section 2.5.2)			$\pm 1/2$	LSB
ADC0804: Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2 = 2.500 V_{DC}$			± 1	LSB
ADC0805: Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2$ -No Connection			± 1	LSB
$V_{REF}/2$ Input Resistance (Pin 9)	ADC0801/02/03/05 ADC0804 (Note 9)	2.5 0.75	8.0 1.1		k Ω k Ω
Analog Input Voltage Range	(Note 4) $V(+)$ or $V(-)$	Gnd-0.05		$V_{CC} + 0.05$	V_{DC}
DC Common-Mode Error	Over Analog Input Voltage Range		$\pm 1/16$	$\pm 1/8$	LSB
Power Supply Sensitivity	$V_{CC} = 5 V_{DC} \pm 10\%$ Over Allowed $V_{IN}(+)$ and $V_{IN}(-)$ Voltage Range (Note 4)		$\pm 1/16$	$\pm 1/8$	LSB

AC Electrical Characteristics

The following specifications apply for $V_{CC} = 5 V_{DC}$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

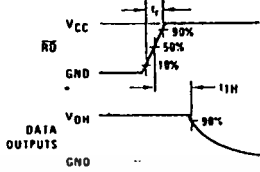
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
T_C	Conversion Time	$f_{CLK} = 640$ kHz (Note 6)	103		114	μs
T_C	Conversion Time	(Note 5, 6)	66		73	1/ f_{CLK}
f_{CLK}	Clock Frequency Clock Duty Cycle	$V_{CC} = 5V$, (Note 5) (Note 5)	100 40	640	1460 60	kHz %
CR	Conversion Rate in Free-Running Mode	INTR tied to WR with $CS = 0 V_{DC}$, $f_{CLK} = 640$ kHz	8770		9708	conv/s
$t_{W(WR)}$	Width of WR Input (Start Pulse Width)	$CS = 0 V_{DC}$ (Note 7)	100			ns
t_{ACC}	Access Time (Delay from Falling Edge of RD to Output Data Valid)	$C_L = 100$ pF		135	200	ns
t_{1H}, t_{0H}	TRI-STATE Control (Delay from Rising Edge of RD to Hi-Z State)	$C_L = 10$ pF, $R_L = 10k$ (See TRI-STATE Test Circuits)		125	200	ns
t_{wI}, t_{rI}	Delay from Falling Edge of WR or RD to Reset of INTR			300	450	ns
C_{IN}	Input Capacitance of Logic Control Inputs			5	7.5	pF
C_{OUT}	TRI-STATE Output Capacitance (Data Buffers)			5	7.5	pF
CONTROL INPUTS [Note: CLK IN (Pin 4) is the input of a Schmitt trigger circuit and is therefore specified separately]						
$V_{IN}(1)$	Logical "1" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN)	$V_{CC} = 5.25 V_{DC}$	2.0		15	V_{DC}

TRI-STATE Test Circuits and Waveforms

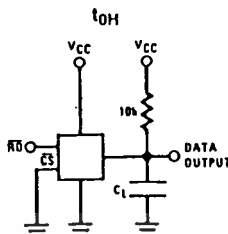


t_{1H}

$t_{1H}, C_L = 10 \text{ pF}$

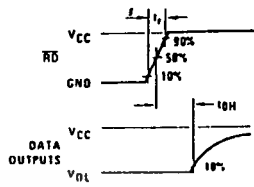


$t_r = 20 \text{ ns}$



t_{0H}

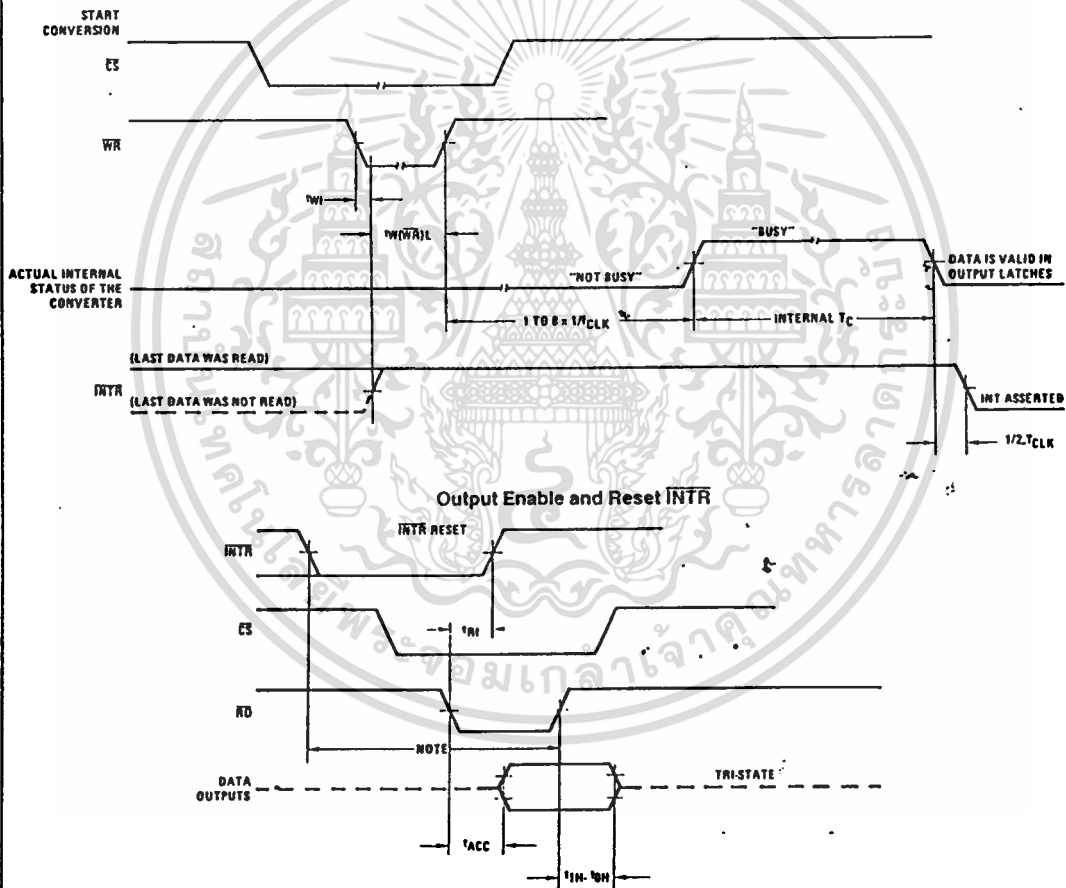
$t_{0H}, C_L = 10 \text{ pF}$



$t_r = 20 \text{ ns}$

TL/H/5671-3

Timing Diagrams (All timing is measured from the 50% voltage points)

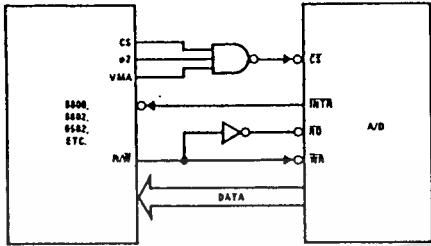


Note: Read strobe must occur 8 clock periods ($8/t_{CLK}$) after assertion of interrupt to guarantee reset of INTR.

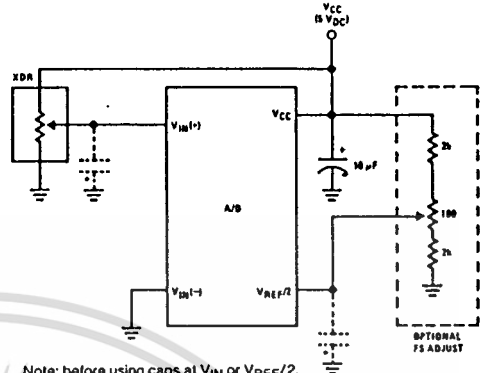
TL/H/5671-4

Typical Applications (Continued)

6800 Interface

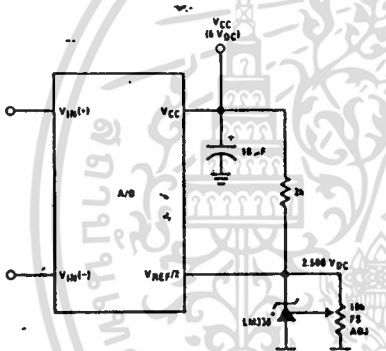


Ratiometric with Full-Scale Adjust



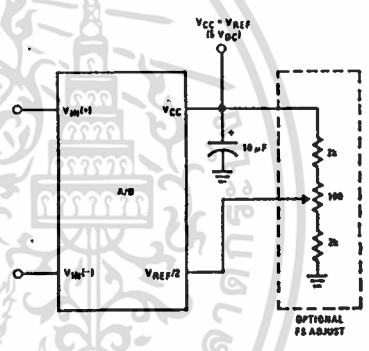
Note: before using caps at V_{IN} or V_{REF/2}, see section 2.3.2 Input Bypass Capacitors.

Absolute with a 2.500V Reference

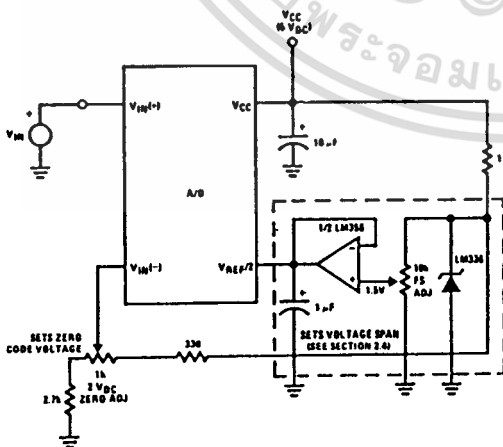


*For low power, see also LM385-2.5

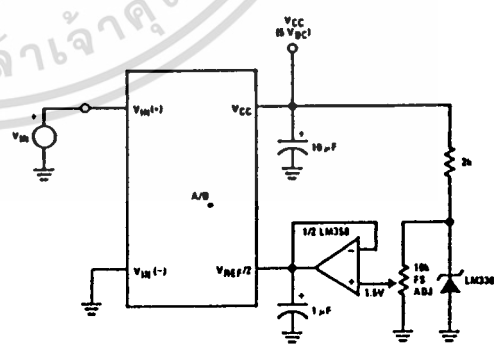
Absolute with a 5V Reference



Zero-Shift and Span Adjust: $2V \leq V_{IN} \leq 5V$

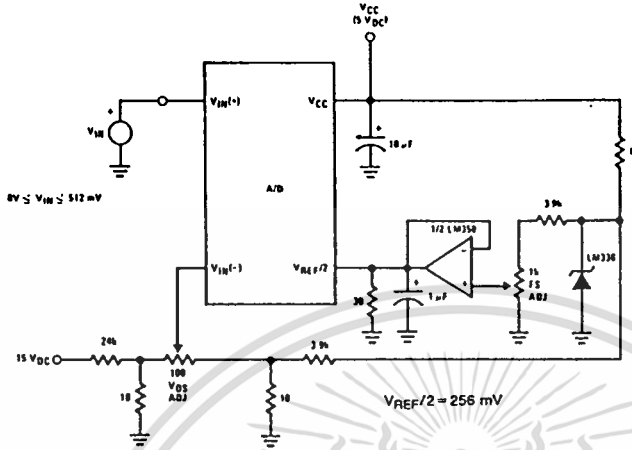


Span Adjust: $0V \leq V_{IN} \leq 3V$

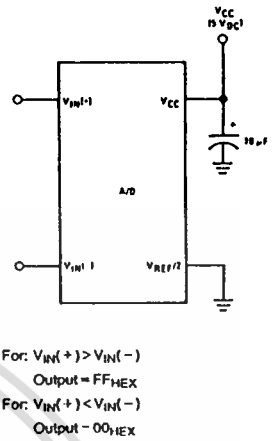


Typical Applications (Continued)

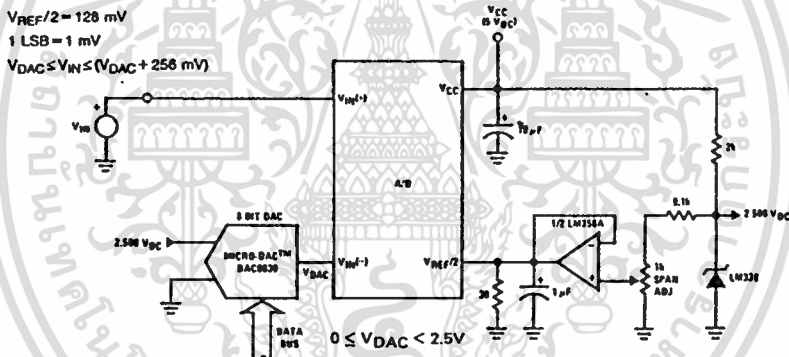
Directly Converting a Low-Level Signal



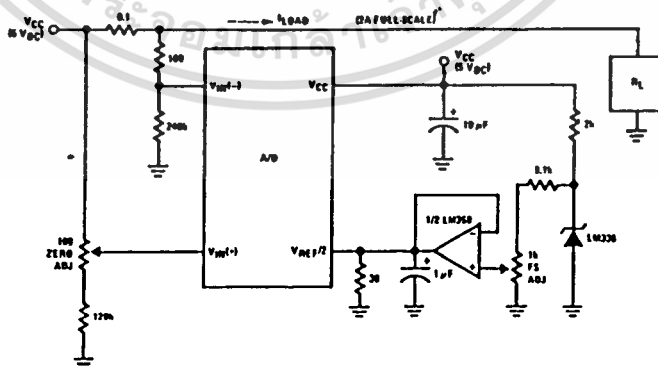
A μP Interfaced Comparator



1 mV Resolution with μP Controlled Range

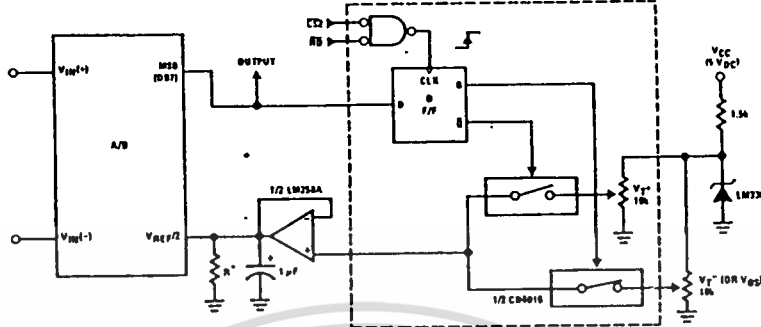


Digitizing a Current Flow



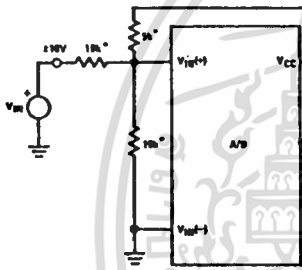
Typical Applications (Continued)

μ P Compatible Differential-Input Comparator with Pre-Set V_{OS} (with or without Hysteresis)



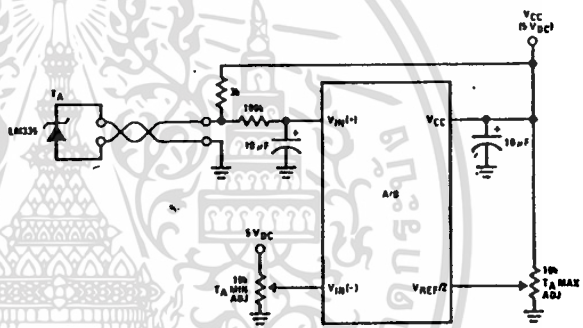
*See Figure 5 to select R value
 DB7 = "1" for $V_{IN}(+) > V_{IN}(-) + (V_{REF}/2)$
 Omit circuitry within the dotted area if hysteresis is not needed

Handling $\pm 10V$ Analog Inputs

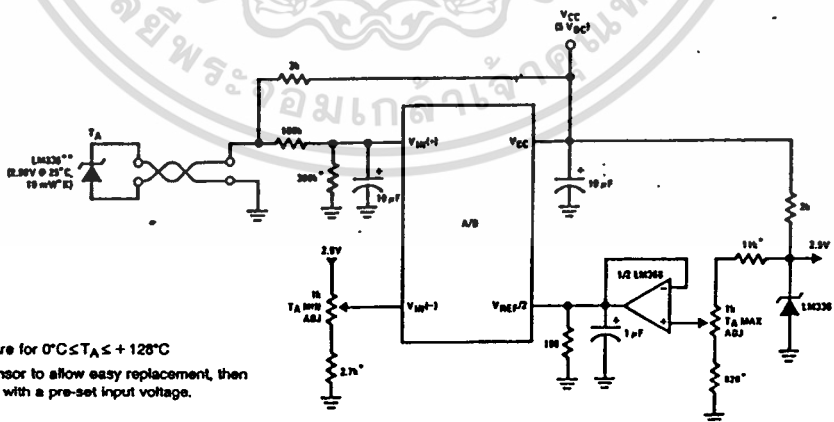


*Beckman Instruments #694-3-R10K resistor array

Low-Cost, μ P Interfaced, Temperature-to-Digital Converter



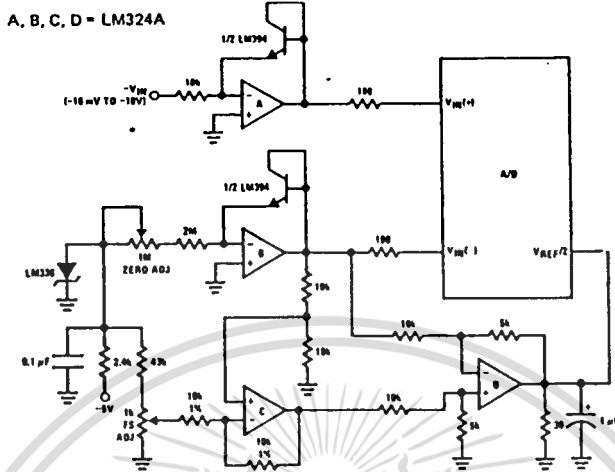
μ P Interfaced Temperature-to-Digital Converter



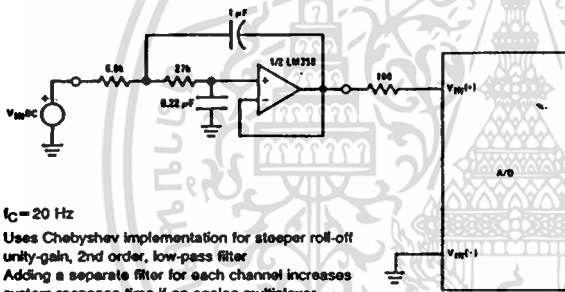
*Circuit values shown are for $0^\circ C \leq T_A \leq +128^\circ C$
 **Can calibrate each sensor to allow easy replacement, then A/D can be calibrated with a pre-set input voltage.

Typical Applications (Continued)

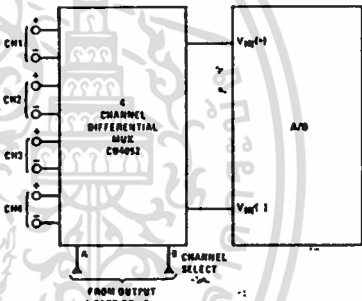
3-Decade Logarithmic A/D Converter



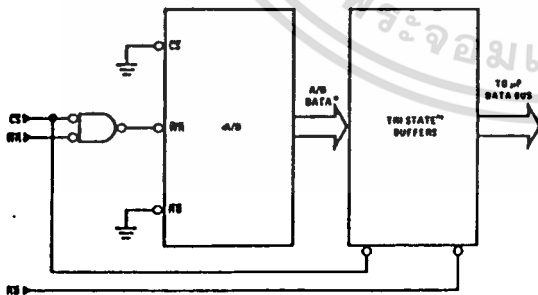
Noise Filtering the Analog Input



Multiplexing Differential Inputs

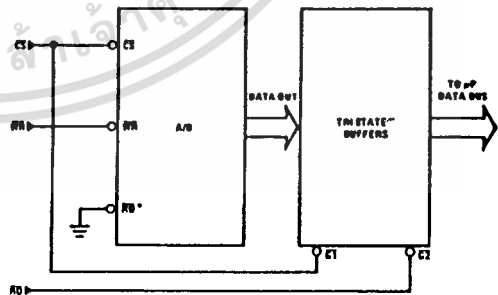


Output Buffers with A/D Data Enabled



*A/D output data is updated 1 CLK period prior to assertion of INTR

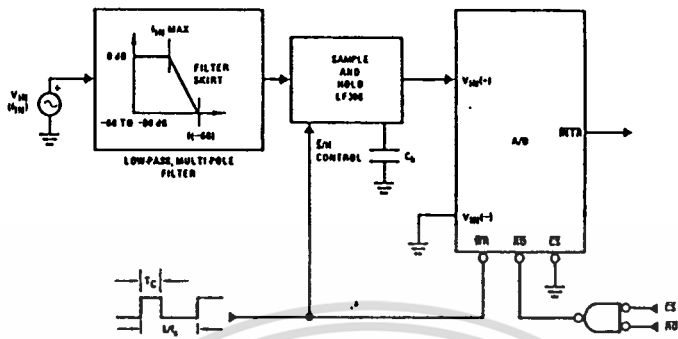
Increasing Bus Drive and/or Reducing Time on Bus



*Allows output data to set-up at falling edge of CS

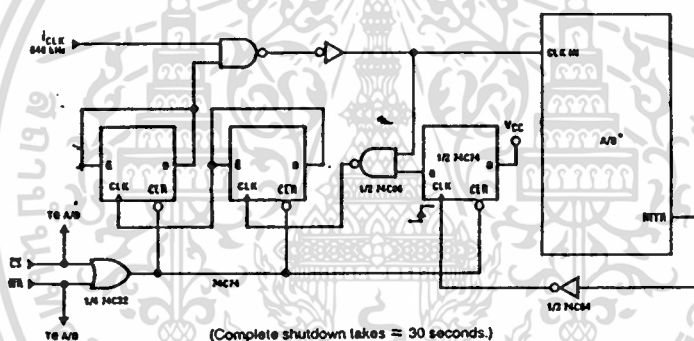
Typical Applications (Continued)

Sampling an AC Input Signal

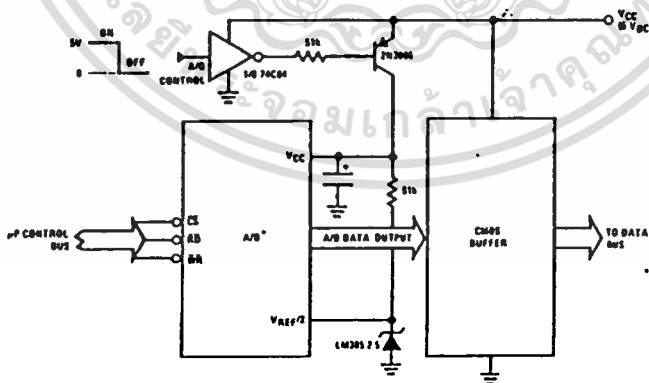


Note 1: Oversample whenever possible [keep $f_s > 2f(-60)$] to eliminate input frequency folding (aliasing) and to allow for the skirt response of the filter.
 Note 2: Consider the amplitude errors which are introduced within the passband of the filter.

70% Power Savings by Clock Gating



Power Savings by A/D and V_{REF} Shutdown



TL/H/5671-11

*Use ADC0801, 02, 03 or 05 for lowest power consumption.
 Note: Logic inputs can be driven to V_{CC} with A/D supply at zero volts.
 Buffer prevents data bus from overdriving output of A/D when in shutdown mode.

Functional Description

1.0 UNDERSTANDING A/D ERROR SPECS

A perfect A/D transfer characteristic (staircase waveform) is shown in *Figure 1a*. The horizontal scale is analog input voltage and the particular points labeled are in steps of 1 LSB (19.53 mV with 2.5V tied to the $V_{REF}/2$ pin). The digital output codes that correspond to these inputs are shown as $D-1$, D , and $D+1$. For the perfect A/D, not only will center-value ($A-1$, A , $A+1$, . . .) analog inputs produce the correct output digital codes, but also each riser (the transitions between adjacent output codes) will be located $\pm 1/2$ LSB away from each center-value. As shown, the risers are ideal and have no width. Correct digital output codes will be provided for a range of analog input voltages that extend $\pm 1/2$ LSB from the ideal center-values. Each tread (the range of analog input voltage that provides the same digital output code) is therefore 1 LSB wide.

Figure 1b shows a worst case error plot for the ADC0801. All center-valued inputs are guaranteed to produce the correct output codes and the adjacent risers are guaranteed to be no closer to the center-value points than $\pm 1/4$ LSB. In

other words, if we apply an analog input equal to the center-value $\pm 1/4$ LSB, we guarantee that the A/D will produce the correct digital code. The maximum range of the position of the code transition is indicated by the horizontal arrow and it is guaranteed to be no more than $1/2$ LSB.

The error curve of *Figure 1c* shows a worst case error plot for the ADC0802. Here we guarantee that if we apply an analog input equal to the LSB analog voltage center-value the A/D will produce the correct digital code.

Next to each transfer function is shown the corresponding error plot. Many people may be more familiar with error plots than transfer functions. The analog input voltage to the A/D is provided by either a linear ramp or by the discrete output steps of a high resolution DAC. Notice that the error is continuously displayed and includes the quantization uncertainty of the A/D. For example the error at point 1 of *Figure 1a* is $+1/2$ LSB because the digital code appeared $1/2$ LSB in advance of the center-value of the tread. The error plots always have a constant negative slope and the abrupt upside steps are always 1 LSB in magnitude.

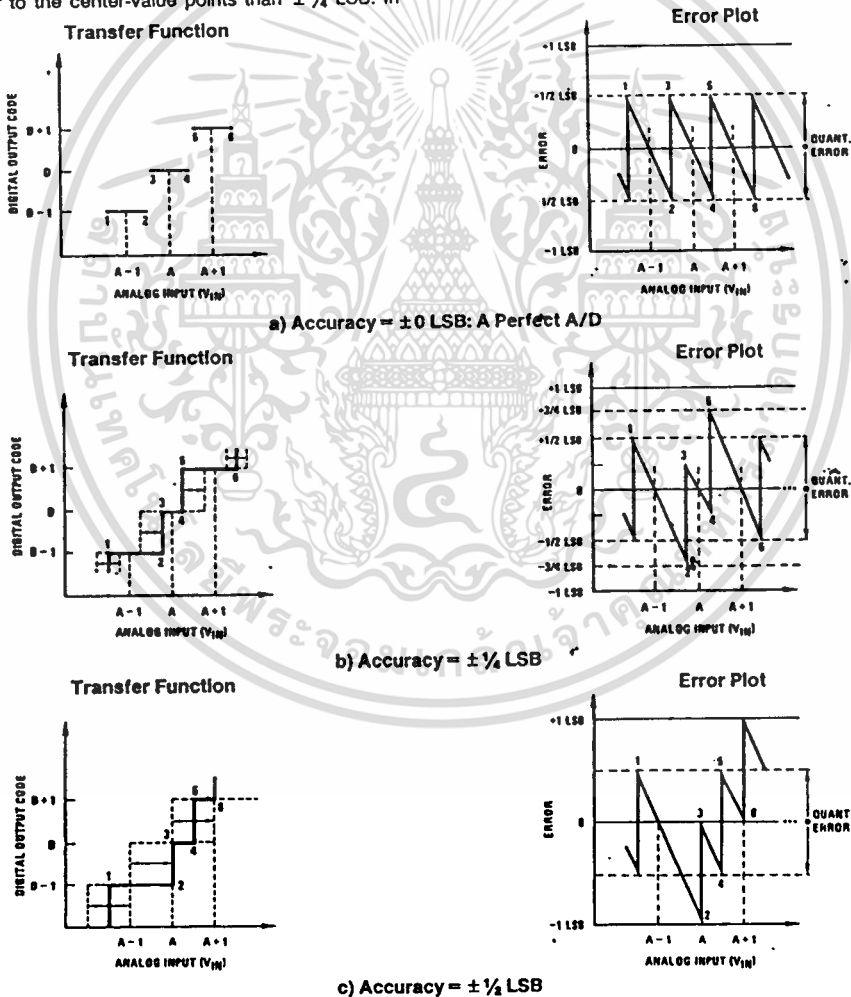


FIGURE 1. Clarifying the Error Specs of an A/D Converter

Functional Description (Continued)

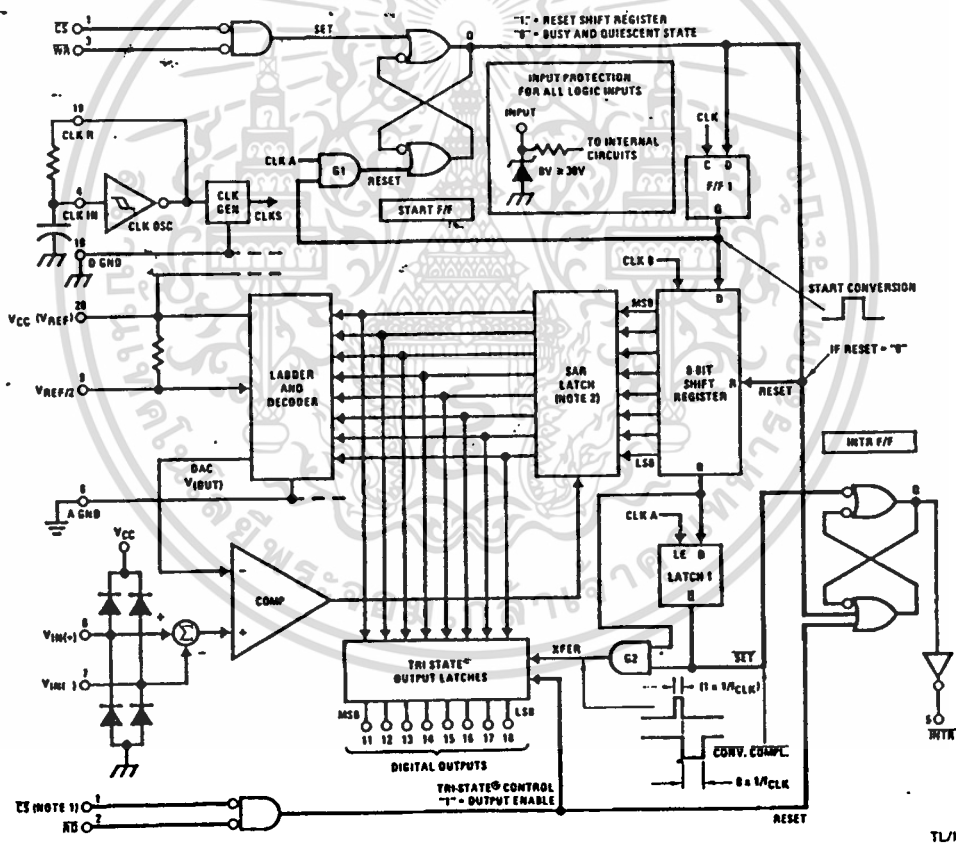
2.0 FUNCTIONAL DESCRIPTION

The ADC0801 series contains a circuit equivalent of the 256R network. Analog switches are sequenced by successive approximation logic to match the analog difference input voltage $V_{IN(+)} - V_{IN(-)}$ to a corresponding tap on the R network. The most significant bit is tested first and after 8 comparisons (64 clock cycles) a digital 8-bit binary code (1111 1111 = full-scale) is transferred to an output latch and then an interrupt is asserted (INTR makes a high-to-low transition). A conversion in process can be interrupted by issuing a second start command. The device may be operated in the free-running mode by connecting INTR to the WR input with CS = 0. To ensure start-up under all possible conditions, an external WR pulse is required during the first power-up cycle.

On the high-to-low transition of the WR input the internal SAR latches and the shift register stages are reset. As long as the CS input and WR input remain low, the A/D will remain in a reset state. Conversion will start from 1 to 8 clock periods after at least one of these inputs makes a low-to-high transition.

A functional diagram of the A/D converter is shown in Figure 2. All of the package pinouts are shown and the major logic control paths are drawn in heavier weight lines.

The converter is started by having CS and WR simultaneously low. This sets the start flip-flop (F/F) and the resulting "1" level resets the 8-bit shift register, resets the Interrupt (INTR) F/F and inputs a "1" to the D flop, F/F1, which is at the input end of the 8-bit shift register. Internal clock signals then transfer this "1" to the Q output of F/F1. The AND gate, G1, combines this "1" output with a clock signal to provide a reset signal to the start F/F. If the set signal is no longer present (either WR or CS is a "1") the start F/F is reset and the 8-bit shift register then can have the "1" clocked in, which starts the conversion process. If the set signal were to still be present, this reset pulse would have no effect (both outputs of the start F/F would momentarily be at a "1" level) and the 8-bit shift register would continue to be held in the reset mode. This logic therefore allows for wide CS and WR signals and the converter will start after at least one of these signals returns high and the internal clocks again provide a reset signal for the start F/F.



Note 1: CS shown twice for clarity.
 Note 2: SAR = Successive Approximation Register.

FIGURE 2. Block Diagram

ADC0801/ADC0802/ADC0803/ADC0804/ADC0805

Functional Description (Continued)

After the "1" is clocked through the 8-bit shift register (which completes the SAR search) it appears as the input to the D-type latch, LATCH 1. As soon as this "1" is output from the shift register, the AND gate, G2, causes the new digital word to transfer to the TRI-STATE output latches. When LATCH 1 is subsequently enabled, the Q output makes a high-to-low transition which causes the INTR F/F to set. An inverting buffer then supplies the $\overline{\text{INTR}}$ input signal.

Note that this $\overline{\text{SET}}$ control of the INTR F/F remains low for 8 of the external clock periods (as the internal clocks run at $\frac{1}{8}$ of the frequency of the external clock). If the data output is continuously enabled ($\overline{\text{CS}}$ and $\overline{\text{RD}}$ both held low), the $\overline{\text{INTR}}$ output will still signal the end of conversion (by a high-to-low transition), because the $\overline{\text{SET}}$ input can control the Q output of the INTR F/F even though the RESET input is constantly at a "1" level in this operating mode. This $\overline{\text{INTR}}$ output will therefore stay low for the duration of the $\overline{\text{SET}}$ signal, which is 8 periods of the external clock frequency (assuming the A/D is not started during this interval).

When operating in the free-running or continuous conversion mode ($\overline{\text{INTR}}$ pin tied to $\overline{\text{WR}}$ and $\overline{\text{CS}}$ wired low—see also section 2.8), the START F/F is SET by the high-to-low transition of the $\overline{\text{INTR}}$ signal. This resets the SHIFT REGISTER which causes the input to the D-type latch, LATCH 1, to go low. As the latch enable input is still present, the Q output will go high, which then allows the INTR F/F to be RESET. This reduces the width of the resulting $\overline{\text{INTR}}$ output pulse to only a few propagation delays (approximately 300 ns).

When data is to be read, the combination of both $\overline{\text{CS}}$ and $\overline{\text{RD}}$ being low will cause the INTR F/F to be reset and the TRI-STATE output latches will be enabled to provide the 8-bit digital outputs.

2.1 Digital Control Inputs

The digital control inputs ($\overline{\text{CS}}$, $\overline{\text{RD}}$, and $\overline{\text{WR}}$) meet standard T²L logic voltage levels. These signals have been renamed when compared to the standard A/D Start and Output Enable labels. In addition, these inputs are active low to allow an easy interface to microprocessor control busses. For non-microprocessor based applications, the $\overline{\text{CS}}$ input (pin 1) can be grounded and the standard A/D Start function is obtained by an active low pulse applied at the $\overline{\text{WR}}$ input (pin 3) and the Output Enable function is caused by an active low pulse at the $\overline{\text{RD}}$ input (pin 2).

2.2 Analog Differential Voltage Inputs and Common-Mode Rejection

This A/D has additional applications flexibility due to the analog differential voltage input. The $V_{\text{IN}}(-)$ input (pin 7) can be used to automatically subtract a fixed voltage value from the input reading (tare correction). This is also useful in 4 mA–20 mA current loop conversion. In addition, common-mode noise can be reduced by use of the differential input.

The time interval between sampling $V_{\text{IN}}(+)$ and $V_{\text{IN}}(-)$ is $4\frac{1}{2}$ clock periods. The maximum error voltage due to this

slight time difference between the input voltage samples is given by:

$$\Delta V_e(\text{MAX}) = (V_p) (2\pi f_{\text{cm}}) \left(\frac{4.5}{f_{\text{CLK}}} \right),$$

where:

ΔV_e is the error voltage due to sampling delay

V_p is the peak value of the common-mode voltage

f_{cm} is the common-mode frequency

As an example, to keep this error to $\frac{1}{4}$ LSB (~ 5 mV) when operating with a 60 Hz common-mode frequency, f_{cm} , and using a 640 kHz A/D clock, f_{CLK} , would allow a peak value of the common-mode voltage, V_p , which is given by:

$$V_p = \frac{[\Delta V_e(\text{MAX}) (f_{\text{CLK}})]}{(2\pi f_{\text{cm}}) (4.5)}$$

or

$$V_p = \frac{(5 \times 10^{-3}) (640 \times 10^3)}{(6.28) (60) (4.5)}$$

which gives

$$V_p \approx 1.9\text{V.}$$

The allowed range of analog input voltages usually places more severe restrictions on input common-mode noise levels.

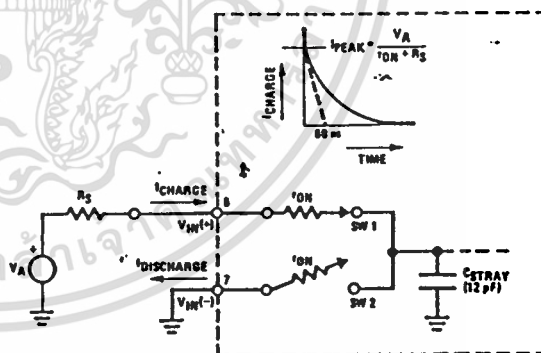
An analog input voltage with a reduced span and a relatively large zero offset can be handled easily by making use of the differential input (see section 2.4 Reference Voltage).

2.3 Analog Inputs

2.3.1 Input Current

Normal Mode

Due to the internal switching action, displacement currents will flow at the analog inputs. This is due to on-chip stray capacitance to ground as shown in Figure 3.



TL/H/5671-14

r_{ON} of SW 1 and SW 2 = 5 k Ω

$t = r_{\text{ON}} C_{\text{STRAY}} = 5 \text{ k}\Omega \times 12 \text{ pF} = 60 \text{ ns}$

FIGURE 3. Analog Input Impedance

Functional Description (Continued)

The voltage on this capacitance is switched and will result in currents entering the $V_{IN}(+)$ input pin and leaving the $V_{IN}(-)$ input which will depend on the analog differential input voltage levels. These current transients occur at the leading edge of the internal clocks. They rapidly decay and do not cause errors as the on-chip comparator is strobed at the end of the clock period.

Fault Mode

If the voltage source applied to the $V_{IN}(+)$ or $V_{IN}(-)$ pin exceeds the allowed operating range of $V_{CC} + 50$ mV, large input currents can flow through a parasitic diode to the V_{CC} pin. If these currents can exceed the 1 mA max allowed spec, an external diode (1N914) should be added to bypass this current to the V_{CC} pin (with the current bypassed with this diode, the voltage at the $V_{IN}(+)$ pin can exceed the V_{CC} voltage by the forward voltage of this diode).

2.3.2 Input Bypass Capacitors

Bypass capacitors at the inputs will average these charges and cause a DC current to flow through the output resistances of the analog signal sources. This charge pumping action is worse for continuous conversions with the $V_{IN}(+)$ input voltage at full-scale. For continuous conversions with a 640 kHz clock frequency with the $V_{IN}(+)$ input at 5V, this DC current is at a maximum of approximately 5 μ A. Therefore, bypass capacitors should not be used at the analog inputs or the $V_{REF}/2$ pin for high resistance sources (> 1 k Ω). If input bypass capacitors are necessary for noise filtering and high source resistance is desirable to minimize capacitor size, the detrimental effects of the voltage drop across this input resistance, which is due to the average value of the input current, can be eliminated with a full-scale adjustment while the given source resistor and input bypass capacitor are both in place. This is possible because the average value of the input current is a precise linear function of the differential input voltage.

2.3.3 Input Source Resistance

Large values of source resistance where an input bypass capacitor is not used, will not cause errors as the input currents settle out prior to the comparison time. If a low pass filter is required in the system, use a low valued series resistor (≤ 1 k Ω) for a passive RC section or add an op amp RC active low pass filter. For low source resistance applications, (≤ 1 k Ω), a 0.1 μ F bypass capacitor at the inputs will prevent noise pickup due to series lead inductance of a long wire. A 100 Ω series resistor can be used to isolate this capacitor—both the R and C are placed outside the feedback loop—from the output of an op amp, if used.

2.3.4 Noise

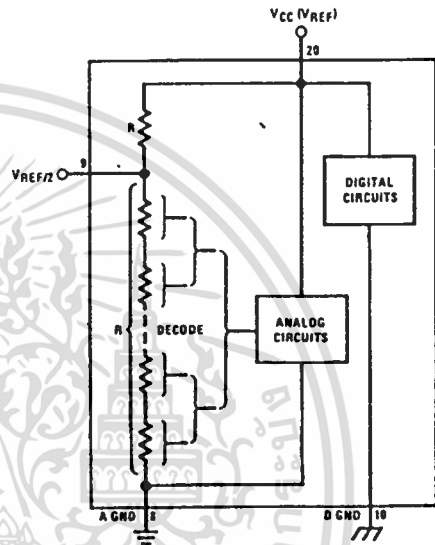
The leads to the analog inputs (pin 6 and 7) should be kept as short as possible to minimize input noise coupling. Both noise and undesired digital clock coupling to these inputs can cause system errors. The source resistance for these inputs should, in general, be kept below 5 k Ω . Larger values of source resistance can cause undesired system noise pickup. Input bypass capacitors, placed from the analog inputs to ground, will eliminate system noise pickup but can create analog scale errors as these capacitors will average the transient input switching currents of the A/D (see section 2.3.1.). This scale error depends on both a large source

resistance and the use of an input bypass capacitor. This error can be eliminated by doing a full-scale adjustment of the A/D (adjust $V_{REF}/2$ for a proper full-scale reading—see section 2.5.2 on Full-Scale Adjustment) with the source resistance and input bypass capacitor in place.

2.4 Reference Voltage

2.4.1 Span Adjust

For maximum applications flexibility, these A/Ds have been designed to accommodate a 5 V_{DC} , 2.5 V_{DC} or an adjusted voltage reference. This has been achieved in the design of the IC as shown in Figure 4.



TL/H/5671-15

FIGURE 4. The $V_{REFERENCE}$ Design on the IC

Notice that the reference voltage for the IC is either $1/2$ of the voltage applied to the V_{CC} supply pin, or is equal to the voltage that is externally forced at the $V_{REF}/2$ pin. This allows for a ratiometric voltage reference using the V_{CC} supply, a 5 V_{DC} reference voltage can be used for the V_{CC} supply or a voltage less than 2.5 V_{DC} can be applied to the $V_{REF}/2$ input for increased application flexibility. The internal gain to the $V_{REF}/2$ input is 2, making the full-scale differential input voltage twice the voltage at pin 9.

An example of the use of an adjusted reference voltage is to accommodate a reduced span—or dynamic voltage range of the analog input voltage. If the analog input voltage were to range from 0.5 V_{DC} to 3.5 V_{DC} , instead of 0V to 5 V_{DC} , the span would be 3V as shown in Figure 5. With 0.5 V_{DC} applied to the $V_{IN}(-)$ pin to absorb the offset, the reference voltage can be made equal to $1/2$ of the 3V span or 1.5 V_{DC} . The A/D now will encode the $V_{IN}(+)$ signal from 0.5V to 3.5 V with the 0.5V input corresponding to zero and the 3.5 V_{DC} input corresponding to full-scale. The full 8 bits of resolution are therefore applied over this reduced analog input voltage range.

Functional Description (Continued)

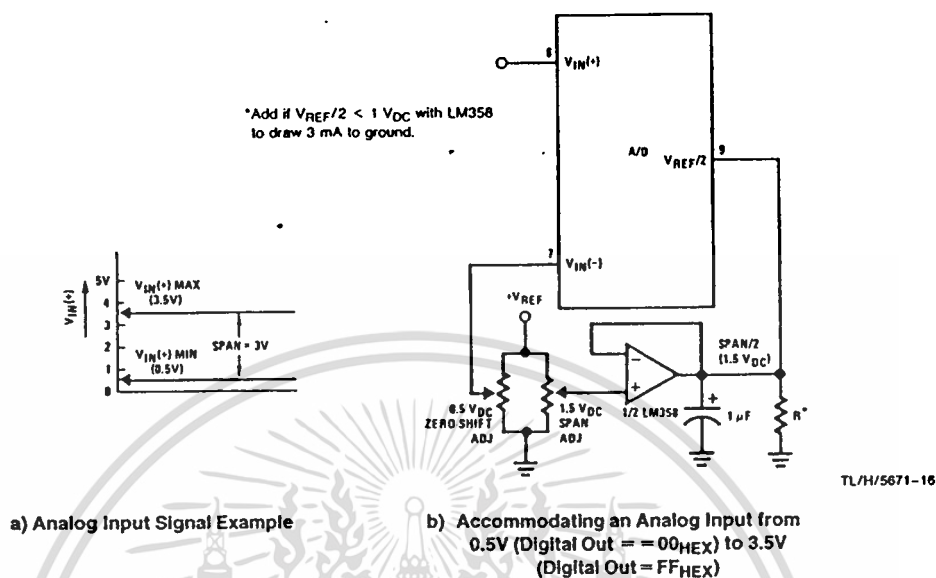


FIGURE 5. Adapting the A/D Analog Input Voltages to Match an Arbitrary Input Signal Range

2.4.2 Reference Accuracy Requirements

The converter can be operated in a ratiometric mode or an absolute mode. In ratiometric converter applications, the magnitude of the reference voltage is a factor in both the output of the source transducer and the output of the A/D converter and therefore cancels out in the final digital output code. The ADC0805 is specified particularly for use in ratiometric applications with no adjustments required. In absolute conversion applications, both the initial value and the temperature stability of the reference voltage are important factors in the accuracy of the A/D converter. For $V_{REF}/2$ voltages of 2.4 V_{DC} nominal value, initial errors of ± 10 mV_{DC} will cause conversion errors of ± 1 LSB due to the gain of 2 of the $V_{REF}/2$ input. In reduced span applications, the initial value and the stability of the $V_{REF}/2$ input voltage become even more important. For example, if the span is reduced to 2.5V, the analog input LSB voltage value is correspondingly reduced from 20 mV (5V span) to 10 mV and 1 LSB at the $V_{REF}/2$ input becomes 5 mV. As can be seen, this reduces the allowed initial tolerance of the reference voltage and requires correspondingly less absolute change with temperature variations. Note that spans smaller than 2.5V place even tighter requirements on the initial accuracy and stability of the reference source.

In general, the magnitude of the reference voltage will require an initial adjustment. Errors due to an improper value of reference voltage appear as full-scale errors in the A/D transfer function. IC voltage regulators may be used for references if the ambient temperature changes are not excessive. The LM336B 2.5V IC reference diode (from National Semiconductor) has a temperature stability of 1.8 mV typ (6 mV max) over $0^{\circ}C \leq T_A \leq +70^{\circ}C$. Other temperature range parts are also available.

2.5 Errors and Reference Voltage Adjustments

2.5.1 Zero Error

The zero of the A/D does not require adjustment. If the minimum analog input voltage value, $V_{IN(MIN)}$, is not ground, a zero offset can be done. The converter can be made to output 0000 0000 digital code for this minimum input voltage by biasing the A/D $V_{IN(-)}$ input at this $V_{IN(MIN)}$ value (see Applications section). This utilizes the differential mode operation of the A/D.

The zero error of the A/D converter relates to the location of the first riser of the transfer function and can be measured by grounding the $V_{IN(-)}$ input and applying a small magnitude positive voltage to the $V_{IN(+)}$ input. Zero error is the difference between the actual DC input voltage that is necessary to just cause an output digital code transition from 0000 0000 to 0000 0001 and the ideal $1/2$ LSB value ($1/2$ LSB = 9.8 mV for $V_{REF}/2 = 2.500 V_{DC}$).

2.5.2 Full-Scale

The full-scale adjustment can be made by applying a differential input voltage that is $1/2$ LSB less than the desired analog full-scale voltage range and then adjusting the magnitude of the $V_{REF}/2$ input (pin 9 or the V_{CC} supply if pin 9 is not used) for a digital output code that is just changing from 1111 1110 to 1111 1111.

Functional Description (Continued)

2.5.3 Adjusting for an Arbitrary Analog Input Voltage Range

If the analog zero voltage of the A/D is shifted away from ground (for example, to accommodate an analog input signal that does not go to ground) this new zero reference should be properly adjusted first. A $V_{IN}(+)$ voltage that equals this desired zero reference plus $\frac{1}{2}$ LSB (where the LSB is calculated for the desired analog span, $1 \text{ LSB} = \text{analog span}/256$) is applied to pin 6 and the zero reference voltage at pin 7 should then be adjusted to just obtain the 00_{HEX} to 01_{HEX} code transition.

The full-scale adjustment should then be made (with the proper $V_{IN}(-)$ voltage applied) by forcing a voltage to the $V_{IN}(+)$ input which is given by:

$$V_{IN}(+) \text{ fs adj} = V_{\text{MAX}} - 1.5 \left[\frac{V_{\text{MAX}} - V_{\text{MIN}}}{256} \right]$$

where:

V_{MAX} = The high end of the analog input range and

V_{MIN} = the low end (the offset zero) of the analog range. (Both are ground referenced.)

The $V_{\text{REF}}/2$ (or V_{CC}) voltage is then adjusted to provide a code change from FE_{HEX} to FF_{HEX} . This completes the adjustment procedure.

2.6 Cloning Option

The clock for the A/D can be derived from the CPU clock or an external RC can be added to provide self-clocking. The CLK IN (pin 4) makes use of a Schmitt trigger as shown in Figure 6.

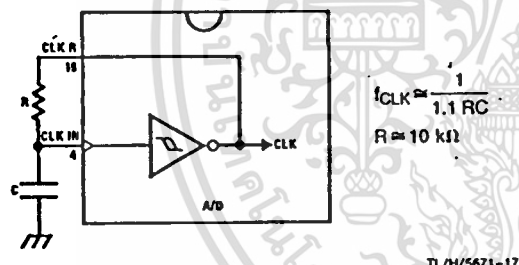


FIGURE 6. Self-Clocking the A/D

Heavy capacitive or DC loading of the clock R pin should be avoided as this will disturb normal converter operation. Loads less than 50 pF, such as driving up to 7 A/D converter clock inputs from a single clock R pin of 1 converter, are allowed. For larger clock line loading, a CMOS or low power TTL buffer or PNP input logic should be used to minimize the loading on the clock R pin (do not use a standard TTL buffer).

2.7 Restart During a Conversion

If the A/D is restarted ($\overline{\text{CS}}$ and $\overline{\text{WR}}$ go low and return high) during a conversion, the converter is reset and a new conversion is started. The output data latch is not updated if the

conversion in process is not allowed to be completed, therefore the data of the previous conversion remains in this latch. The $\overline{\text{INTR}}$ output simply remains at the "1" level.

2.8 Continuous Conversions

For operation in the free-running mode an initializing pulse should be used, following power-up, to ensure circuit operation. In this application, the $\overline{\text{CS}}$ input is grounded and the $\overline{\text{WR}}$ input is tied to the $\overline{\text{INTR}}$ output. This $\overline{\text{WR}}$ and $\overline{\text{INTR}}$ node should be momentarily forced to logic low following a power-up cycle to guarantee operation.

2.9 Driving the Data Bus

This MOS A/D, like MOS microprocessors and memories, will require a bus driver when the total capacitance of the data bus gets large. Other circuitry, which is tied to the data bus, will add to the total capacitive loading, even in TRI-STATE (high impedance mode). Backplane bussing also greatly adds to the stray capacitance of the data bus.

There are some alternatives available to the designer to handle this problem. Basically, the capacitive loading of the data bus slows down the response time, even though DC specifications are still met. For systems operating with a relatively slow CPU clock frequency, more time is available in which to establish proper logic levels on the bus and therefore higher capacitive loads can be driven (see typical characteristics curves).

At higher CPU clock frequencies time can be extended for I/O reads (and/or writes) by inserting wait states (8080) or using clock extending circuits (6800).

Finally, if time is short and capacitive loading is high, external bus drivers must be used. These can be TRI-STATE buffers (low power Schottky such as the DM74LS240 series is recommended) or special higher drive current products which are designed as bus drivers. High current bipolar bus drivers with PNP inputs are recommended.

2.10 Power Supplies

Noise spikes on the V_{CC} supply line can cause conversion errors as the comparator will respond to this noise. A low inductance tantalum filter capacitor should be used close to the converter V_{CC} pin and values of 1 μF or greater are recommended. If an unregulated voltage is available in the system, a separate LM340LAZ-5.0, TO-92, 5V voltage regulator for the converter (and other analog circuitry) will greatly reduce digital noise on the V_{CC} supply.

2.11 Wiring and Hook-Up Precautions

Standard digital wire wrap sockets are not satisfactory for breadboarding this A/D converter. Sockets on PC boards can be used and all logic signal wires and leads should be grouped and kept as far away as possible from the analog signal leads. Exposed leads to the analog inputs can cause undesired digital noise and hum pickup, therefore shielded leads may be necessary in many applications.

Functional Description (Continued)

A single point analog ground that is separate from the logic ground points should be used. The power supply bypass capacitor and the self-clocking capacitor (if used) should both be returned to digital ground. Any $V_{REF}/2$ bypass capacitors, analog input filter capacitors, or input signal shielding should be returned to the analog ground point. A test for proper grounding is to measure the zero error of the A/D converter. Zero errors in excess of $1/4$ LSB can usually be traced to improper board layout and wiring (see section 2.5.1 for measuring the zero error).

3.0 TESTING THE A/D CONVERTER

There are many degrees of complexity associated with testing an A/D converter. One of the simplest tests is to apply a known analog input voltage to the converter and use LEDs to display the resulting digital output code as shown in Figure 7.

For ease of testing, the $V_{REF}/2$ (pin 9) should be supplied with $2.560 V_{DC}$ and a V_{CC} supply voltage of $5.12 V_{DC}$ should be used. This provides an LSB value of 20 mV.

If a full-scale adjustment is to be made, an analog input voltage of $5.090 V_{DC}$ ($5.120 - 1/2$ LSB) should be applied to the $V_{IN}(+)$ pin with the $V_{IN}(-)$ pin grounded. The value of the $V_{REF}/2$ input voltage should then be adjusted until the digital output code is just changing from 1111 1110 to 1111 1111. This value of $V_{REF}/2$ should then be used for all the tests.

The digital output LED display can be decoded by dividing the 8 bits into 2 hex characters, the 4 most significant (MS) and the 4 least significant (LS). Table I shows the fractional binary equivalent of these two 4-bit groups. By adding the voltages obtained from the "VMS" and "VLS" columns in Table I, the nominal value of the digital display (when

$V_{REF}/2 = 2.560V$) can be determined. For example, for an output LED display of 1011 0110 or B6 (in hex), the voltage values from the table are $3.520 + 0.120$ or $3.640 V_{DC}$. These voltage values represent the center-values of a perfect A/D converter. The effects of quantization error have to be accounted for in the interpretation of the test results.

For a higher-speed test system, or to obtain plotted data, a digital-to-analog converter is needed for the test set-up. An accurate 10-bit DAC can serve as the precision voltage source for the A/D. Errors of the A/D under test can be expressed as either analog voltages or differences in 2 digital words.

A basic A/D tester that uses a DAC and provides the error as an analog output voltage is shown in Figure 8. The 2 op amps can be eliminated if a lab DVM with a numerical subtraction feature is available to read the difference voltage, "A-C", directly. The analog input voltage can be supplied by a low frequency ramp generator and an X-Y plotter can be used to provide analog error (Y axis) versus analog input (X axis). The construction details of a tester of this type are provided in the NSC application note AN-179, "Analog-to-Digital Converter Testing".

For operation with a microprocessor or a computer-based test system, it is more convenient to present the errors digitally. This can be done with the circuit of Figure 9, where the output code transitions can be detected as the 10-bit DAC is incremented. This provides $1/4$ LSB steps for the 8-bit A/D under test. If the results of this test are automatically plotted with the analog input on the X axis and the error (in LSB's) as the Y axis, a useful transfer function of the A/D under test results. For acceptance testing, the plot is not necessary and the testing speed can be increased by establishing internal limits on the allowed error for each code.

4.0 MICROPROCESSOR INTERFACING

To discuss the interface with 8080A and 6800 microprocessors, a common sample subroutine structure is used. The microprocessor starts the A/D, reads and stores the results of 16 successive conversions, then returns to the user's program. The 16 data bytes are stored in 16 successive memory locations. All Data and Addresses will be given in hexadecimal form. Software and hardware details are provided separately for each type of microprocessor.

4.1 Interfacing 8080 Microprocessor Derivatives (8048, 8085)

This converter has been designed to directly interface with derivatives of the 8080 microprocessor. The A/D can be mapped into memory space (using standard memory address decoding for \overline{CS} and the \overline{MEMR} and \overline{MEMW} strobes) or it can be controlled as an I/O device by using the $\overline{I/O\overline{R}}$ and $\overline{I/O\overline{W}}$ strobes and decoding the address bits $A0 \rightarrow A7$ (or address bits $A8 \rightarrow A15$ as they will contain the same 8-bit address information) to obtain the \overline{CS} input. Using the I/O space provides 256 additional addresses and may allow a simpler 8-bit address decoder but the data can only be input to the accumulator. To make use of the additional memory reference instructions, the A/D should be mapped into memory space. An example of an A/D in I/O space is shown in Figure 10.

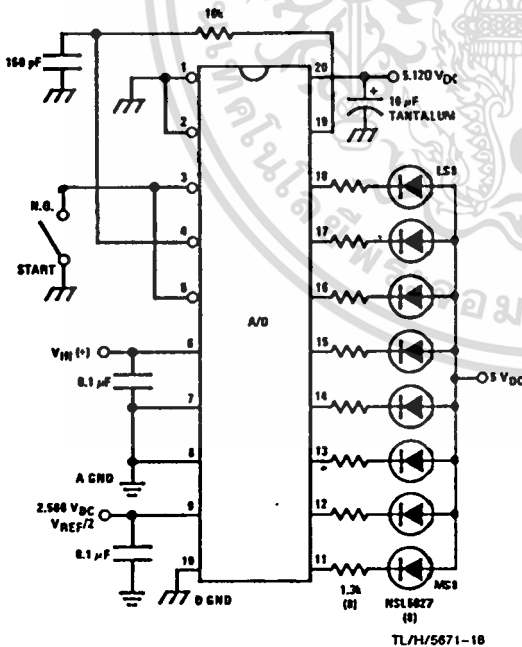
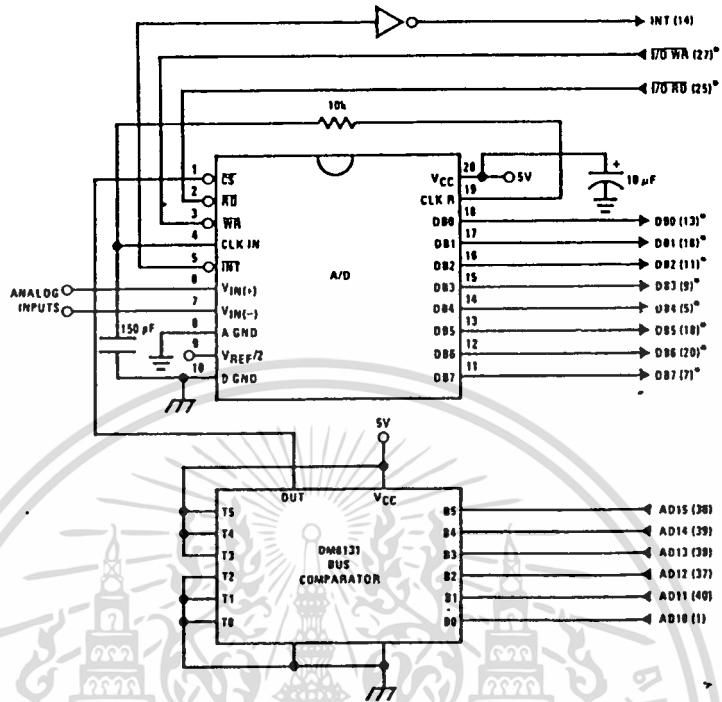


FIGURE 7. Basic A/D Tester

Functional Description (Continued)



Note 1: *Pin numbers for the DP8228 system controller, others are INS8080A.
 Note 2: Pin 23 of the INS8228 must be tied to +12V through a 1 kΩ resistor to generate the RST 7 instruction when an interrupt is acknowledged as required by the accompanying sample program.

FIGURE 10. ADC0801-INS8080A CPU Interface

TL/H/5671-20

SAMPLE PROGRAM FOR FIGURE 10 ADC0801-INS8080A CPU INTERFACE

```

0038 C3 00 03 RST 7: JMP LD DATA
.
.
0100 21 00 02 START: LXI H 0200H ; HL pair will point to
; data storage locations
0103 31 00 04 RETURN: LXI SP 0400H ; Initialize stack pointer (Note 1)
0106 7D MOV A, L ; Test # of bytes entered
0107 FE 0F CPI 0F H ; If # = 16. JMP to
0109 CA 13 01 JZ CONT ; user program
010C D3 E0 OUT E0 H ; Start A/D
010E FB EI ; Enable interrupt
010F 00 LOOP: NOP ; Loop until end of
0110 C3 0F 01 JMP LOOP ; conversion
0113 . CONT: .
. (User program to .
. process data) .
. .
0300 DB E0 LD DATA: IN E0 H ; Load data into accumulator
0302 77 MOV M, A ; Store data
0303 23 INX H ; Increment storage pointer
0304 C3 03 01 JMP RETURN
    
```

Note 1: The stack pointer must be dimensioned because a RST 7 instruction pushes the PC onto the stack.
 Note 2: All address used were arbitrarily chosen.

Functional Description (Continued)

The standard control bus signals of the 8080 \overline{CS} , \overline{RD} and \overline{WR} can be directly wired to the digital control inputs of the A/D and the bus timing requirements are met to allow both starting the converter and outputting the data onto the data bus. A bus driver should be used for larger microprocessor systems where the data bus leaves the PC board and/or must drive capacitive loads larger than 100 pF.

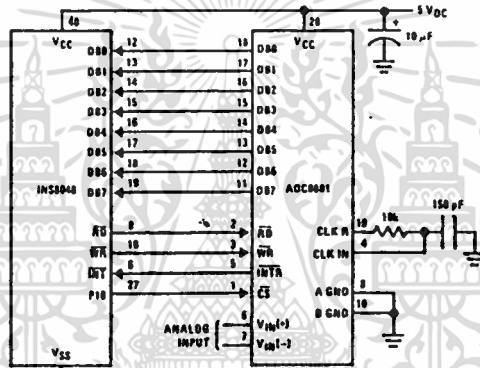
4.1.1 Sample 8080A CPU Interfacing Circuitry and Program

The following sample program and associated hardware shown in Figure 10 may be used to input data from the converter to the INS8080A CPU chip set (comprised of the INS8080A microprocessor, the INS8228 system controller and the INS8224 clock generator). For simplicity, the A/D is controlled as an I/O device, specifically an 8-bit bi-directional port located at an arbitrarily chosen port address, E0. The TRI-STATE output capability of the A/D eliminates the need for a peripheral interface device, however address decoding is still required to generate the appropriate \overline{CS} for the converter.

It is important to note that in systems where the A/D converter is 1-of-8 or less I/O mapped devices, no address decoding circuitry is necessary. Each of the 8 address bits (A0 to A7) can be directly used as \overline{CS} inputs—one for each I/O device.

4.1.2 INS8048 Interface

The INS8048 interface technique with the ADC0801 series (see Figure 11) is simpler than the 8080A CPU interface. There are 24 I/O lines and three test input lines in the 8048. With these extra I/O lines available, one of the I/O lines (bit 0 of port 1) is used as the chip select signal to the A/D, thus eliminating the use of an external address decoder. Bus control signals \overline{RD} , \overline{WR} and \overline{INT} of the 8048 are tied directly to the A/D. The 16 converted data words are stored at on-chip RAM locations from 20 to 2F (Hex). The \overline{RD} and \overline{WR} signals are generated by reading from and writing into a dummy address, respectively. A sample interface program is shown below.



TL/H/5671-21

FIGURE 11. INS8048 Interface
SAMPLE PROGRAM FOR FIGURE 11 INS8048 INTERFACE

```

04 10          JMP      10H          ; Program starts at addr 10
                ORG      3H
04 50          JMP      50H          ; Interrupt jump vector
                ORG      10H          ; Main program
99 FE          ANL      P1, #0FEH    ; Chip select
81             MOVX     A, @R1       ; Read in the 1st data
                ; to reset the intr
89 01          START:  ORL      P1, #1    ; Set port pin high
B8 20          MOV      RO, #20H     ; Data address
B9 FF          MOV      R1, #0FFH    ; Dummy address
BA 10          MOV      R2, #10H     ; Counter for 16 bytes
23 FF          AGAIN:  MOV      A, #0FFH ; Set ACC for intr loop
99 FE          ANL      P1, #0FEH    ; Send CS (bit 0 of P1)
91             MOVX     @R1, A       ; Send WR out
05             EN       I           ; Enable interrupt
96 21          LOOP:   JNZ      LOOP   ; Wait for interrupt
EA 1B          DJNZ    R2, AGAIN     ; If 16 bytes are read
00             NOP
00             NOP
                ORG      50H
81             INDATA: MOVX     A, @R1 ; Input data, CS still low
A0             MOV      @RO, A       ; Store in memory
18             INC     RO           ; Increment storage counter
89 01          ORL      P1, #1       ; Reset CS signal
27             CLR     A           ; Clear ACC to get out of
93             RETR
    
```

ADC0801/ADC0802/ADC0803/ADC0804/ADC0805

Functional Description (Continued)

4.2 Interfacing the Z-80

The Z-80 control bus is slightly different from that of the 8080. General \overline{RD} and \overline{WR} strobes are provided and separate memory request, \overline{MREQ} , and I/O request, \overline{IORQ} , signals are used which have to be combined with the generalized strobes to provide the equivalent 8080 signals. An advantage of operating the A/D in I/O space with the Z-80 is that the CPU will automatically insert one wait state (the \overline{RD} and \overline{WR} strobes are extended one clock period) to allow more time for the I/O devices to respond. Logic to map the A/D in I/O space is shown in Figure 13.

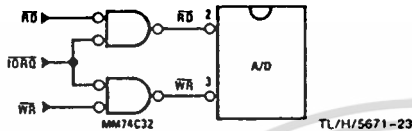


FIGURE 13. Mapping the A/D as an I/O Device for Use with the Z-80 CPU

Additional I/O advantages exist as software DMA routines are available and use can be made of the output data transfer which exists on the upper 8 address lines (A8 to A15) during I/O input instructions. For example, MUX channel selection for the A/D can be accomplished with this operating mode.

4.3 Interfacing 6800 Microprocessor Derivatives (6502, etc.)

The control bus for the 6800 microprocessor derivatives does not use the \overline{RD} and \overline{WR} strobe signals. Instead it employs a single R/W line and additional timing, if needed, can be derived from the $\phi 2$ clock. All I/O devices are memory mapped in the 6800 system, and a special signal, VMA, indicates that the current address is valid. Figure 14 shows an interface schematic where the A/D is memory mapped in the 6800 system. For simplicity, the \overline{CS} decoding is shown using $\frac{1}{2}$ DM8092. Note that in many 6800 systems, an al-

ready decoded $\overline{A75}$ line is brought out to the common bus at pin 21. This can be tied directly to the \overline{CS} pin of the A/D, provided that no other devices are addressed at HX ADDR: 4XXX or 5XXX.

The following subroutine performs essentially the same function as in the case of the 8080A interface and it can be called from anywhere in the user's program.

In Figure 15 the ADC0801 series is interfaced to the M6800 microprocessor through (the arbitrarily chosen) Port B of the MC6820 or MC6821 Peripheral Interface Adapter, (PIA). Here the \overline{CS} pin of the A/D is grounded since the PIA is already memory mapped in the M6800 system and no \overline{CS} decoding is necessary. Also notice that the A/D output data lines are connected to the microprocessor bus under program control through the PIA and therefore the A/D \overline{RD} pin can be grounded.

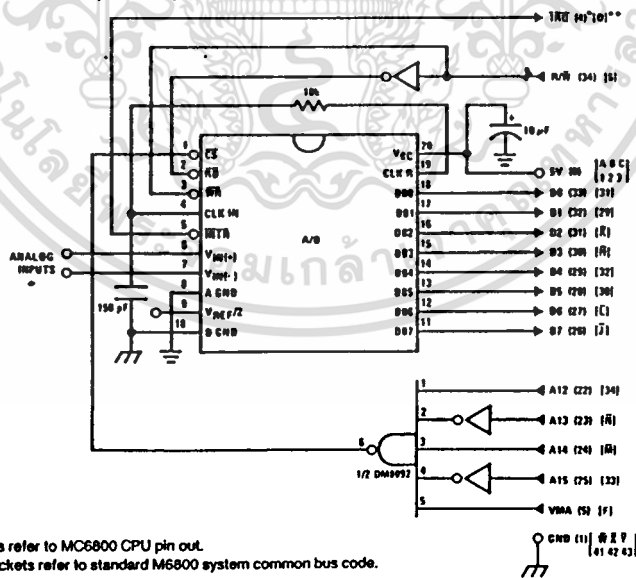
A sample interface program equivalent to the previous one is shown below Figure 15. The PIA Data and Control Registers of Port B are located at HEX addresses 8006 and 8007, respectively.

5.0 GENERAL APPLICATIONS

The following applications show some interesting uses for the A/D. The fact that one particular microprocessor is used is not meant to be restrictive. Each of these application circuits would have its counterpart using any microprocessor that is desired.

5.1 Multiple ADC0801 Series to MC6800 CPU Interface

To transfer analog data from several channels to a single microprocessor system, a multiple converter scheme presents several advantages over the conventional multiplexer single-converter approach. With the ADC0801 series, the differential inputs allow individual span adjustment for each channel. Furthermore, all analog input channels are sensed simultaneously, which essentially divides the microprocessor's total system servicing time by the number of channels, since all conversions occur simultaneously. This scheme is shown in Figure 16.



Functional Description (Continued)

SAMPLE PROGRAM FOR FIGURE 14 ADC0801-MC6800 CPU INTERFACE

```

0010    DF 36      DATAIN    STX      TEMP2      ; Save contents of X
0012    CE 00 2C      LDX      #002C      ; Upon IRQ low CPU
0015    FF FF F8      STX      $FFF8      ; jumps to 002C
0018    B7 50 00      STAA     $5000      ; Start ADC0801
001B    0E          CLI          ;
001C    3E          CONVRT    WAI          ; Wait for interrupt
001D    DE 34      LDX      TEMP1
001F    8C 02 0F      CPX      #020F      ; Is final data stored?
0022    27 14      BEQ      ENDP
0024    B7 50 00      STAA     $5000      ; Restarts ADC0801
0027    08          INX
0028    DF 34      STX      TEMP1
002A    20 F0      BRA      CONVRT
002C    DE 34      INTRPT    LDX      TEMP1
002E    B6 50 00      LDAA     $5000      ; Read data
0031    A7 00      STAA     X          ; Store it at X
0033    3B          RTI
0034    02 00      TEMP1     FDB     $0200      ; Starting address for
                                ; data storage

0036    00 00      TEMP2     FDB     $0000
0038    CE 02 00      ENDP     LDX      #0200      ; Reinitialize TEMP1
003B    DF 34      STX      TEMP1
003D    DE 36      LDX      TEMP2
003F    .. 39      RTS
    
```

Note 1: In order for the microprocessor to service subroutines and interrupts, the stack pointer must be dimensioned in the user's program.

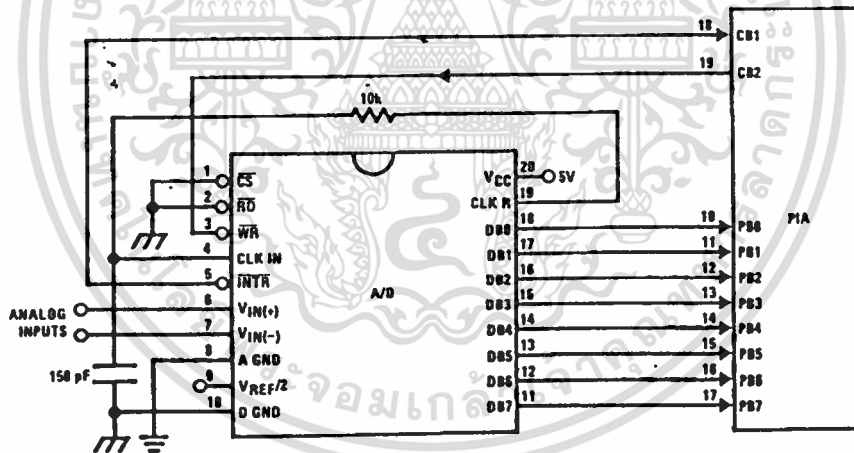
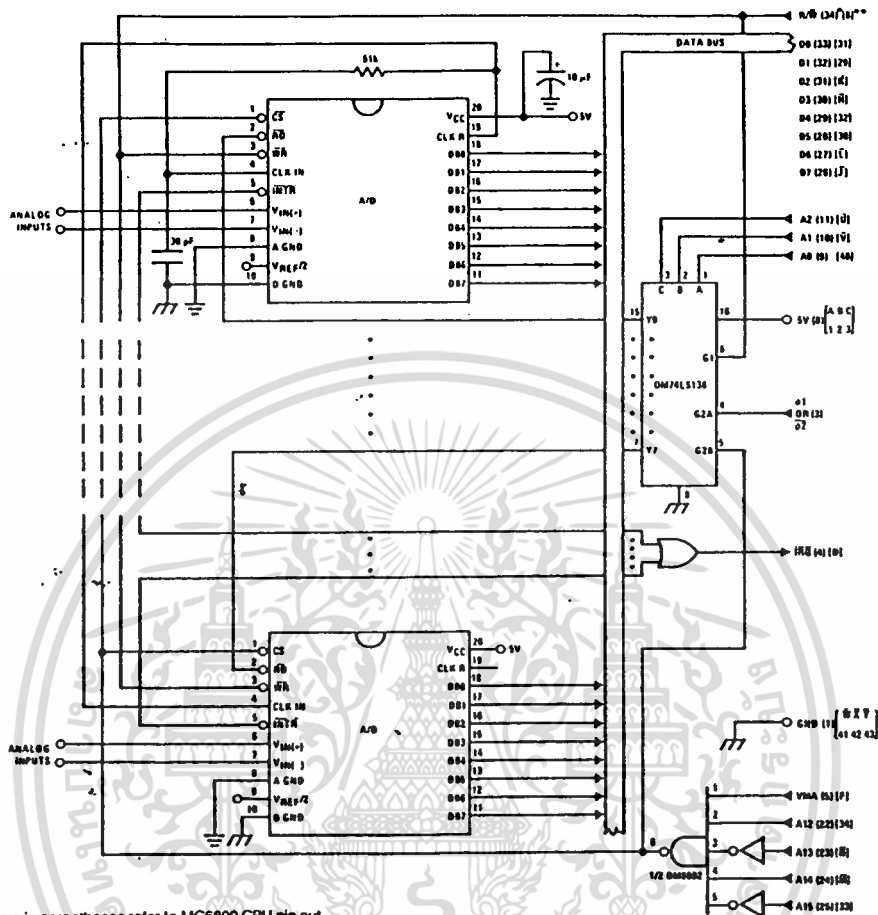


FIGURE 15. ADC0801-MC6820 PIA Interface

Functional Description (Continued)



Note 1: Numbers in parentheses refer to MC6800 CPU pin out.

Note 2: Numbers of letters in brackets refer to standard M6800 system common bus code.

TL/H/5671-26

FIGURE 16. Interfacing Multiple A/Ds in an MC6800 System
 SAMPLE PROGRAM FOR FIGURE 16 INTERFACING MULTIPLE A/Ds IN AN MC6800 SYSTEM

ADDRESS	HEX CODE	MNEMONICS	COMMENTS
0010	DF 44	DATAIN STX TEMP	; Save Contents of X
0012	CE 00 2A	LDX #002A	; Upon \overline{IRQ} LOW CPU
0015	FF FF F8	STX #FFF8	; Jumps to 002A
0018	B7 50 00	STAA \$5000	; Starts all A/D's
001B	0E	CLI	
001C	3E	WAI	; Wait for interrupt
001D	CE 50 00	LDX \$5000	
0020	DF 40	STX INDEX1	; Reset both INDEX
0022	CE 02 00	LDX #0200	; 1 and 2 to starting
0025	DF 42	STX INDEX2	; addresses
0027	DE 44	LDX TEMP	
0029	39	RTS	; Return from subroutine
002A	DE 40	INTRPT LDX INDEX1	; INDEX1 \rightarrow X
002C	A6 00	LDAA X	; Read data in from A/D at X
002E	08	INX	; Increment X by one
002F	DF 40	STX INDEX1	; X \rightarrow INDEX1
0031	DE 42	LDX INDEX2	; INDEX2 \rightarrow X

Functional Description (Continued)

SAMPLE PROGRAM FOR FIGURE 16 INTERFACING MULTIPLE A/Ds IN AN MC6800 SYSTEM

ADDRESS	HEX CODE	MNEMONICS	COMMENTS
0033	A7 00	STAA X	; Store data at X
0035	8C 02 07	CPX #0207	; Have all A/D's been read?
0038	27 05	BEQ RETURN	; Yes: branch to RETURN
003A	08	INX	; No: increment X by one
003B	DF 42	STX INDEX2	; X → INDEX2
003D	20 EB	BRA INTRPT	; Branch to 002A
003F	3B	RETURN RTI	
0040	50 00	INDEX1 FDB \$5000	; Starting address for A/D
0042	02 00	INDEX2 FDB \$0200	; Starting address for data storage
0044	00 00	TEMP FDB \$0000	

Note 1: In order for the microprocessor to service subroutines and interrupts, the stack pointer must be dimensioned in the user's program.

For amplification of DC input signals, a major system error is the input offset voltage of the amplifiers used for the preamp. Figure 17 is a gain of 100 differential preamp whose offset voltage errors will be cancelled by a zeroing subroutine which is performed by the INS8080A microprocessor system. The total allowable input offset voltage error for this preamp is only 50 μ V for $\frac{1}{4}$ LSB error. This would obviously require very precise amplifiers. The expression for the differential output voltage of the preamp is:

$$V_O = \underbrace{[V_{IN(+)} - V_{IN(-)}]}_{\text{SIGNAL}} \underbrace{\left[1 + \frac{2R_2}{R_1}\right]}_{\text{GAIN}} + \underbrace{(V_{OS_2} - V_{OS_1} - V_{OS_3} \pm I_X R_X)}_{\text{DC ERROR TERM}} \underbrace{\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)}_{\text{GAIN}}$$

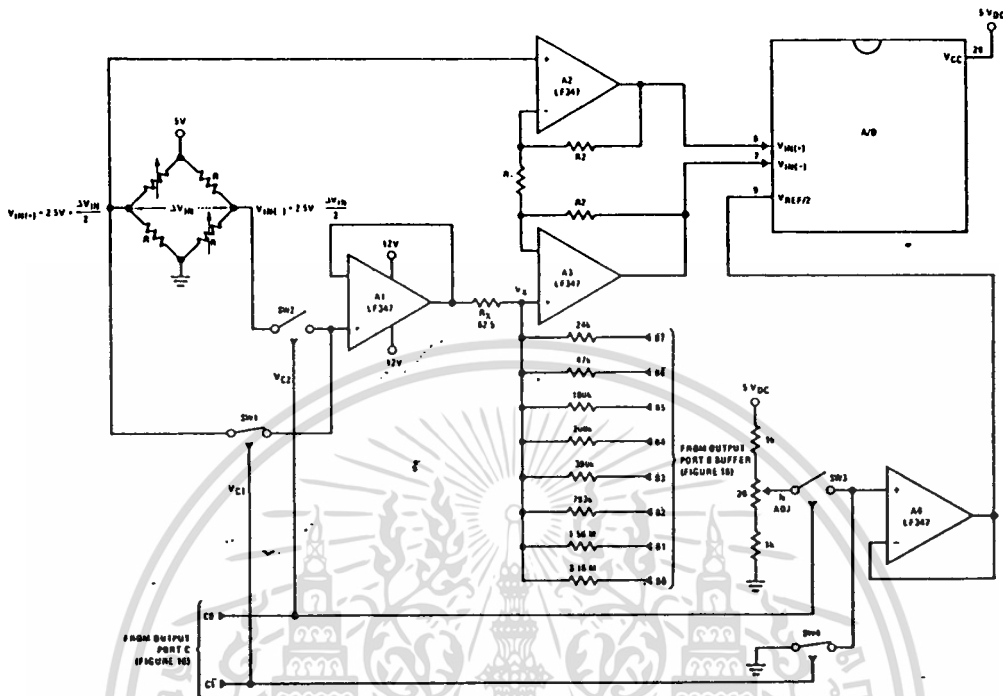
where I_X is the current through resistor R_X . All of the offset error terms can be cancelled by making $\pm I_X R_X = V_{OS_1} + V_{OS_3} - V_{OS_2}$. This is the principle of this auto-zeroing scheme.

The INS8080A uses the 3 I/O ports of an INS8255 Programmable Peripheral Interface (PPI) to control the auto zeroing and input data from the ADC0801 as shown in Figure 18. The PPI is programmed for basic I/O operation (mode 0) with Port A being an input port and Ports B and C being output ports. Two bits of Port C are used to alternately open or close the 2 switches at the input of the preamp. Switch

SW1 is closed to force the preamp's differential input to be zero during the zeroing subroutine and then opened and SW2 is then closed for conversion of the actual differential input signal. Using 2 switches in this manner eliminates concern for the ON resistance of the switches as they must conduct only the input bias current of the input amplifiers.

Output Port B is used as a successive approximation register by the 8080 and the binary scaled resistors in series with each output bit create a D/A converter. During the zeroing subroutine, the voltage at V_X increases or decreases as required to make the differential output voltage equal to zero. This is accomplished by ensuring that the voltage at the output of A1 is approximately 2.5V so that a logic "1" (5V) on any output of Port B will source current into node V_X thus raising the voltage at V_X and making the output differential more negative. Conversely, a logic "0" (0V) will pull current out of node V_X and decrease the voltage, causing the differential output to become more positive. For the resistor values shown, V_X can move ± 12 mV with a resolution of 50 μ V, which will null the offset error term to $\frac{1}{4}$ LSB of full-scale for the ADC0801. It is important that the voltage levels that drive the auto-zero resistors be constant. Also, for symmetry, a logic swing of 0V to 5V is convenient. To achieve this, a CMOS buffer is used for the logic output signals of Port B and this CMOS package is powered with a stable 5V source. Buffer amplifier A1 is necessary so that it can source or sink the D/A output current.

Functional Description (Continued)



Note 1: $R2 = 49.5 R1$

Note 2: Switches are LMC13334 CMOS analog switches.

Note 3: The 9 resistors used in the auto-zero section can be $\pm 5\%$ tolerance.

FIGURE 17. Gain of 100 Differential Transducer Preamp

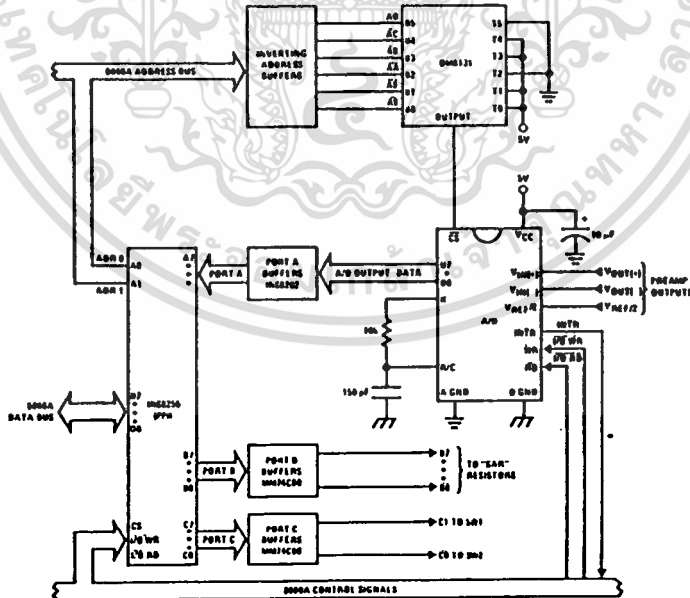


FIGURE 18. Microprocessor Interface Circuitry for Differential Preamp

TL/H/5671-27

A flow chart for the zeroing subroutine is shown in *Figure 19*. It must be noted that the ADC0801 series will output an all zero code when it converts a negative input [$V_{IN}(-) \geq V_{IN}(+)$]. Also, a logic inversion exists as all of the I/O ports are buffered with inverting gates.

Basically, if the data read is zero, the differential output voltage is negative, so a bit in Port B is cleared to pull V_X more negative which will make the output more positive for the next conversion. If the data read is not zero, the output voltage is positive so a bit in Port B is set to make V_X more positive and the output more negative. This continues for 8 approximations and the differential output eventually converges to within 5 mV of zero.

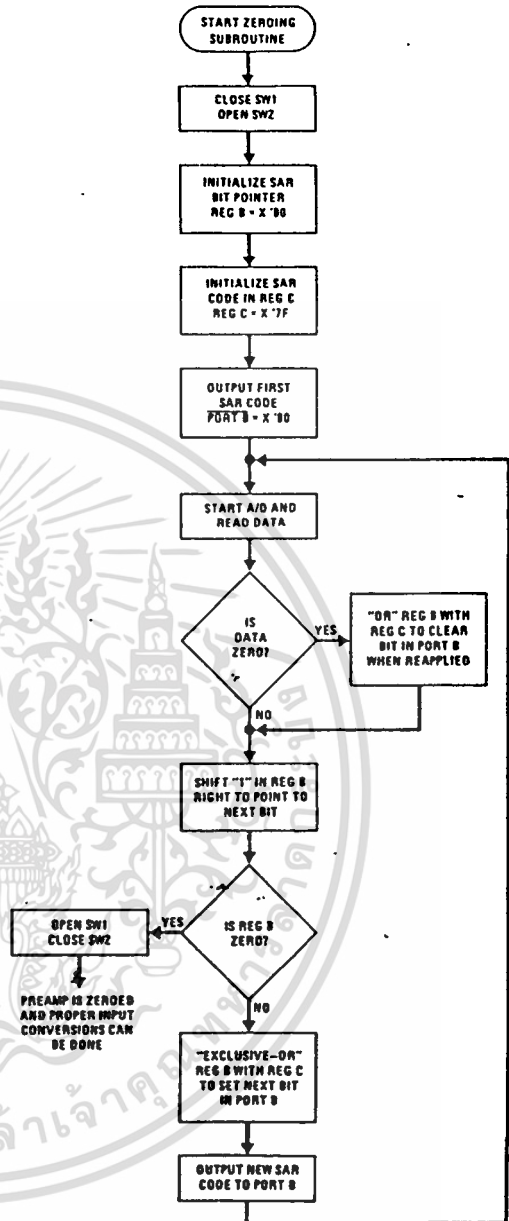
The actual program is given in *Figure 20*. All addresses used are compatible with the BLC 80/10 microcomputer system. In particular:

- Port A and the ADC0801 are at port address E4
- Port B is at port address E5
- Port C is at port address E6
- PPI control word port is at port address E7
- Program Counter automatically goes to ADDR:3C3D upon acknowledgement of an interrupt from the ADC0801

5.3 Multiple A/D Converters in a Z-80 Interrupt Driven Mode

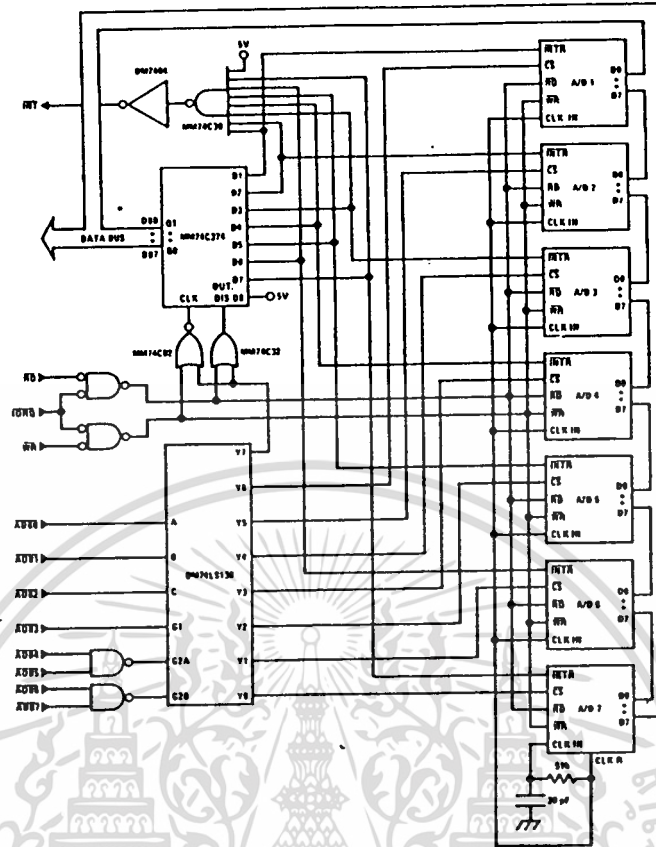
In data acquisition systems where more than one A/D converter (or other peripheral device) will be interrupting program execution of a microprocessor, there is obviously a need for the CPU to determine which device requires servicing. *Figure 21* and the accompanying software is a method of determining which of 7 ADC0801 converters has completed a conversion (INTR asserted) and is requesting an interrupt. This circuit allows starting the A/D converters in any sequence, but will input and store valid data from the converters with a priority sequence of A/D 1 being read first, A/D 2 second, etc., through A/D 7 which would have the lowest priority for data being read. Only the converters whose INT is asserted will be read.

The key to decoding circuitry is the DM74LS373, 8-bit D type flip-flop. When the Z-80 acknowledges the interrupt, the program is vectored to a data input Z-80 subroutine. This subroutine will read a peripheral status word from the DM74LS373 which contains the logic state of the INTR outputs of all the converters. Each converter which initiates an interrupt will place a logic "0" in a unique bit position in the status word and the subroutine will determine the identity of the converter and execute a data read. An identifier word (which indicates which A/D the data came from) is stored in the next sequential memory location above the location of the data so the program can keep track of the identity of the data entered.



TLH/5671-28

FIGURE 19. Flow Chart for Auto-Zero Routine



TL/H/5671-29

FIGURE 21. Multiple A/D's with Z-80 Type Microprocessor

INTERRUPT SERVICING SUBROUTINE

LOC	OBJ CODE	SOURCE STATEMENT	COMMENT
0038	E5	PUSH HL	; Save contents of all registers affected by
0039	C5	PUSH BC	; this subroutine.
003A	F5	PUSH AF	; Assumed INT mode if earlier set.
003B	21 00 3E	LD (HL), X3E00	; Initialize memory pointer where data will be stored.
003E	0E 01	LD C, X01	; C register will be port ADDR of A/D converters.
0040	D3 00	OUT X00, A	; Load peripheral status word into 8-bit latch.
0042	DB 00	IN A, X00	; Load status word into accumulator.
0044	47	LD B, A	; Save the status word.
0045	79	TEST LD A, C	; Test to see if the status of all A/D's have
0046	FE 08	CP, X08	; been checked. If so, exit subroutine
0048	CA 60 00	JPZ, DONE	
004B	78	LD A, B	; Test a single bit in status word by looking for
004C	1F	RRA	; a "1" to be rotated into the CARRY (an INT
004D	47	LD B, A	; is loaded as a "1"). If CARRY is set then load
004E	DA 55 00	JPC, LOAD	; contents of A/D at port ADDR in C register.
0051	0C	NEXT INC C	; If CARRY is not set, increment C register to point
0052	C3 45 00	JP, TEST	; to next A/D, then test next bit in status word.
0055	ED 78	LOAD IN A, (C)	; Read data from interrupting A/D and invert
0057	EE FF	XOR FF	; the data.
0059	77	LD (HL), A	; Store the data
005A	2C	INC L	
005B	71	LD (HL), C	; Store A/D identifier (A/D port ADDR).
005C	2C	INC L	
005D	C3 51 00	JP, NEXT	; Test next bit in status word.
0060	F1	DONE POP AF	; Re-establish all registers as they were
0061	C1	POP BC	; before the interrupt.
0062	E1	POP HL	
0063	C9	RET	; Return to original program



LM124, LM224, LM324, LM324A LM2902

Specifications and Applications Information

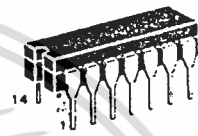
QUAD LOW POWER OPERATIONAL AMPLIFIERS

The LM124 Series are low-cost, quad operational amplifiers with true differential inputs. These have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. The quad amplifier can operate at supply voltages as low as 3.0 Volts or as high as 32 Volts with quiescent currents about one fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

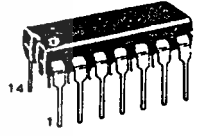
- Short Circuited Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 to 32 Volts
- Low Input Bias Currents: 100 nA Max (LM324A)
- Four Amplifiers Per Package
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Industry Standard Pinouts

QUAD DIFFERENTIAL INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUIT



J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632-08



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646-06
(LM224, LM324,
LM2902 Only)



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A-02
SO-14

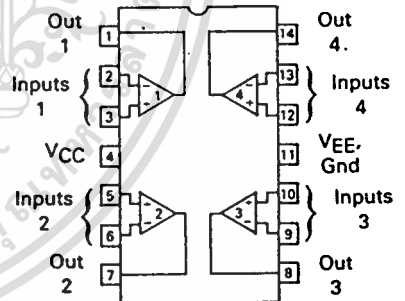
MAXIMUM RATINGS (T_A = +25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	LM124 LM224 LM324,A	LM2902	Unit
Power Supply Voltages				Vdc
Single Supply	V _{CC}	32	26	
Split Supplies	V _{CC} , V _{EE}	±16	±13	
Input Differential Voltage Range (1)	V _{IDR}	±32	±26	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V _{ICR}	-0.3 to 32	-0.3 to 26	Vdc
Input Forward Current (2) (V _I < -0.3 V)	I _{IF}	50	—	mA
Output Short Circuit Duration	t _S	Continuous		
Junction Temperature	T _J			°C
Ceramic Package		175		
Plastic Packages		150		
Storage Temperature Range	T _{stg}			°C
Ceramic Package		-65 to +150		
Plastic Packages		-55 to +125		
Operating Ambient Temperature Range	T _A			°C
LM124		-55 to +125	—	
LM224		-25 to -85	—	
LM324		0 to +70	—	
LM324A		0 to +70	—	
LM2902		—	-40 to +85	

(1) Split Power Supplies.

(2) This input current will only exist when the voltage is negative at any of the input leads. Normal output states will reestablish when the input voltage returns to a voltage greater than -0.3 V.

PIN CONNECTIONS

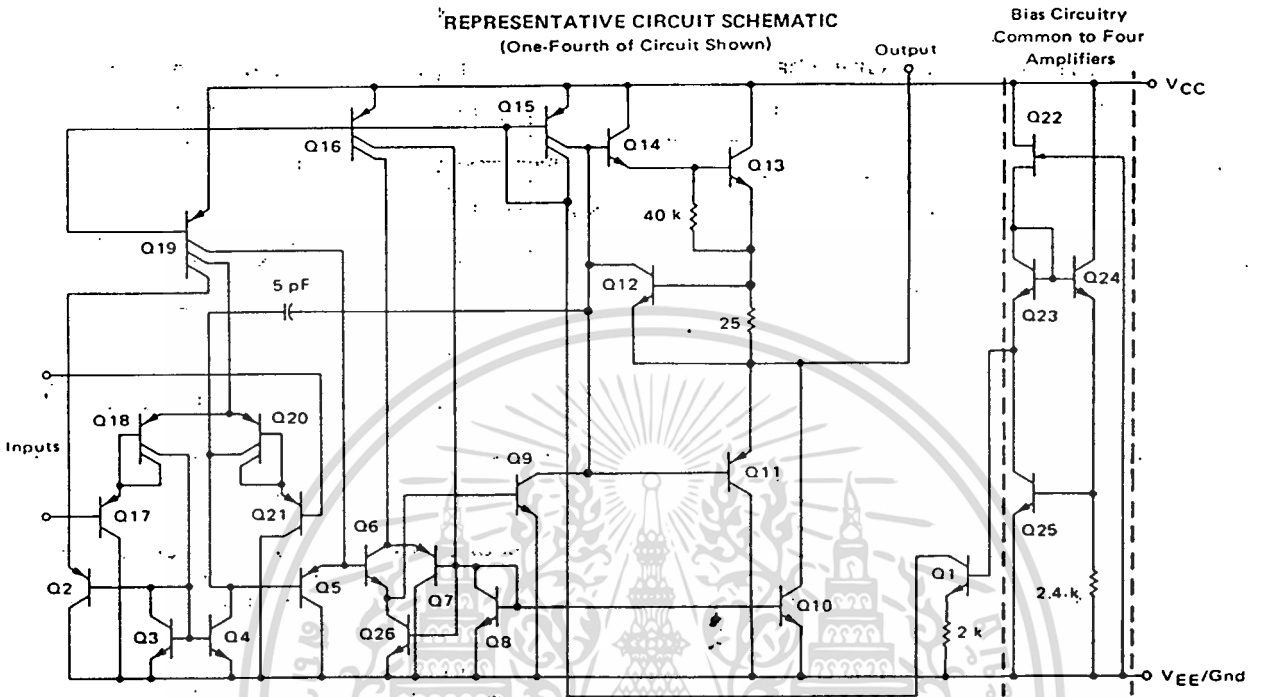


ORDERING INFORMATION

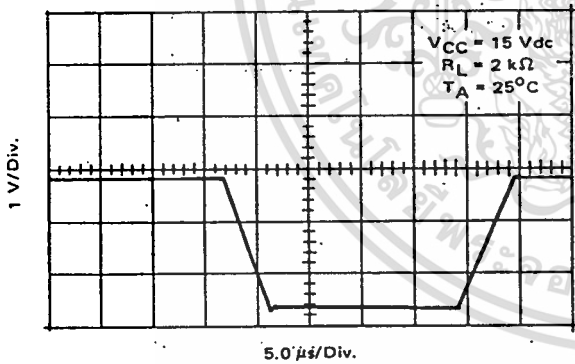
Device	Temperature Range	Package
LM124J	-55 to +125°C	Ceramic DIP
LM2902D		SO-14
LM2902J	-40 to +85°C	Ceramic DIP
LM2902N		Plastic DIP
LM224D		SO-14
LM224J	-25 to +85°C	Ceramic DIP
LM224N		Plastic DIP
LM324AD		SO-14
LM324AN		Plastic DIP
LM324D	0 to +70°C	SO-14
LM324J		Ceramic DIP
LM324N		Plastic DIP

LM124, LM224, LM324, LM2902

REPRESENTATIVE CIRCUIT SCHEMATIC
(One-Fourth of Circuit Shown)



LARGE SIGNAL VOLTAGE FOLLOWER RESPONSE

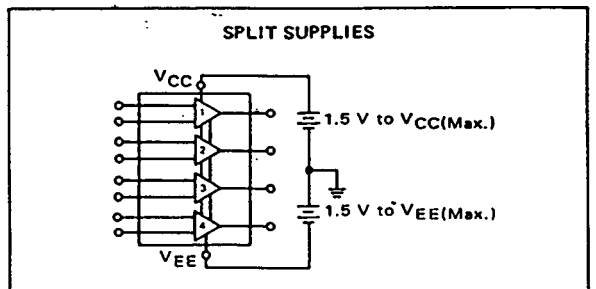
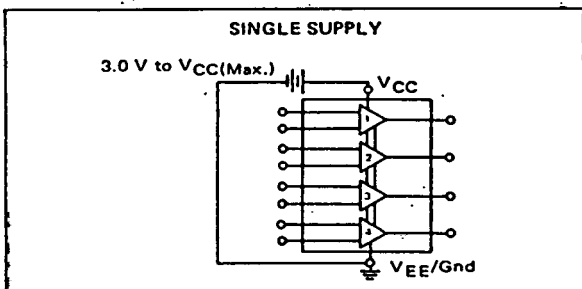


CIRCUIT DESCRIPTION

The LM124 Series is made using four internally compensated, two-stage operational amplifiers. The first stage

of each consists of differential input devices Q20 and Q18 with input buffer transistors Q21 and Q17 and the differential to single ended converter Q3 and Q4. The first stage performs not only the first stage gain function but also performs the level shifting and transconductance reduction functions. By reducing the transconductance a smaller compensation capacitor (only 5 pF) can be employed, thus saving chip area. The transconductance reduction is accomplished by splitting the collectors of Q20 and Q18. Another feature of this input stage is that the input common-mode range can include the negative supply or ground, in single supply operation, without saturating either the input devices or the differential to single-ended converter. The second stage consists of a standard current source load amplifier stage.

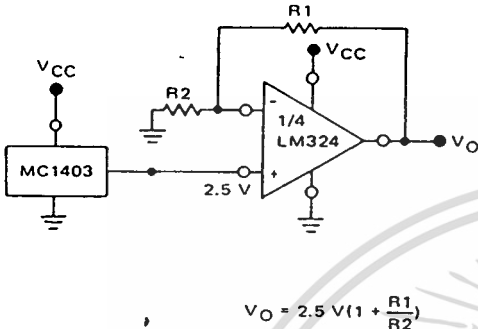
Each amplifier is biased from an internal-voltage regulator which has a low temperature coefficient thus giving each amplifier good temperature characteristics as well as excellent power supply rejection.



LM124, LM224, LM324,A, LM2902

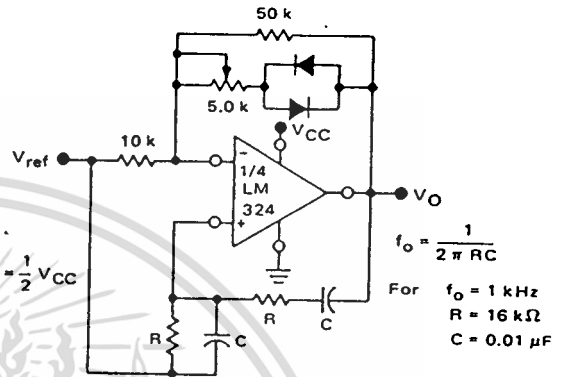
APPLICATIONS INFORMATION

FIGURE 7 - VOLTAGE REFERENCE



$$V_O = 2.5 V \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

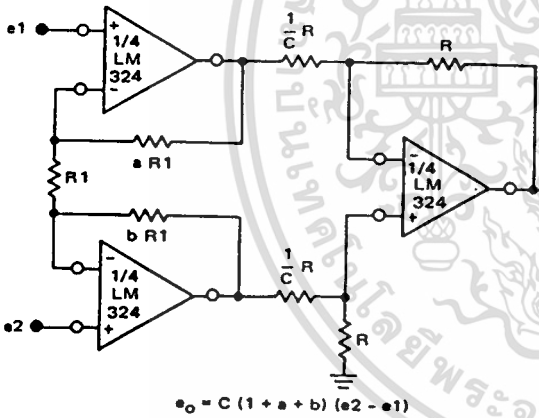
FIGURE 8 - WIEN BRIDGE OSCILLATOR



$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

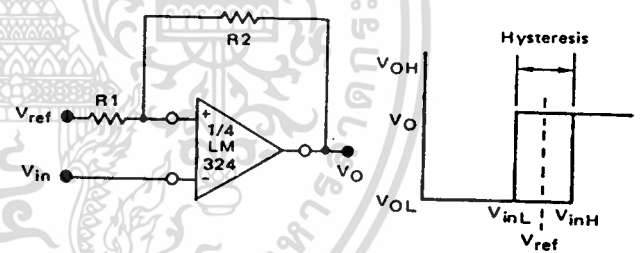
For $f_o = 1 \text{ kHz}$
 $R = 16 \text{ k}\Omega$
 $C = 0.01 \mu\text{F}$

FIGURE 9 - HIGH IMPEDANCE DIFFERENTIAL AMPLIFIER



$$e_o = C(1 + a + b)(e_2 - e_1)$$

FIGURE 10 - COMPARATOR WITH HYSTERESIS

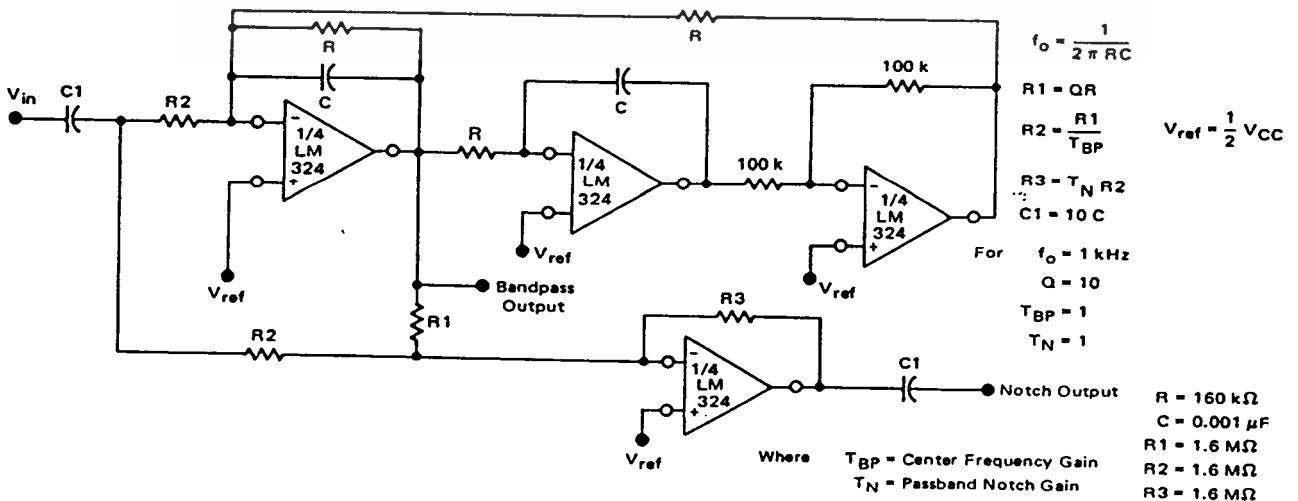


$$V_{inL} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{OL} - V_{ref}) + V_{ref}$$

$$V_{inH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{OH} - V_{ref}) + V_{ref}$$

$$H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{OH} - V_{OL})$$

FIGURE 11 - BI-QUAD FILTER



$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$R_1 = QR$$

$$R_2 = \frac{R_1}{T_{BP}}$$

$$R_3 = T_N R_2$$

$$C_1 = 10C$$

For $f_o = 1 \text{ kHz}$
 $Q = 10$
 $T_{BP} = 1$
 $T_N = 1$

$$V_{ref} = \frac{1}{2} V_{CC}$$

- R = 160 kΩ
- C = 0.001 μF
- R1 = 1.6 MΩ
- R2 = 1.6 MΩ
- R3 = 1.6 MΩ

Where T_{BP} = Center Frequency Gain
 T_N = Passband Notch Gain



LM158, LM258, LM358, LM2904

Specifications and Applications Information

DUAL LOW POWER OPERATIONAL AMPLIFIERS

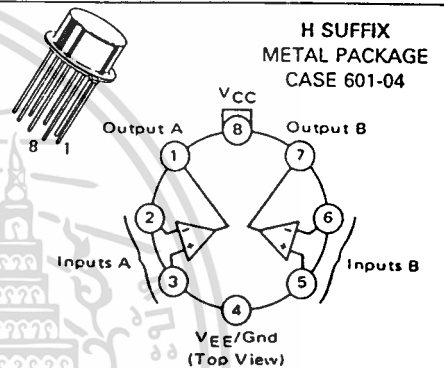
Utilizing the circuit designs perfected for recently introduced Quad Operational Amplifiers, these dual operational amplifiers feature 1) low power drain, 2) a common mode input voltage range extending to ground/ V_{EE} . 3) Single Supply or Split Supply operation and 4) pin outs compatible with the popular MC1558 dual operational amplifier. The LM158 Series is equivalent to one-half of an LM124.

These amplifiers have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. They can operate at supply voltages as low as 3.0 Volts or as high as 32 Volts with quiescent currents about one-fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

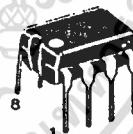
- Short Circuit Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 to 32 Volts
- Low Input Bias Currents
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Single and Split Supply Operation
- Similar Performance to the Popular MC1558

DUAL DIFFERENTIAL INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

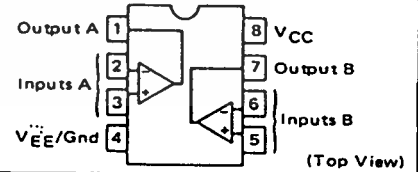


J SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 693-02



N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 626-05

D SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751-02 SO-8



MAXIMUM RATINGS ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	LM158 LM258 LM358	LM2904	Unit
Power Supply Voltages				Vdc
Single Supply	V_{CC}	32	26	
Split Supplies	V_{CC}, V_{EE}	: 16	: 13	
Input Differential Voltage Range (1)	V_{IDR}	: 32	: 26	Vdc
Input Common Mode Voltage Range (2)	V_{ICR}	-0.3 to 32	-0.3 to 26	Vdc
Input Forward Current (3) ($V_I < -0.3\text{ V}$)	I_{IF}	50	-	mA
Output Short Circuit Duration	t_S	Continuous		
Junction Temperature	T_J			$^\circ\text{C}$
Ceramic and Metal Packages		175		
Plastic Package		150		
Storage Temperature Range	T_{stg}			$^\circ\text{C}$
Ceramic and Metal Packages		-65 to +150		
Plastic Package		-55 to +125		
Operating Ambient Temperature Range	T_A			$^\circ\text{C}$
LM158		-55 to +125	-	
LM258		-25 to +85	-	
LM358		0 to +70	-	
LM2904		-	-40 to +85	

(1) Split Power Supplies

(2) For Supply Voltages less than 32 V for the LM158/258/358 and 26 V for the LM2904, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

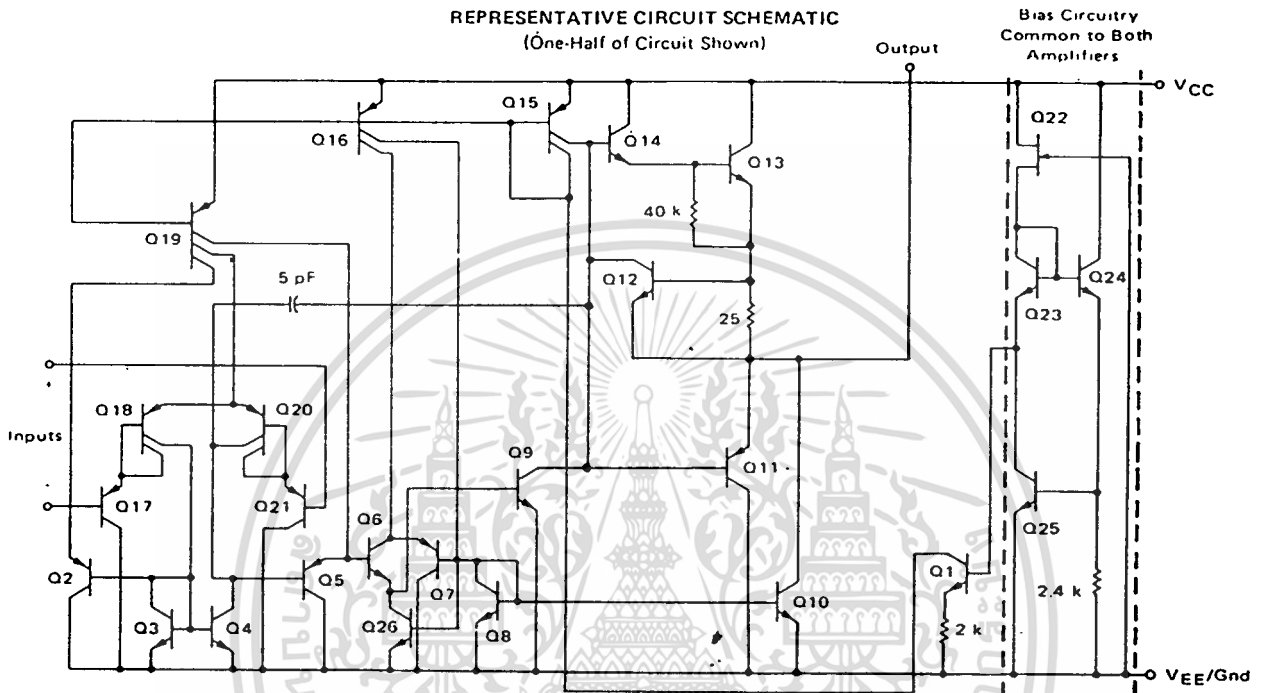
(3) This input current will only exist when the voltage is negative at any of the input leads. Normal output states will reestablish when the input voltage returns to a voltage greater than 0.3 V

ORDERING INFORMATION

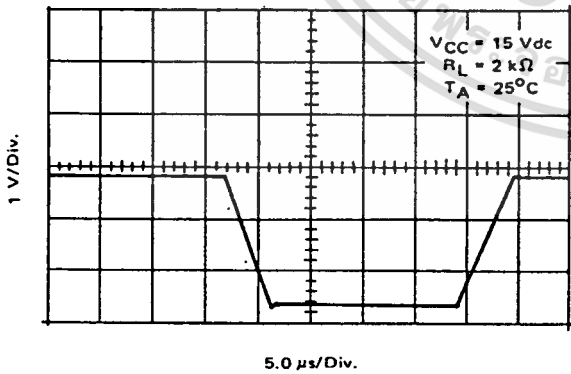
Device	Temperature Range	Package
LM158H	-55 to +125 $^\circ\text{C}$	Metal Can
LM158J		Ceramic DIP
LM2904D		SO-8
LM2904H	-40 to +85 $^\circ\text{C}$	Metal Can
LM2904J		Ceramic DIP
LM2904N		Plastic DIP
LM258D	-25 to +85 $^\circ\text{C}$	SO-8
LM258H		Metal Can
LM258J		Ceramic DIP
LM258N	0 to +70 $^\circ\text{C}$	Plastic DIP
LM358D		SO-8
LM358H		Metal Can
LM358J	Plastic DIP	Ceramic DIP
LM358N		Plastic DIP

LM158, LM258, LM358, LM2904

REPRESENTATIVE CIRCUIT SCHEMATIC
(One-Half of Circuit Shown)



LARGE SIGNAL VOLTAGE
FOLLOWER RESPONSE



CIRCUIT DESCRIPTION

The LM158 Series is made using two internally compensated, two-stage operational amplifiers. The first stage of each consists of differential input devices Q20 and Q18 with input buffer transistors Q21 and Q17 and the differential to single ended converter Q3 and Q4. The first stage performs not only the first stage gain function but also performs the level shifting and transconductance reduction functions. By reducing the transconductance a smaller compensation capacitor (only 5 pF) can be employed, thus saving chip area. The transconductance reduction is accomplished by splitting the collectors of Q20 and Q18. Another feature of this input stage is that the input common-mode range can include the negative supply or ground, in single supply operation, without saturating either the input devices or the differential to single-ended converter. The second stage consists of a standard current source load amplifier stage.

Each amplifier is biased from an internal-voltage regulator which has a low temperature coefficient thus giving each amplifier good temperature characteristics as well as excellent power supply rejection.

LM158, LM258, LM358, LM2904

APPLICATIONS INFORMATION

FIGURE 7 - VOLTAGE REFERENCE

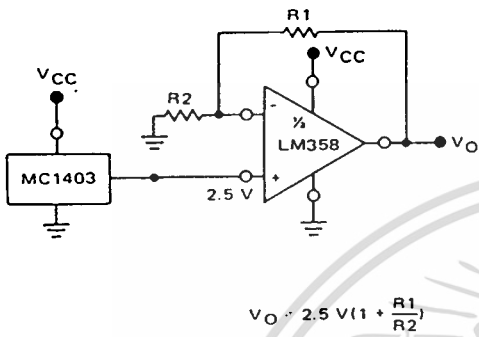


FIGURE 8 - WIEN BRIDGE OSCILLATOR

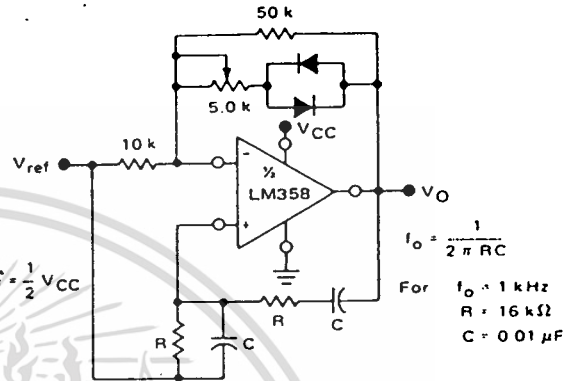


FIGURE 9 - HIGH IMPEDANCE DIFFERENTIAL AMPLIFIER

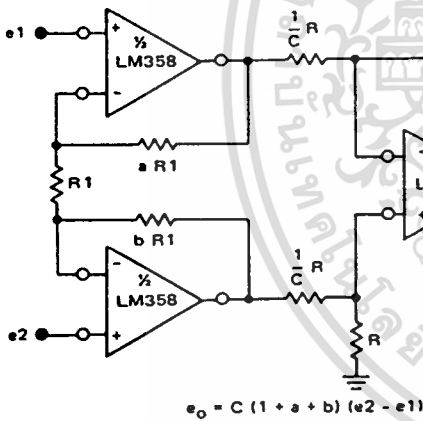


FIGURE 10 - COMPARATOR WITH HYSTERESIS

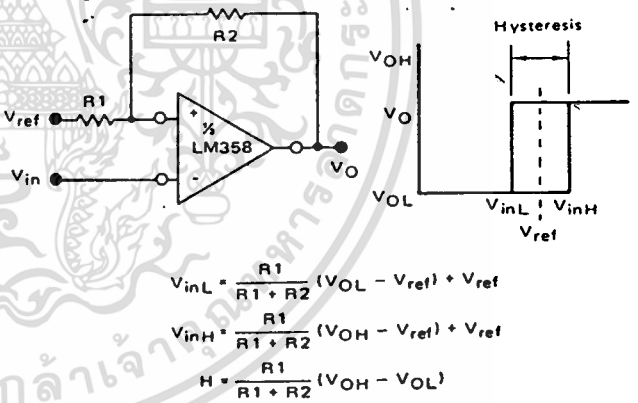
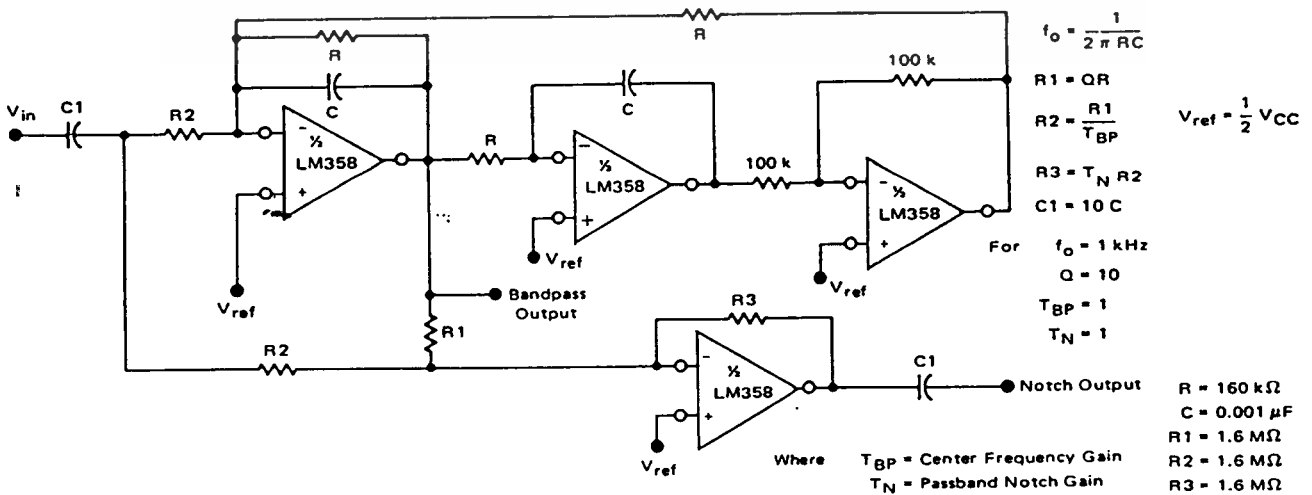


FIGURE 11 - BI-QUAD FILTER





MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

6-Pin DIP Optoisolators Triac Driver Output

These devices consist of gallium-arsenide infrared emitting diodes, optically coupled to a silicon bilateral switch.

They are designed for applications requiring isolated triac triggering.

- UL Recognized File Number E54915 
- Output Driver Designed for 240 Vac Line
- V_{ISO} Isolation Voltage of 7500 V Peak
- Similar to MOC3010 and MOC3011
- Standard 6-PIN Plastic DIP
- VDE approved per standard 0883/6.80 (Certificate number 41853), with additional approval to DIN IEC380/VDE0806, IEC435/VDE0805, IEC65/VDE0860, VDE110b, covering all other standards with equal or less stringent requirements, including IEC204/VDE0113, VDE0160, VDE0832, VDE0833, etc. 
- Special lead form available (add suffix "T" to part number) which satisfies VDE0883/6.80 requirement for 8 mm minimum creepage distance between input and output solder pads.
- Various lead form options available. Consult "Optoisolator Lead Form Options" data sheet for details.

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
--------	--------	-------	------

INFRARED EMITTING DIODE

Reverse Voltage	V _R	3	Volts
Forward Current — Continuous	I _F	60	mA
Total Power Dissipation @ T _A = 25°C Negligible Power in Triac Driver Derate above 25°C	P _D	100 1.33	mW mW/°C

OUTPUT DRIVER

Off-State Output Terminal Voltage	V _{DRM}	400	Volts
Peak Repetitive Surge Current (PW = 1 ms, 120 pps)	I _{TSM}	1	A
Total Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	300 4	mW mW/°C

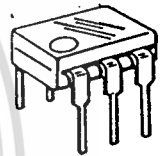
TOTAL DEVICE

Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 5 Second Duration)	V _{ISO}	7500	Vac
Total Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	330 4.4	mW mW/°C
Junction Temperature Range	T _J	-40 to +100	°C
Ambient Operating Temperature Range	T _A	-40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-40 to +150	°C
Soldering Temperature (10 s)	—	260	°C

(1) Isolation surge voltage. V_{ISO} is an internal device dielectric breakdown rating.

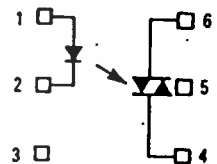
MOC3020
MOC3021
MOC3022
MOC3023

**6-PIN DIP
 OPTOISOLATORS
 TRIAC DRIVER OUTPUT**



**CASE 730A-02
 PLASTIC**

COUPLER SCHEMATIC



1. ANODE
2. CATHODE
3. NC
4. MAIN TERMINAL
5. SUBSTRATE
DO NOT CONNECT
6. MAIN TERMINAL

MOC3020, MOC3021, MOC3022, MOC3023

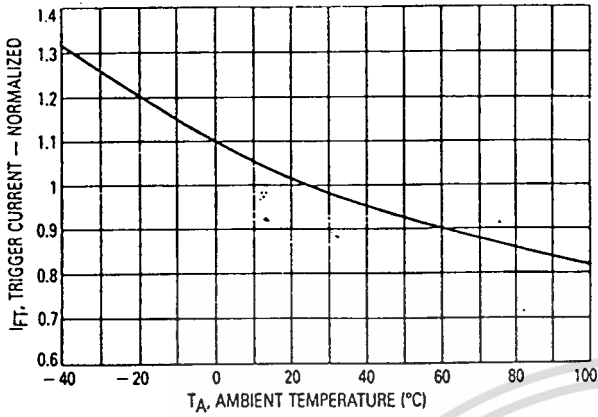


Figure 3. Trigger Current versus Temperature

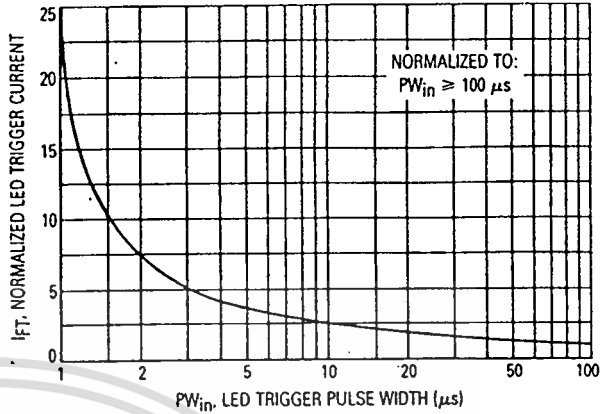


Figure 4. LED Current Required to Trigger versus LED Pulse Width

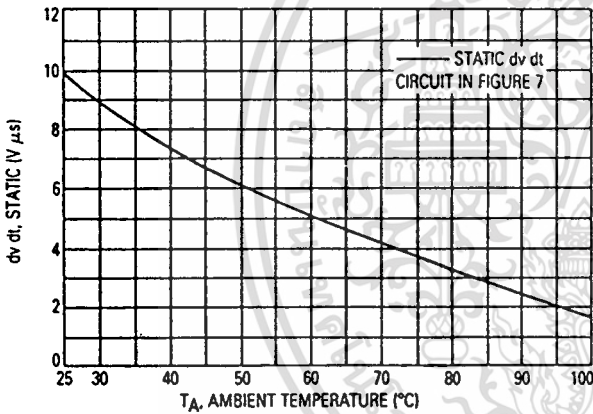


Figure 5. dv/dt versus Temperature

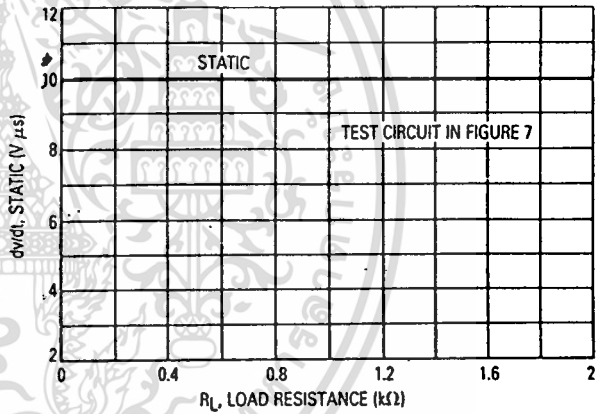
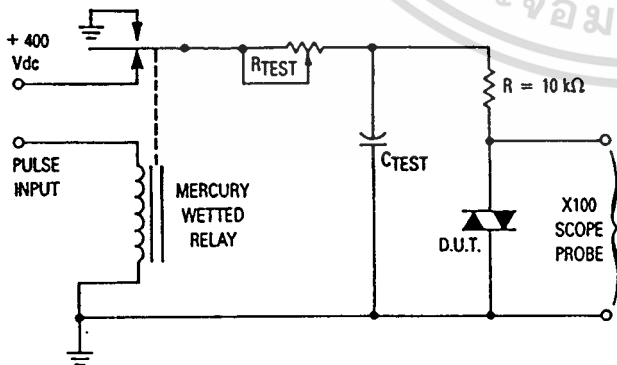


Figure 6. dv/dt versus Load Resistance



1. The mercury wetted relay provides a high speed repeated pulse to the D.U.T.
2. 100x scope probes are used, to allow high speeds and voltages.
3. The worst-case condition for static dv/dt is established by triggering the D.U.T. with a normal LED input current, then removing the current. The variable R_{TEST} allows the dv/dt to be gradually increased until the D.U.T. continues to trigger in response to the applied voltage pulse, even after the LED current has been removed. The dv/dt is then decreased until the D.U.T. stops triggering. τRC is measured at this point and recorded.

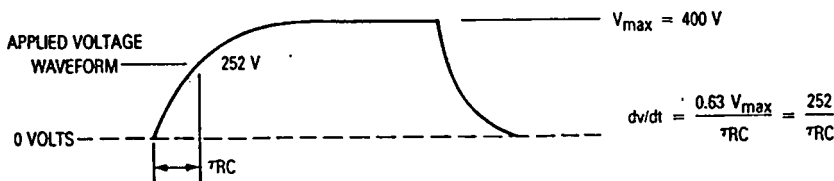


Figure 7. Static dv/dt Test Circuit

Temperature/resistance relationship

R (0) = 100,000 Ω
 α = 0.003850

°C EPT-68	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	°C EPT-68
330	222.65	223.00	223.35	223.70	224.06	224.41	224.76	225.11	225.46	225.81	226.17	330
340	226.17	226.52	226.87	227.22	227.57	227.92	228.27	228.62	228.97	229.32	229.67	340
350	229.67	230.02	230.37	230.72	231.07	231.42	231.77	232.12	232.47	232.82	233.17	350
360	233.17	233.52	233.87	234.22	234.56	234.91	235.26	235.61	235.96	236.31	236.65	360
370	236.65	237.00	237.35	237.70	238.04	238.39	238.74	239.09	239.43	239.78	240.13	370
380	240.13	240.47	240.82	241.17	241.51	241.86	242.20	242.55	242.90	253.24	243.59	380
390	243.59	243.93	244.28	244.62	244.97	245.31	245.66	246.00	246.35	246.69	247.04	390
400	247.04	247.38	247.73	248.07	248.41	248.76	249.10	249.45	249.79	250.13	250.48	400
410	250.48	250.82	251.16	251.50	251.85	252.19	252.53	252.88	253.22	253.56	253.90	410
420	253.90	254.24	254.59	254.93	255.27	255.61	255.95	256.29	256.64	256.98	257.32	420
430	257.32	257.66	258.00	258.34	258.68	259.02	259.36	259.70	260.04	260.38	260.72	430
440	260.72	261.06	261.40	261.74	262.08	262.42	262.76	263.10	263.43	263.77	264.11	440
450	264.11	264.45	264.79	265.13	265.47	265.80	266.14	266.48	266.82	267.15	267.49	450
460	267.49	267.83	268.17	268.50	268.84	269.18	269.51	269.85	270.19	270.52	270.86	460
470	270.86	271.20	271.53	271.87	272.20	272.54	272.88	273.21	273.55	273.88	274.22	470
480	274.22	274.55	274.89	275.22	275.56	275.89	276.23	276.56	276.89	277.23	277.56	480
490	277.56	277.90	278.23	278.56	278.90	279.23	279.56	279.90	280.23	280.56	280.90	490
500	280.90	281.23	281.56	281.89	282.23	282.56	282.89	283.22	283.55	283.89	284.22	500
510	284.22	284.55	284.88	285.21	285.54	285.87	286.21	286.54	286.87	287.20	287.53	510
520	287.53	287.86	288.19	288.52	288.85	289.18	289.51	289.84	290.17	290.50	290.83	520
530	290.83	291.16	291.49	291.81	292.14	292.47	292.80	293.13	293.46	293.79	294.11	530
540	294.11	294.44	294.77	295.10	295.43	295.75	296.08	296.41	296.74	297.06	297.39	540
550	297.39	297.72	298.04	298.37	298.70	299.02	299.35	299.68	300.00	300.33	300.65	550
560	300.65	300.98	301.31	301.63	301.96	302.28	302.61	302.93	303.26	303.58	303.91	560
570	303.91	304.23	304.56	304.88	305.20	305.53	305.85	306.18	306.50	306.82	307.15	570
580	307.15	307.47	307.79	308.12	308.44	308.76	309.09	309.41	309.73	310.05	310.38	580
590	310.38	310.70	311.02	311.34	311.67	311.99	312.31	312.63	312.95	313.27	313.59	590
600	313.59	313.92	314.24	314.56	314.88	315.20	315.52	315.84	316.16	316.48	316.80	600
610	316.80	317.12	317.44	317.76	318.08	318.40	318.72	319.04	319.36	319.68	319.99	610
620	319.99	320.31	320.63	320.95	321.27	321.59	321.91	322.22	322.54	322.86	323.18	620
630	323.18	323.49	323.81	324.13	324.45	324.76	325.08	325.40	325.72	326.03	326.35	630
640	326.35	326.66	326.98	327.30	327.61	327.93	328.25	328.56	328.88	329.19	329.51	640
650	329.51	329.82	330.14	330.45	330.77	331.08	331.40	331.71	332.03	332.34	332.66	650
660	332.66	332.97	333.28	333.60	333.91	334.23	334.54	334.85	335.17	335.48	335.79	660
670	335.79	336.11	336.42	336.73	337.04	337.36	337.67	337.98	338.29	338.61	338.92	670
680	338.92	339.23	339.54	339.85	340.16	340.48	340.79	341.10	341.41	341.72	342.03	680
690	342.03	342.34	342.65	342.96	343.27	343.58	343.89	344.20	344.51	344.82	345.13	690
700	345.13	345.44	345.75	346.06	346.37	346.68	346.99	347.30	347.60	347.91	348.22	700
710	348.22	348.53	348.84	349.15	349.45	349.76	350.07	350.38	350.69	350.99	351.30	710
720	351.30	351.61	351.91	352.22	352.53	352.83	353.14	353.45	353.75	354.06	354.37	720
730	354.37	354.67	354.98	355.28	355.59	355.90	356.20	356.51	356.81	357.12	357.43	730
740	357.43	357.73	358.03	358.34	358.64	358.95	359.25	359.55	359.86	360.16	360.47	740
750	360.47	360.77	361.07	361.38	361.68	361.98	362.29	362.59	362.89	363.19	363.50	750
760	363.50	363.80	364.10	364.40	364.71	365.01	365.31	365.61	365.91	366.22	366.52	760
770	366.52	366.82	367.12	367.42	367.72	368.02	368.32	368.63	368.93	369.23	369.53	770
780	369.53	369.83	370.13	370.43	370.73	371.03	371.33	371.63	371.93	372.22	372.52	780
790	372.52	372.82	373.12	373.42	373.72	374.02	374.32	374.61	374.91	375.21	375.51	790
800	375.51	375.81	376.10	376.40	376.70	377.00	377.29	377.59	377.89	378.19	378.48	800
810	378.48	378.78	379.06	379.37	379.67	379.97	380.26	380.56	380.85	381.15	381.45	810
820	381.45	381.74	382.04	382.33	382.63	382.92	383.22	383.51	383.81	384.10	384.40	820
830	384.40	384.69	384.98	385.28	385.57	385.87	386.16	386.45	386.75	387.04	387.34	830
840	387.34	387.63	387.92	388.21	388.51	388.80	389.09	389.39	389.68	389.97	390.26	840
850	390.26											

Resistance/ohms/Resistance/ohms

Temperature/resistance relationship

R(0) = 100,000 Ω
α = 3.003850

°C E1PT-68	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	°C E1PT-68
-200	18.49											-200
-190	22.80	22.37	21.94	21.51	21.08	20.65	20.22	19.79	19.36	18.93	18.49	-190
-180	27.08	26.65	26.23	25.80	25.37	24.95	24.52	24.09	23.66	23.23	22.80	-180
-170	31.32	30.90	30.47	30.05	29.63	29.20	28.78	28.35	27.93	27.50	27.08	-170
-160	35.53	35.11	34.69	34.27	33.85	33.43	33.01	32.59	32.16	31.74	31.32	-160
-150	39.71	39.30	38.88	38.46	38.04	37.63	37.21	36.79	36.37	35.95	35.53	-150
-140	43.87	43.45	43.04	42.63	42.21	41.79	41.38	40.96	40.55	40.13	39.71	-140
-130	48.00	47.59	47.18	46.76	46.35	45.94	45.52	45.11	44.70	44.28	43.87	-130
-120	52.11	51.70	51.29	50.88	50.47	50.06	49.64	49.23	48.82	48.41	48.00	-120
-110	56.19	55.78	55.38	54.97	54.56	54.15	53.74	53.33	52.92	52.52	52.11	-110
-100	60.25	59.85	59.44	59.04	58.63	58.22	57.82	57.41	57.00	56.60	56.19	-100
-90	64.30	63.90	63.49	63.09	62.68	62.28	61.87	61.47	61.06	60.66	60.25	-90
-80	68.33	67.92	67.52	67.12	66.72	66.31	65.91	65.51	65.11	64.70	64.30	-80
-70	72.33	71.93	71.53	71.13	70.73	70.33	69.93	69.53	69.13	68.73	68.33	-70
-60	76.33	75.93	75.53	75.13	74.73	74.33	73.93	73.53	73.13	72.73	72.33	-60
-50	80.31	79.91	79.51	79.11	78.72	78.32	77.92	77.52	77.13	76.73	76.33	-50
-40	84.27	83.88	83.48	83.08	82.69	82.29	81.89	81.50	81.10	80.70	80.31	-40
-30	88.22	87.83	87.43	87.04	86.64	86.25	85.85	85.46	85.06	84.67	84.27	-30
-20	92.16	91.77	91.37	90.98	90.59	90.19	89.80	89.40	89.01	88.62	88.22	-20
-10	96.09	95.69	95.30	94.91	94.52	94.12	93.73	93.34	92.95	92.55	92.16	-10
0	100.00	99.61	99.22	98.83	98.44	98.04	97.65	97.26	96.87	96.48	96.09	0
0	100.00	100.39	100.78	101.17	101.56	101.95	102.34	102.73	103.12	103.51	103.90	0
10	103.90	104.29	104.68	105.07	105.46	105.85	106.24	106.63	107.02	107.40	107.79	10
20	107.79	108.18	108.57	108.96	109.35	109.73	110.12	110.51	110.90	111.28	111.67	20
30	111.57	112.06	112.45	112.83	113.22	113.61	113.99	114.38	114.77	115.15	115.54	30
40	115.54	115.93	116.31	116.70	117.08	117.47	117.85	118.24	118.62	119.01	119.40	40
50	119.40	119.78	120.16	120.55	120.93	121.32	121.70	122.09	122.47	122.86	123.24	50
60	123.24	123.62	124.01	124.39	124.77	125.16	125.54	125.92	126.31	126.69	127.07	60
70	127.07	127.45	127.84	128.22	128.60	128.98	129.37	129.75	130.13	130.51	130.89	70
80	130.89	131.27	131.66	132.04	132.42	132.80	133.18	133.56	133.94	134.32	134.70	80
90	134.70	135.08	135.46	135.84	136.22	136.60	136.98	137.36	137.74	138.12	138.50	90
100	138.50	138.88	139.26	139.64	140.02	140.39	140.77	141.15	141.53	141.91	142.29	100
110	142.29	142.66	143.04	143.42	143.80	144.17	144.55	144.93	145.31	145.68	146.06	110
120	146.06	146.44	146.81	147.19	147.57	147.94	148.32	148.70	149.07	149.45	149.82	120
130	149.82	150.20	150.57	150.95	151.33	151.70	152.08	152.45	152.83	153.20	153.58	130
140	153.58	153.95	154.32	154.70	155.07	155.45	155.82	156.19	156.57	156.94	157.31	140
150	157.31	157.69	158.06	158.43	158.81	159.18	159.55	159.93	160.30	160.67	161.04	150
160	161.04	161.42	161.79	162.16	162.53	162.90	163.27	163.65	164.02	164.39	164.75	160
170	164.75	165.13	165.50	165.87	166.24	166.61	166.98	167.35	167.72	168.09	168.46	170
180	168.46	168.83	169.20	169.57	169.94	170.31	170.68	171.05	171.42	171.79	172.16	180
190	172.16	172.53	172.90	173.26	173.63	174.00	174.37	174.74	175.10	175.47	175.84	190
200	175.84	176.21	176.57	176.94	177.31	177.68	178.04	178.41	178.78	179.14	179.51	200
210	179.51	179.88	180.24	180.61	180.97	181.34	181.71	182.07	182.44	182.80	183.17	210
220	183.17	183.53	183.90	184.26	184.63	184.99	185.36	185.72	186.09	186.45	186.82	220
230	186.82	187.18	187.54	187.91	188.27	188.63	189.00	189.36	189.72	190.09	190.45	230
240	190.45	190.81	191.18	191.54	191.90	192.26	192.63	192.99	193.35	193.71	194.07	240
250	194.07	194.44	194.80	195.16	195.52	195.88	196.24	196.60	196.96	197.33	197.69	250
260	197.69	198.05	198.41	198.77	199.13	199.49	199.85	200.21	200.57	200.93	201.29	260
270	201.29	201.65	202.01	202.36	202.72	203.08	203.44	203.80	204.16	204.52	204.88	270
280	204.88	205.23	205.59	205.95	206.31	206.67	207.02	207.38	207.74	208.10	208.45	280
290	208.45	208.81	209.17	209.52	209.88	210.24	210.59	210.95	211.31	211.66	212.02	290
300	212.02	212.37	212.73	213.09	213.44	213.80	214.15	214.51	214.86	215.22	215.57	300
310	215.57	215.93	216.28	216.64	216.99	217.35	217.70	218.05	218.41	218.76	219.12	310
320	219.12	219.47	219.82	220.18	220.53	220.88	221.24	221.59	221.94	222.29	222.65	320

Résistance/ohms/Resistance/ohms

บรรณานุกรม

MOTOROLLA, Digital/Analog and Analog/Digital Conversion Hand book,1983

TECHNOLOGICAL PROMATION ASSOCIATION, Seminar of temperature control system , November 7 th - 11th ,1983

กมลศักดิ์ ปัญจวงศ์,วิทยา แวงอุบล,เสรี สุจริตกุล,ปริญญาธิพนธ์เครื่องฆ่าเชื้อโรคทางการแพทย์โดยใช้อากาศร้อน, ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง,2539

กิตติ ตรีเศรษฐ์,อุปกรณ์การวัดและควบคุมในขบวนการ,ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง,2535

สมศักดิ์ กริทธิภูมิเศรษฐ์,หลักการและกาใช้งานเครื่องมือวัดอุตสาหกรรม, สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี(ไทย-ญี่ปุ่น),2529



ประวัติผู้จัดทำ



ชื่อผู้ทำปริญญาบัตร	นายชัยศ ชูกิจสกุลณี
วันเดือนปีเกิด	27 พฤศจิกายน 2517
สถานที่เกิด	จังหวัดระยอง
ภูมิลำเนาเดิม	จังหวัดระยอง
ที่อยู่ปัจจุบัน	20/19 หมู่8 ตำบลหนองบัว อุดอบบ้านค่าย จังหวัดระยอง
โทรศัพท์	-
ประวัติการศึกษา	
ประถมศึกษา	โรงเรียนบ้านคลองขนุน
มัธยมศึกษาตอนต้น	โรงเรียนบ้านค่าย
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.)	วิทยาลัยเทคนิคสัตหีบ
ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.)	วิทยาลัยเทคนิคสัตหีบ
ปริญญาตรี	สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์ ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
ผลงานที่ได้รับรางวัล	
ทุนการศึกษา	
คติพจน์	ตัดไฟแต่ต้นลม ตัดความชื่นชมแต่ต้นใจ

ประวัติผู้จัดทำ



ชื่อผู้ทำปริญญาบัตร	พิเชษฐ ลือชัย
วันเดือนปีเกิด	14 มีนาคม 2518
สถานที่เกิด	ชุมพร
ภูมิลำเนาเดิม	102 หมู่ 7 ตำบลบางนาท่ง อำเภอเมือง ชุมพร
ที่อยู่ปัจจุบัน	102 หมู่ 7 ตำบลบางนาท่ง อำเภอเมือง ชุมพร
โทรศัพท์	-
ประวัติการศึกษา	
ประถมศึกษา	โรงเรียนบ้านปากคลอง
มัธยมศึกษาตอนต้น	โรงเรียนศรีราษฎร์
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.)	วิทยาลัยเทคนิคชุมพร
ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.)	วิทยาลัยเทคนิคชุมพร
ปริญญาตรี	สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์ ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
ผลงานที่ได้รับรางวัล	
ทุนการศึกษา	
คติพจน์	ไม่เคยเสียใจในสิ่งที่ทำไปแล้ว

ประวัติผู้จัดทำ



ชื่อผู้ทำปริญญานิพนธ์	นายสุพิน ศิลารัตน์
วันเดือนปีเกิด	6 สิงหาคม 2515
สถานที่เกิด	จังหวัดมหาสารคาม
ภูมิลำเนาเดิม	จังหวัดมหาสารคาม
ที่อยู่ปัจจุบัน	31/44 หมู่ 7 แขวงสามค้ำ เขตบางขุนเทียน กรุงเทพฯ
โทรศัพท์	
ประวัติการศึกษา	
ประถมศึกษา	โรงเรียนบ้านหนองแสง
มัธยมศึกษาตอนต้น	โรงเรียนนาเชือกพิทยาสรรค์
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.)	วิทยาลัยเทคนิคมหาสารคาม
ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.)	สถาบันเทคโนโลยีราชมงคลวิทยาเขตเทคนิคกรุงเทพฯ
ปริญญาตรี	สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์ ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
ผลงานที่ได้รับรางวัล	
ทุนการศึกษา	
คดิพจน์	คิดก่อนพูด พูดหลังทำ

ประวัติผู้จัดทำ



ชื่อผู้ทำปฏิญญานิพนธ์	นายประพัฒน์ บุญทอง
วันเดือนปีเกิด	1 มกราคม 2518
สถานที่เกิด	กรุงเทพฯ ฯ
ภูมิลำเนาเดิม	กรุงเทพฯ ฯ
ที่อยู่ปัจจุบัน	70/23 ถ.ทหาร เขตดุสิต กรุงเทพฯ ฯ
โทรศัพท์	02-5260386
ประวัติการศึกษา	
ประถมศึกษา	คณิตวิทยาลัย
มัธยมศึกษาตอนต้น	โยธินบูรณะ
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.)	สถาบันเทคโนโลยีราชมงคลวิทยาเขตพระนครเหนือ
ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.)	สถาบันเทคโนโลยีราชมงคลวิทยาเขตพระนครเหนือ
ปริญญาตรี	สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์ ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
ผลงานที่ได้รับรางวัล	
ทุนการศึกษา	
คติพจน์	รักแท้รักจริง