

การตรวจวัดความดันและอุณหภูมิของร่างกาย
PRESSURE AND TEMPERATURE MEASUREMENT SYSTEM
FOR HEALTH



นายชัยรัตน์ แซ่ลิ่ม
นายเรืองฤทธิ์ หนิแหนะ
นายวิชัย พลเดช

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 50251
วัน,เดือน,ปี..... 28 เม.ย. 2547

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**PRESSURE AND TEMPERATURE MEASUREMENT SYSTEM
FOR HEALTH**



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

2002

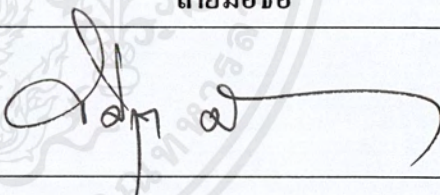
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองปริญญาโท

หัวข้อปริญญาโท การตรวจวัดความดันและอุณหภูมิของร่างกาย
PRESSURE AND TEMPERATURE MEASUREMENT SYSTEM
FOR HEALTH

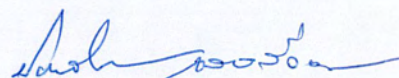
นักศึกษาผู้จัดทำ นายชัยรัตน์ แซ่ลิ้ม รหัสนักศึกษา 43015560
นายเรืองฤทธิ์ หนีแหนะ รหัสนักศึกษา 43015584
นายวิชัย พลเดช รหัสนักศึกษา 43015585

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมการวัดคุม
ปีการศึกษา 2545

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาโท	ลายมือชื่อ
ผศ. วิสรุต ศรีรัตนะ	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 22 เมษายน พ.ศ. 2546
สถานที่สอบ ณ ห้องสอบปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม

ภาควิชารับรองแล้ว



(ผศ. ประสิทธิ์ จุลเสริงค์)

หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	การตรวจวัดความดันและอุณหภูมิของร่างกาย PRESSURE AND TEMPERATURE MEASUREMENT SYSTEM FOR HEALTH
นักศึกษาผู้จัดทำ	นายชัยรัตน์ แซ่ลิ้ม นายเรืองฤทธิ์ หนีเหนะ นายวิชัย พลเดช
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผศ. วิสรุต ศิริรัตน์
ปีการศึกษา	2545

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนองานในการออกแบบและสร้างเครื่องมือการตรวจวัดความดันและอุณหภูมิของร่างกาย ซึ่งจะแสดงผลที่ได้ออกทางจอ GRAPHIC LCD (LIQUID CRYSTAL DISPLAY) และคอมพิวเตอร์ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS 51 เป็นตัวควบคุมการทำงาน ซึ่งผลที่ได้จากการวัดจะเป็นข้อมูลอย่างคร่าวๆ ที่ใช้ในการประกอบการวินิจฉัยและรักษาโรคของแพทย์หรือผู้เชี่ยวชาญได้

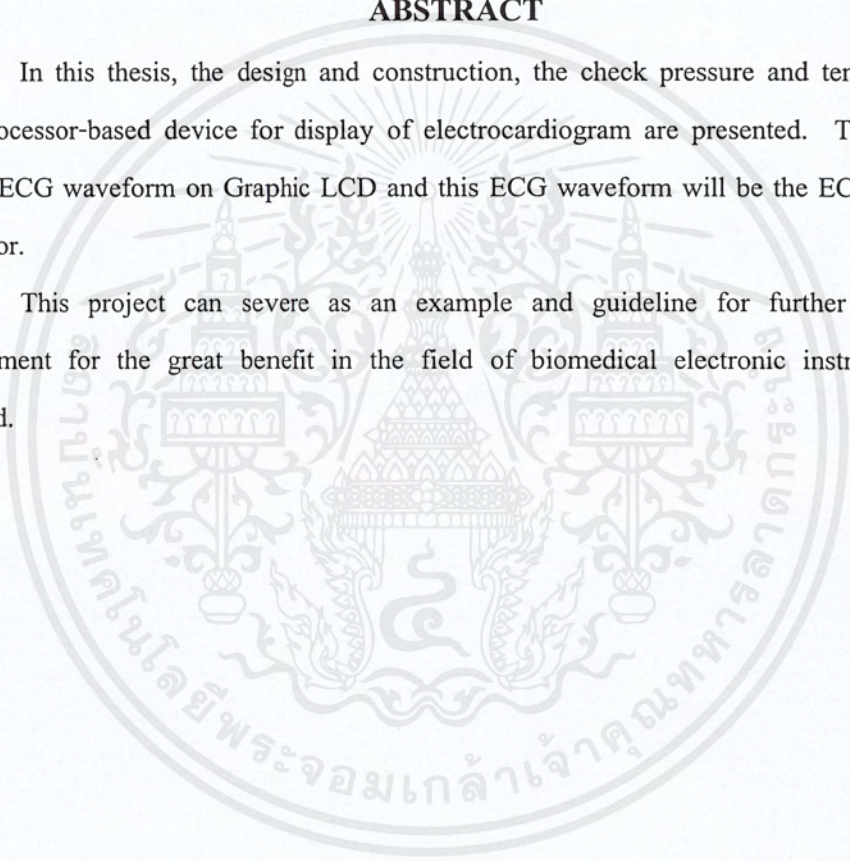
ปริญญานิพนธ์นี้สามารถใช้เป็นตัวอย่างและแนวทางในการพัฒนาให้มีขีดความสามารถสูงขึ้นและมีรูปแบบที่เหมาะสมสำหรับการใช้งานยิ่งขึ้น ซึ่งจะเป็ประโยชน์ต่อการพัฒนาอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทางการแพทย์ในประเทศต่อไปในอนาคต

Thesis Title	Pressure and Temperature Measurement System for Health
Authors	Mr. Chairat Chalim Mr. Ruengrit Hnihnae Mr. Wichai Pondech
Thesis Advisor	Asst.Prof. Witsarut Sriratana
Year	2002

ABSTRACT

In this thesis, the design and construction, the check pressure and temperature of a microprocessor-based device for display of electrocardiogram are presented. The device can display ECG waveform on Graphic LCD and this ECG waveform will be the ECG information for doctor.

This project can severe as an example and guideline for further research and development for the great benefit in the field of biomedical electronic instrumentation in Thailand.



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีเพราะได้รับความเมตตาจากผู้ช่วยศาสตราจารย์
วิศรุต ศรีรัตนะ ที่ได้ให้คำแนะนำแก่ผู้วิจัยตลอดมา อีกทั้งเอื้อเพื่ออุปกรณ์และเครื่องมือต่างๆ
ในการทำปริญญานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้ง และขอกราบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ คุณมนตรี พรรณรัตน์ ผู้จัดการฝ่ายปฏิบัติการ ศูนย์ทดสอบผลิตภัณฑ์
ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ และ ดร. ไกรสร อัญชลีวรพันธ์ ผู้จัดการฝ่ายสนับสนุนทางด้านเทคนิค
ศูนย์ทดสอบผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ ตลอดจนอาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม
ทุกท่าน ที่ให้คำแนะนำเป็นประโยชน์ต่อการทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้

และที่ลืมนเสียมิได้ ขอกราบขอบพระคุณคุณพ่อคุณแม่อันเป็นที่รักอย่างยิ่ง ที่สนับสนุน
และเป็นแรงบันดาลใจในการทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบอบแต่ผู้มีพระคุณ
ทุกท่าน

คณะผู้จัดทำ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญภาพ.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์.....	1
1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์.....	1
1.4 เนื้อหาโดยสังเขป.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ.....	3
2.1 กล่าวนำ.....	3
2.2 อุดมภูมิร่างกายและการควบคุม.....	3
2.2.1 อุดมภูมิร่างกายปกติ.....	3
2.2.2 ความผิดปกติของการควบคุมอุดมภูมิร่างกาย.....	4
2.3 ระบบการวัดความดันโลหิต.....	4
2.3.1 ระบบหมุนเวียนโลหิต (Cardio Vascular System).....	4
2.3.2 รูปคลื่นแรงดันโลหิต.....	5
2.3.3 การวัดความดันโลหิต.....	6
2.3.4 ปัจจัยที่มีผลต่อความดันโลหิต.....	6
2.3.5 การวัดความดันโลหิต.....	7
2.4 ทรานสดิวเซอร์วัดอุดมภูมิ.....	10
2.4.1 ตัวตรวจจับอุดมภูมิแบบความต้านทาน (RTD).....	10
2.4.2 เทอร์โมคัปเปิล.....	11
2.4.3 เทอร์มิสเตอร์.....	14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4.4 ไอซี DS1820.....	16
2.5 ทรานซิสเวอริ์วัดความดัน.....	17
2.5.1 อินคิตีฟทรานซิสเวอริ์วัด.....	17
2.5.2 ทรานซิสเวอริ์วัดความดันแบบคาปาซิทิฟ.....	18
2.5.3 ทรานซิสเวอริ์วัดความดันที่ใช้หลักการทางแสง.....	18
2.5.4 ทรานซิสเวอริ์วัดความดันที่ใช้หลักการของความต้านทาน.....	18
2.6 การส่งผ่านข้อมูลแบบดิจิทัล.....	19
2.6.1 พื้นฐานระบบการสื่อสาร.....	19
2.6.2 ระบบการสื่อสารข้อมูล (Data Communication System).....	20
2.6.3 การสื่อสารข้อมูล (Data Communication).....	23
2.6.4 ช่องทางการสื่อสาร (Communication Channeling).....	29
2.6.5 รูปแบบของข้อมูลอนุกรมและอัตราบอดในการสื่อสารข้อมูลอนุกรม.....	32
2.7 ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS – 51.....	40
2.7.1 คุณสมบัติทั่วไปของไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 8501.....	40
2.7.2 โครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ MSC-51.....	42
2.7.3 สัญญาณต่าง ๆ ของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51.....	42
2.7.4 โครงสร้างหน่วยความจำ.....	45
บทที่ 3 การออกแบบ การสร้างและการทำงาน.....	52
3.1 คุณสมบัติ และการทำงาน.....	52
3.1.1 คุณสมบัติ.....	52
3.1.2 การทำงานและผังการทำงาน.....	53
3.2 วงจรอิเล็กทรอนิกส์และการทำงาน.....	55
3.2.1 วงจรตรวจจับอุณหภูมิร่างกาย.....	55
3.2.2 วงจรตรวจจับความดันและขยายสัญญาณสัญญาณ.....	59
3.2.3 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล.....	61
3.2.4 โมดูล LCD.....	62
3.3 การใช้งานโปรแกรม.....	64

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3.1 แสดงผลค่าความดันโลหิต	64
3.3.2 แสดงผลค่าอุณหภูมิ	65
3.3.3 ฐานข้อมูล	66
บทที่ 4 การทดลอง และผลการทดลอง	67
4.1 กล่าวนำ	67
4.2 การทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันลมและวงจรมหาสัญญาณ	67
4.2.1 ลำดับขั้นตอนการทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันลมและวงจรมหาสัญญาณ	67
4.2.2 วงจรการทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันลมและวงจรมหาสัญญาณ	68
4.2.3 ผลการทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันลมและวงจรมหาสัญญาณ	69
4.2.4 กราฟผลการทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันลมและวงจรมหาสัญญาณ	70
4.2.5 สรุปผลการทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันลมและวงจรมหาสัญญาณ	72
4.2.6 ปัญหาในการทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันลมและวงจรมหาสัญญาณ	72
4.3 การทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล	72
4.3.1 ลำดับขั้นตอนการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล	72
4.3.2 วงจรการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล	73
4.3.3 ผลการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล	74
4.3.4 กราฟผลการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล	75
4.3.5 สรุปผลการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล	75
4.3.6 ปัญหาในการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล	76
4.4 การทดลองการเปรียบเทียบค่าความดัน	76
4.4.1 ลำดับขั้นตอนการทดลองการเปรียบเทียบค่าความดัน	76
4.4.2 วงจรการทดลองการเปรียบเทียบค่าความดัน	77
4.4.3 ผลการทดลองการเปรียบเทียบค่าความดัน	78
4.4.4 กราฟผลการทดลองการเปรียบเทียบค่าความดัน	79
4.4.5 สรุปผลการทดลองการเปรียบเทียบค่าความดัน	79
4.5 การทดลองการทำงานชุดวัดความดันโลหิต	80
4.5.1 ลำดับขั้นตอนการทดลองการทำงานชุดวัดความดันโลหิต	80

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.5.2 รูปการทดลองการทำงานชุดวัดความดันโลหิต	80
4.5.3 ผลการทดลองการทำงานชุดวัดความดันโลหิต	81
4.5.4 สรุปผลการทดลองการทำงานชุดวัดความดันโลหิต	81
4.6 การทดลองวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ	81
4.6.1 ลำดับขั้นตอนการทดลองวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ	81
4.6.2 ผลการทดลองวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ	82
4.6.3 ผลการทดลองวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ	82
บทที่ 5 บทสรุป ปัญหา แนวทางแก้ไข และการพัฒนา	83
5.1 บทสรุป	83
5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข	84
5.3 แนวทางการพัฒนา	84
บรรณานุกรม	85
ภาคผนวก	86

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 อัตราบอดและช่วงเวลาของแต่ละบิตข้อมูลในการสื่อสารข้อมูลอนุกรม	32
2.2 อัตราบอดทั่วไปที่ใช้ในการโอนย้ายข้อมูลแบบอนุกรม	34
2.3 บิตต่าง ๆ ของรีจิสเตอร์ SCON	40
2.4 แสดงโหมดต่าง ๆ ของการรับส่งแบบอนุกรม.....	40
2.5 ไมโครโปรเซสเซอร์ตระกูล MCS – 51 เบอร์ต่าง ๆ	41
2.6 หน้าที่พิเศษของแต่ละขาของพอร์ต P3.....	45
2.7 บิตและหน้าที่ต่าง ๆ ใน PSW	48
3.1 คุณสมบัติของเครื่องวัดความดันโลหิต และวัดอุณหภูมิร่างกายระบบดิจิทัล	53
4.1 ผลการทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันลมและวงจรขยายสัญญาณ	68
4.2 ผลการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล	74
4.3 ผลการทดลองเปรียบเทียบค่าความดัน	78
4.4 ผลการวัดการทำงานของชุดวัดความดันโลหิต	81
4.5 ผลการทดลองวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ	82

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 การไหลเวียนโลหิตของผิวหนัง	4
2.2 รูปคลื่นแรงดันโลหิตที่สัมพันธ์กับการทำงานของหัวใจ	5
2.3 การวัดแรงดันโลหิตโดยอ้อม	8
2.4 ลักษณะของเครื่องวัดความดันโลหิตทางอ้อม	8
2.5 อาร์ทีดี ที่นิยมใช้กัน	10
2.6 ค่าความต้านทานสัมพันธ์ ต่ออุณหภูมิของโลหะบริสุทธิ์	11
2.7 หลักการของปรากฏการณ์เทอร์โมคัปเปิล	12
2.8 การใช้งานของเทอร์โมคัปเปิลอย่างง่าย.....	13
2.9 รูปร่างของเทอร์โมคัปเปิลแบบต่างๆ	13
2.10..เส้นโค้งการเปรียบเทียบสำหรับเทอร์โมคัปเปิลหลายๆ ชนิดแบบรวมกัน.....	14
2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานกับอุณหภูมิของเทอร์มิสเตอร์	15
2.12 รูปร่างต่างๆ ของเทอร์มิสเตอร์.....	15
2.13 ระบบสื่อสารพื้นฐาน.....	19
2.14 แสดงแบบต่าง ๆ ของการสื่อสาร.....	20
2.15 แผนผังการทำงานของระบบการสื่อสารแบบจุดต่อจุด (Point to Point).....	20
2.16 แสดงการกำหนดค่าความกว้างแถบ.....	21
2.17 แสดงระบบสื่อสารแบบอนาลอก	22
2.18 แสดงการสื่อสารทั้งแบบอนาลอกและแบบดิจิทัล	23
2.19 แสดงการส่งข้อมูลผ่าน โดยไร้หัต	24
2.20 การส่งข้อมูลแบบขนานและแบบอนุกรม	25
2.21 แสดงรูปสัญญาณของข้อมูลที่ถูกส่งไปตามสายส่งแบบอนุกรม	26
2.22 การเพิ่ม Start Bit เข้าไปก่อนหน้า Bit D0 เป็น “1” และ “0” ตามลำดับ	27
2.23 การเพิ่มลงไปข้อมูลแต่ละไบต์	28
2.24 รูปแบบของข้อมูลแต่ละไบต์ในการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม.....	29
2.25 การสื่อสารข้อมูลแบบต่าง ๆ	31
2.26 รูปแบบของสัญญาณข้อมูลอนุกรมที่ใช้ในการสื่อสาร	32
2.27 การแปลงข้อมูลแบบขนานเป็นข้อมูลอนุกรม.....	33
2.28 เวิร์ดข้อมูลขนาด 8 บิตกับ Start Bit และ Stop Bit ที่ใช้ในการ โอนย้ายข้อมูลแบบอนุกรม	33

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.29 แสดงการใช้บิตพาริตีเพื่อตรวจสอบความผิดพลาดในการโอนย้ายข้อมูลแบบอนุกรม	35
2.30 บล็อกไดอะแกรมของ UART	36
2.31 สัญญาณคาล์อ์อินพุทโทรบ	36
2.32 การรับส่งข้อมูลระหว่างรีจิสเตอร์กับบั๊สภายใน	39
2.33 โครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MSC-51 เบอร์ 8051	42
2.34 สัญญาณต่าง ๆ ของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เบอร์ 8051	43
2.35 การจัดหน่วยความจำของ MCS-51	46
2.36 ตำแหน่งของหน่วยความจำทั้งแบบไบต์และแบบบิต	47
3.1 เครื่องวัดความดันและอุณหภูมิของร่างกาย	53
3.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงโหม้คการทำงาน	53
3.3 ผังการทำงาน	54
3.4 วงจรตรวจจับอุณหภูมิร่างกาย	55
3.5 แผนผังของระบบบั๊สแบบ 1 – Wire Bus	56
3.6 จังหวะเวลาในการทำงานกระบวนกรตรวจสอบว่ามีอุปกรณ์อยู่บนบั๊ส	57
3.7 จังหวะเวลาที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ใช้เขียนอ่านข้อมูล ‘0’ หรือ ‘1’ ไปยังอุปกรณ์บนบั๊ส ...	58
3.8 วงจรตรวจจับความดันและขยายสัญญาณสัญญาณ	60
3.9 วงจรแปลงสัญญาณแอนะลอกเป็นสัญญาณดิจิตอล	62
3.10 โปรแกรม Pressure and Temperature Measurement System for Health	64
3.11 หน้าต่างแสดงผลค่าความดันโลหิต	65
3.12 หน้าต่างแสดงผลค่าของอุณหภูมิ	65
3.13 หน้าต่างฐานข้อมูล	66
4.1 วงจรการทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันลมและวงจรขยายสัญญาณ	68
4.2 การทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันลมและวงจรขยายสัญญาณ	68
4.3 วงจรการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะลอกเป็นสัญญาณดิจิตอล	73
4.4 รูปการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะลอกเป็นสัญญาณดิจิตอล	73
4.5 วงจรการทดลองเปรียบเทียบค่าความดัน	77
4.6 การทดลองเปรียบเทียบค่าความดัน	77
4.7 การทดลองทำงานชุดวัดความดันโลหิต	80

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่

หน้า

4.8 การทดลองวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ 82



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและตัว XI อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์

เครื่องมือวัดความดันโลหิตที่มีอยู่ในปัจจุบันนี้ มีการแสดงผลเป็นแบบดิจิทัลทำให้สะดวกในการใช้งานตามสถานพยาบาลต่างๆ มาก แต่เนื่องจากเครื่องวัดนี้เป็นลิขสิทธิ์ของต่างประเทศเป็นอุปกรณ์ที่ต้องนำเข้า ซึ่งมีราคาสูงมากจะมีใช้กันตามสถานพยาบาลใหญ่ๆ บางแห่งเท่านั้น สถานพยาบาลเล็กๆ หรือที่มีงบประมาณน้อยจึงไม่มีโอกาสได้ใช้ของดีมีประสิทธิภาพ จึงทำให้เกิดความคิดที่จะทำเครื่องความดันโลหิตระบบดิจิทัล ที่มีประสิทธิภาพใกล้เคียงกับต่างประเทศแต่มีราคาถูกกว่า ทำให้ทุกสถานพยาบาลสามารถใช้เครื่องวัดนี้ได้

และเนื่องจากในการเข้าตรวจรักษาในสถานพยาบาลนั้น ต้องมีการวัดอุณหภูมิในร่างกายไปพร้อมกันด้วย เพื่อประกอบการวินิจฉัยของแพทย์ในการรักษา จึงมีความคิดว่าควรจะนำเอา การตรวจวัดทั้ง 2 อย่างนี้มารวมกัน โดยแสดงผลเป็นระบบดิจิทัลทั้งหมดซึ่งจะทำให้การตรวจรักษามีความสะดวกรวดเร็วยิ่งขึ้น และรวมถึงการเก็บข้อมูลในรูปแบบของอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งจะสามารถสืบค้นได้สะดวกในภายหลัง

ด้วยเหตุผลดังกล่าวนี้ คณะผู้จัดทำจึงได้เกิดแนวคิดที่จะพัฒนาสร้างเครื่องมือวัดความดันโลหิต วัดอุณหภูมิร่างกายระบบดิจิทัล และรวมถึงการเก็บข้อมูลของผู้ป่วยลงคอมพิวเตอร์ในรูปแบบของฐานข้อมูลขึ้น เพื่อตอบสนองความต้องการในการใช้งานและช่วยแก้ปัญหาในเรื่องของเครื่องมือทางการแพทย์ที่กล่าวมาแล้วข้างต้น

1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์

1. สะดวกในการทำงานของผู้ปฏิบัติ
2. สามารถสร้างเครื่องมือที่มีราคาถูกแต่มีประสิทธิภาพเชื่อถือได้
3. สามารถเก็บบันทึกประวัติคนไข้เป็นฐานข้อมูลได้
4. สามารถใช้งาน ได้จริงกับผู้ให้บริการตรวจสุขภาพได้

1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

1. ใช้ Micro controller ตระกูล MCS 51 โดยใช้โปรแกรม C
2. เก็บเป็นฐานข้อมูล โดยใช้โปรแกรม Microsoft Visual Basic 6.0
3. สร้างเครื่องตรวจวัดความดัน และอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. แสดงผลใน LCD และหน้าจอคอมพิวเตอร์ ในหน่วยวัดองศา ความดัน

1.4 เนื้อหาโดยสังเขป

บทที่ 1 บทนำ เนื้อหาภายในปริญญาบัตรฉบับนี้ แบ่งออกเป็นบทต่างๆ เพื่อความสะดวกต่อการศึกษาและทำความเข้าใจในแต่ละบทจะประกอบด้วยเนื้อหาที่สำคัญดังต่อไปนี้

บทที่ 2 ทฤษฎี และหลักการ ประกอบไปด้วยเนื้อหาทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง คือ หลักการทำงานของความดันโลหิต อุณหภูมิร่างกาย หลักการของอุปกรณ์ทรานสดิวเซอร์ในส่วนของความดันโลหิต และอุณหภูมิของร่างกาย ตลอดจนการส่งผ่านข้อมูลแบบดิจิทัล

บทที่ 3 การออกแบบ การสร้าง และการทำงาน กล่าวถึงเนื้อหา เกี่ยวกับการออกแบบวงจรเครื่องมือวัดความดันโลหิต และการวัดอุณหภูมิของร่างกายระบบดิจิทัล การส่งผ่านข้อมูลระหว่างตัวเครื่องมือวัดกับคอมพิวเตอร์ อธิบายคุณลักษณะการทำงานของเครื่อง และการทำงานของวงจรแต่ละส่วนของเครื่องมือวัดความดันโลหิต และวัดอุณหภูมิของร่างกายระบบดิจิทัล

บทที่ 4 การทดลอง และผลการทดลอง กล่าวถึงการทดลองการใช้งานของเครื่องมือวัดความดันโลหิตและวัดอุณหภูมิของร่างกายระบบดิจิทัล และการส่งผ่านข้อมูลระหว่างเครื่องมือวัดความดันโลหิตและวัดอุณหภูมิของร่างกายระบบดิจิทัล กับคอมพิวเตอร์รวมถึงการใช้งานโปรแกรมการปรับแต่ง และการทดสอบใช้งานจริงกับกลุ่มตัวอย่างว่าโครงการนี้สามารถทำงานได้ตรงตามวัตถุประสงค์หรือไม่

บทที่ 5 บทสรุป ปัญหา แนวทางการแก้ไข และการพัฒนา กล่าวถึงปัญหา และอุปสรรคที่เกิดขึ้นในการทำงาน แนวทางการแก้ไข และการพัฒนาให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น ตลอดจนแนวทางในการพัฒนาเครื่องมือวัดความดันโลหิต วัดอุณหภูมิของร่างกายระบบดิจิทัล

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงเนื้อหาทฤษฎีที่ใช้ในการทำ ซึ่งมีการด้วย 2 ส่วนคือ ในส่วนของทางด้านการแพทย์ที่ควรทราบ เช่น หลักการทำงานของความดันโลหิต อุณหภูมิของร่างกาย หลักการวัดความดันโลหิตและ หลักการวัดอุณหภูมิของร่างกาย เป็นต้น และอีกส่วนหนึ่ง คือส่วนของทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ที่ควรทราบ เช่น ทรานซิสเวออร์ต่างๆ เป็นต้น ซึ่งจะอธิบายได้ดังนี้

2.2 อุณหภูมิร่างกายและการควบคุม

อุณหภูมิร่างกายของคนมีค่าคงที่คือประมาณ 37 องศาเซลเซียส หรือประมาณ 98.6 องศาฟาเรนไฮต์และอุณหภูมิจะถูกควบคุมให้คงที่อยู่เสมอภายในช่วง 1 องศาฟาเรนไฮต์แม้อุณหภูมิภายนอกจะเปลี่ยนแปลงไป ทั้งนี้เพราะว่าร่างกายมีกลไกควบคุมอุณหภูมิที่ดี

2.2.1 อุณหภูมิร่างกายปกติ

เมื่อกล่าวถึงอุณหภูมิร่างกายปกติต้องแยกเป็นอุณหภูมิภายในและอุณหภูมิผิวนอกซึ่งมีค่าไม่เท่ากัน

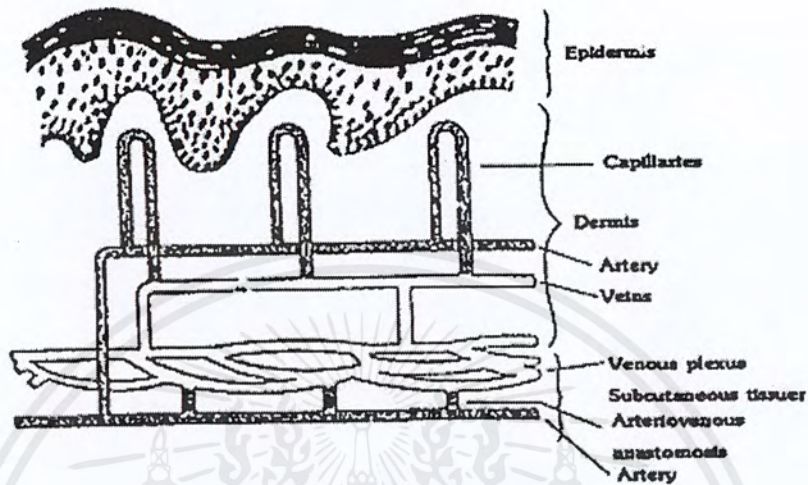
1. อุณหภูมิภายใน (Core Temperature) เป็นอุณหภูมิที่อยู่บริเวณกลางของลำตัว ร่างกายต้องทำหน้าที่ควบคุมอุณหภูมิภายในให้มีค่าที่ตลอดเวลาเมื่อกล่าวถึงอุณหภูมิ
2. อุณหภูมิผิวนอก (Surface Temperature) เปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิแวดล้อมแต่เมื่อต้องการทราบถึงความร้อนที่เก็บไว้ในร่างกายต้องหาอุณหภูมิเฉลี่ยดังนี้

$$\text{อุณหภูมิเฉลี่ย} = (0.7 * \text{อุณหภูมิภายใน}) + (0.3 * \text{อุณหภูมิผิวนอก}) \quad (2.1)$$

อุณหภูมิร่างกายปกติเมื่อวัดทางปาก (Oral Temperature) จะได้ 37 องศาเซลเซียส แต่ถ้าวัดทางทวารหนัก (Rectal Temperature) จะสูงขึ้นอีก 6 องศาเซลเซียส

อย่างไรก็ดี อุณหภูมิร่างกายของคนปกติสามารถแปรผันไปได้มาก ซึ่งขึ้นอยู่กับปัจจัยบางอย่างเช่น ในขณะที่ออกกำลังกายอย่างหนัก จะทำให้อุณหภูมิร่างกายเพิ่มขึ้น อาจทำให้อุณหภูมิที่วัดทางทวารหนักเพิ่มขึ้นได้ถึง 101 – 104 องศาฟาเรนไฮต์ อีกนัยหนึ่งถ้าร่างกายต้องอยู่ในสภาพแวดล้อมที่เย็นจัดก็อาจทำให้อุณหภูมิทางทวารหนักลดต่ำกว่า 97 องศาฟาเรนไฮต์

การเปลี่ยนแปลงทางอารมณ์ก็ทำให้อุณหภูมิร่างกายเพิ่มขึ้นได้ หรือเมื่อร่างกายทำงานน้อยเช่น ในภาวะตอนเช้ามีอุณหภูมิร่างกายก็จะต่ำลงไปได้บ้าง อุณหภูมิร่างกายขึ้นอยู่กับสมดุลระหว่างเกิดความร้อน และการเสียความร้อนของร่างกาย



ภาพที่ 2.1 การไหลเวียนโลหิตของผิวหนัง

2.2.2 ความผิดปกติของการควบคุมอุณหภูมิร่างกาย

อุณหภูมิร่างกายส่วนกลาง (Central Body Temperature) จะมีการเปลี่ยนแปลงไปประมาณ 2 องศาเซลเซียส จากปกติ 37.5 องศาเซลเซียส จะไม่ทำให้การทำงานของร่างกายผิดปกติมาก แต่ถ้าอุณหภูมิสูงขึ้นไปอีกจะเกิดภาวะอุณหภูมิสูงเกิน (Hypothermia) ทำให้ระบบประสาทส่วนกลางทำหน้าที่ผิดปกติได้ แต่ถ้าอุณหภูมิร่างกายลดลงจะทำให้ร่างกายอยู่ในภาวะอุณหภูมิต่ำ (Hypothermia) ซึ่งจะทำให้การทำงานของระบบประสาทลดลง

2.3 ระบบการวัดความดันโลหิต

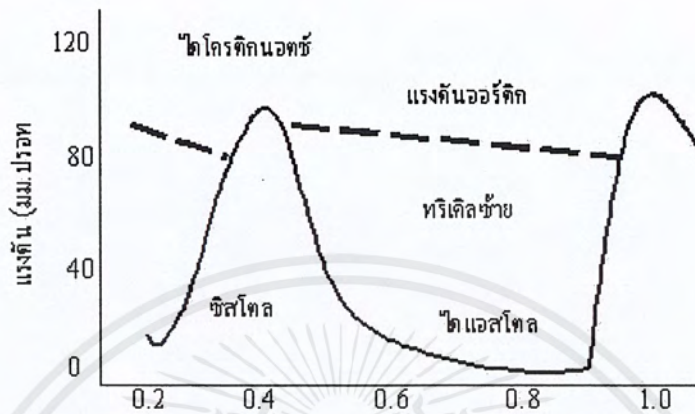
2.3.1 ระบบหมุนเวียนโลหิต (Cardio Vascular System)

ในระบบหมุนเวียนโลหิตสามารถแบ่งส่วนใหญ่ว่าได้ 2 ส่วน คือ หัวใจ (Cardio) ซึ่งทำงานเสมือนเป็นแหล่งจ่ายกำลังงานโลหิต และอีกส่วนหนึ่งได้แก่ หลอดโลหิต (Bascular) ซึ่งเป็นทางของโลหิตไปยังส่วนต่างๆ ของร่างกายขณะเดียวกันก็เป็นไฮดรอลิกแก่ระบบด้วยพลังไฮดรอลิกซึ่งใช้ขับเคลื่อนโลหิตผ่านไปยังส่วนต่างๆ ของร่างกายได้มาจากการบีบตัวของกล้ามเนื้อหัวใจทุกๆ ครั้งของการเต้นของหัวใจเปรียบกับได้กับปั๊ม เราสามารถควบคุมโลหิตให้ไหลผ่านเข้าและขับออกไปโดยตรงควบคุมการ เปิด - ปิด ของลิ้นหัวใจ ช่วงการฉีดโลหิตจากหัวใจ เรียกว่า Systole และช่วงการสูบโลหิตเข้ามาเรียกว่า Diastole

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 รูปคลื่นแรงดันโลหิต

การไหลของโลหิตในระบบมีลักษณะเป็นห้วงๆ ตามจังหวะการเต้นของหัวใจความดันที่เอาต์พุตของ Ventricle ซ้าย (Aorta) แสดงดังภาพที่ 2.2



ภาพที่ 2.2 รูปคลื่นแรงดันโลหิตที่สัมพันธ์กับการทำงานของหัวใจ

จากรูปคลื่นแสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงความดันในช่วง 80 มม.ปรอท ซึ่งเป็นแรงดันต่ำสุดหรือ Diastolic Pressure และ 120 มม.ปรอท ซึ่งเป็นแรงดันสูงสุดหรือ Systolic Pressure ความแตกต่างของแรงดันสูงสุด และต่ำสุดเรียกว่า Pulse Pressure ซึ่งในกรณีนี้เท่ากับ 40 มม.ปรอท และแรงดันเฉลี่ย (Mean Pressure) คือผลบวกของแรงดันสูงสุดบวกกับ 2 เท่าของแรงดันสูงสุดหารด้วยสาม

ความดันในออร์ตาทำให้โลหิตไหลผ่านหมุนเวียน และเมื่อโลหิตไหลในระบบหมุนเวียน จะมีผลสองสิ่งที่ทำให้เกิดเปลี่ยนแปลงบนรูปคลื่น สิ่งแรกคือหลอดเลือดทั้งหมดจะมีความต้านทานไหลเท่าใด แรงดันจะลดลงตามระยะทาง ผลประการที่สองที่มีต่อรูปคลื่นเป็นผลจากการที่โลหิตมีแรงเฉื่อย และการยืดหยุ่นตัวของหลอดเลือด ในทางวงจรไฟฟ้าแรงเฉื่อยและการยืดหยุ่นตัวของโลหิตเทียบได้กับค่าอินดักแตนซ์ที่อนุกรมในวงจรและค่าคาปาซิแตนซ์ที่ขนานอยู่ตามลำดับ ผลของแรงเฉื่อยและการยืดหยุ่นตัวของหลอดเลือดต่อรูปคลื่นความดัน เมื่อโลหิตเคลื่อนผ่านเข้าหลอดเลือดจะเปรียบได้กับผลของฟิลเตอร์ RLC ที่เกิดขึ้นกับรูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้า

2.3.3 การวัดความดันโลหิต

เป็นแรงดันของโลหิตที่กระทบกับผนังของหลอดเลือดแดงเมื่อไหลผ่านเป็นจังหวะ ความดันของโลหิตที่วัดมี 2 อย่างคือ ความดันซิสโตลิก (Systolic Pressure) ซึ่งเป็นความดันที่เกิดจากการหดตัวของหัวใจด้านล่างซ้าย เพื่อฉีดโลหิตออกจากหัวใจจึงเป็นความดันที่สูงสุด

สำหรับความดันไดแอสโตลิก (Diastolic Pressure) เป็นความดันที่วัดเมื่อหัวใจห้องด้านล่างซ้ายพัก จึงเป็นความดันที่ต่ำสุดและจะอยู่ในระดับนี้ตลอดเวลาภายในโลหิตแดงความแตกต่างระหว่างความดันซิสโตลิกกับความดันไดแอสโตลิก เรียกว่า ความดันชีพจร (Pulse Pressure)

การวัดความดันโลหิตเป็นการวัดถึงการทำงานของหัวใจและแรงต้านทานส่วนปลายของหลอดเลือดการวัดความดันโลหิตจะเป็นมิลลิเมตรปรอท (mm.Hg) ซึ่งหมายถึงแรงดันปรอทขึ้นไปสูงกว่าความดันบรรยากาศเป็นจำนวนกิโลกรัมเมตร ในผู้ใหญ่จะมีความดันโลหิตอยู่ระหว่าง 120 / 80 มิลลิเมตรปรอทความดันโลหิตอาจจะเปลี่ยนแปลงไปจากปกติได้ ซึ่งเป็นไปได้ 2 ทางด้วยกันคือ

- 1) ความดันโลหิตสูง (Hypertension) โดยทั่วไปให้ถือว่าความดันซิสโตลิกสูงเกิน 140 มิลลิเมตรปรอทและหรือความดันไดแอสโตลิกสูงเกิน 90 มิลลิเมตรปรอท
- 2) ความดันโลหิตต่ำ (Hipotention) โดยทั่วไปให้ถือว่าความดันโลหิตซิสโตลิกต่ำกว่า 100 มิลลิเมตรปรอท

2.3.4 ปัจจัยที่มีผลต่อความดันโลหิต

ปัจจัยด้านอายุ เด็กแรกเกิดจะมีความดันซิสโตลิกประมาณ 40 – 70 มิลลิเมตรปรอท ในผู้ใหญ่ปกติจะมีความดันซิสโตลิกระหว่าง 110 – 140 มิลลิเมตรปรอทและความดัน ไดแอสโตลิกระหว่าง 60 – 80 มิลลิเมตรปรอทผู้สูงอายุความดันจะสูงขึ้นเนื่องจากความยืดหยุ่นของหลอดเลือดลดลง

ปัจจัยด้านการออกกำลังกาย การออกกำลังกายเป็นการเพิ่มจำนวนโลหิตซึ่งถูกฉีดออกจากหัวใจทำให้ความดันสูงขึ้นด้วยเหตุนี้ผู้ป่วยที่มีความดันสูงจำเป็นต้องให้พักมากๆ

ปัจจัยด้านความเครียดทางอารมณ์และร่างกาย ความเครียดทางอารมณ์ เช่น ความวิตกกังวล ความกลัว ความเครียดทางร่างกาย เช่น อาการปวดรุนแรงพอประมาณจะมีผลทำให้เพิ่มความดันโลหิตสูง โดยทั่วไปกระตุ้นระบบประสาทซิมพาทีติก ผลคือจะไปเพิ่มจำนวนโลหิตที่ออกจากหัวใจและทำให้หลอดเลือดแดงหดตัว แต่ถ้าหากมีอาการปวดอย่างรุนแรงหรือเกิด ภาวะช็อก ศูนย์บังคับหลอดเลือดจะถูกยับยั้งทำให้หลอดเลือดขยายตัว ซึ่งจะทำความดันโลหิตต่ำลง

ปัจจัยด้านอื่นๆ

1. ปัจจัยที่เกี่ยวกับเพศ หลังจากพ้นระยะวัยรุ่นไปแล้วพบว่าเพศชายจะมีความโลหิตสูงกว่าเพศหญิงเล็กน้อย
2. ปัจจัยที่เกี่ยวกับรูปร่าง คนอ้วนความดันโลหิตสูงกว่าคนผอม
3. ปัจจัยที่เกี่ยวกับประเภทของโรค โรคที่เกี่ยวกับระบบไหลเวียน และโรคไตจะทำให้ความดันโลหิตสูง โรคเกี่ยวกับหัวใจจะทำให้ความดันโลหิตต่ำ
4. ปัจจัยที่เกี่ยวกับการใช้ยา ยาที่มีผลต่อการหดตัวของหลอดเลือดโลหิตจะทำให้ความดันโลหิตสูงตรงข้ามกับยาขยายหลอดเลือดโลหิตจะทำให้ความดันโลหิตต่ำ
5. ปัจจัยที่เกี่ยวกับท่าทาง หากอยู่ในท่านอน ความดันโลหิตจะต่ำในท่านั่งหรือยืน
6. ปัจจัยที่เกี่ยวกับการรับประทานอาหาร และเครื่องดื่ม อาหาร และเครื่องดื่มบางชนิดจะเพิ่มความดันและบางชนิดลดความดัน

2.3.5 การวัดความดันโลหิต

การวัดความโลหิตในห้อยหัวใจ และในหลอดเลือด จะทำให้แพทย์ทราบถึงฟังก์ชันการทำงานของระบบหมุนเวียนโลหิต โดยดูจากขนาด และรูปคลื่น

การวัดความดันโลหิตกระทำได้ 3 แบบคือแบบโดยตรง (Direct หรือ Invasive) แบบโดยอ้อม (Indirect หรือ Non invasive) และแบบสัมพัทธ์ (Relative หรือ Uncelebrated Indirect)

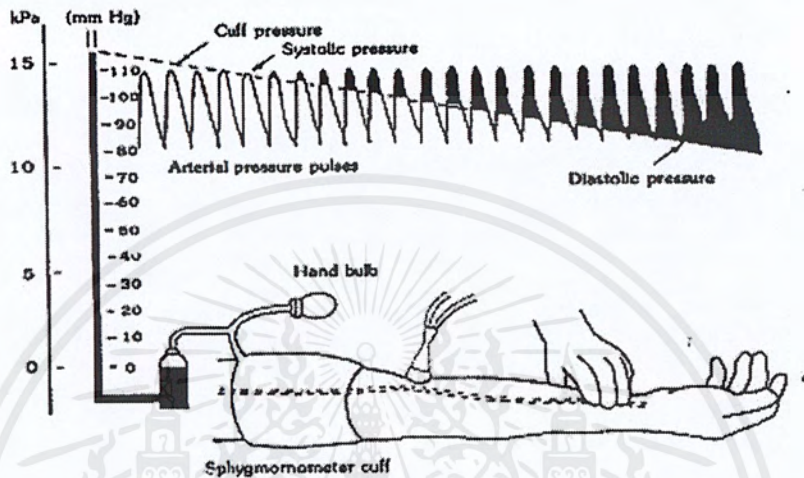
2.3.5.1 การวัดความดันโลหิตแบบโดยตรง

สำหรับการวัดความดันโลหิตในหลอดเลือดความดันภายในหลอดเลือดจะส่งผ่านโลหิตที่บรรจุเต็มในแคทีเตอร์ และส่งแรงดันผ่านไปยังไโคอะแฟรม ซึ่งเป็นแผ่นเนื้อเยื่อบางๆ แรงดันที่ส่งผ่านไโคอะแฟรม จะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้าโดยทรานสดิวเซอร์ความดัน หรือนำไปเข้านาโมมิเตอร์ ที่ใช้น้ำเกลือเป็นตัวส่งผ่านแรงดัน การตอบสนองความถี่ของการวัดโดยวิธีนี้ จะถูกจำกัดที่ตัวแคทีเตอร์เอง และการที่มีฟองอากาศอยู่ภายในแคทีเตอร์ ตลอดจนคุณสมบัติของสารที่ใช้ทำไโคอะแฟรม และชนิดของทรานสดิวเซอร์ที่ใช้

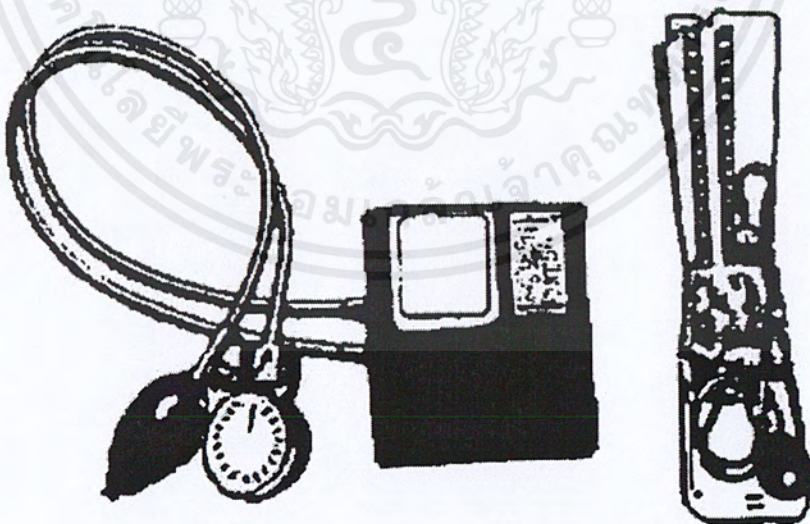
2.3.5.2 การวัดความดันโลหิตทางอ้อม

การวัดแรงดันโลหิตทางอ้อมจะใช้อุปกรณ์ที่เรียกว่า Sphygmomanometer จะถูกอัดอากาศเข้าไปโดยการบีบลูกยางซึ่งแรงดันในคัมพ์จะไปกดหลอดเลือดแดงทำให้โลหิตหยุดไหล โดยปกติการอัดอากาศเข้าไปจะทำให้ความในคัมพ์อยู่สูงกว่าแรงดันสูงสุดที่คาดว่าจะมีในเส้นโลหิตนั้น แล้วค่อยๆลดความดันในคัมพ์ลงอย่างช้าๆและเมื่อความดันในคัมพ์ลดลงเท่าแรงดันสูงสุดในหลอดเลือดจึงทำให้โลหิตเริ่มฉีดผ่านไปได้ การที่โลหิตฉีดผ่านหลอดเลือดแคบๆจะทำให้เกิดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสียงของการฉีดขึ้นเรียกว่าเสียง Korot Koff ซึ่งสามารถฟังได้โดยใช้สแต็ทโทสโคป และเมื่อทำการลดความดันในคัพต่อไปจนแรงดันเท่ากับแรงดันต่ำสุดเสียง Korot Koff จะหายไปและโลหิตจะเริ่มไหลได้ตามปกติ แรงดันในคัพที่อ่านได้เกิดเสียง Korot Koff ครั้งแรกจะใกล้เคียงกับแรงดัน ซีสโตล และแรงดันที่ผ่านได้เมื่อได้ยินเสียง Korot Koff สุดท้ายจะใกล้เคียงกับแรงดัน ไดแอสโตล



ภาพที่ 2.3 การวัดแรงดันโลหิตโดยอ้อม



ภาพที่ 2.4 ลักษณะของเครื่องวัดความดันโลหิตทางอ้อม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.5.3 การวัดความดันโลหิตแบบสัมพันธ์

หลักการของการวัดความดันโลหิตแบบสัมพันธ์ คือการวัดแรงดันภายนอกผิวหนังที่ส่งผ่านมาจากแรงดันของโลหิต ในหลอดโลหิตผ่านผนังหลอดเลือด และผิวหนัง เรียกหลักการนี้ว่าโทโนมิเตอร์ ความดันโลหิตจะเป็นสัดส่วนกับแรงกดบน Arterial Rider หากด้วยพื้นที่หน้าตัดจากลักษณะของโทโนมิเตอร์จะเห็นว่าความดันที่อ่านได้จะมากกว่าความดันใน หลอดโลหิตเสมอ ทั้งนี้เพราะจะมีแรงกดโดยผิวหนังเกิดขึ้นด้วย ดังนั้นการความดันด้วยวิธีนี้ จะต้องทำการคาร์ริเบตเป็นรายๆ ไปก่อนเพื่อให้การวัดได้ค่าที่ถูกต้อง

การใช้งานทั่วไปจะใช้แบบทางอ้อม โดยที่พันแขนสำหรับเครื่องวัดความดันมีขนาดต่างกันของผู้ใหญ่จะกว้างประมาณ 12 – 14 เซนติเมตร สำหรับของเด็กจะเล็กกว่า คือ เด็กอายุ 7 – 12 ปี กว้างประมาณ 9 – 10 เซนติเมตร เด็กอายุ 2 – 6 ปี กว้างประมาณ 7 – 8 เซนติเมตร เด็กอายุ ขวบปีแรก กว้างประมาณ 3 – 4 เซนติเมตร บางชนิดใช้ขมกึ่งบางชนิดใช้พันแล้วม้วนเหน็บไว้ บางชนิดเป็นเทปสีกหลาย

เครื่องวัดความดันบางชนิดเป็นเครื่องวัดไฟฟ้า ซึ่งไม่ต้องใช้เครื่องฟังตรวจ ตัวเลขของความดันจะปรากฏบนจอภาพเหมาะสำหรับผู้ป่วยหนักที่ต้องตรวจสอบอยู่บ่อยๆ ในการวัดความดันที่ต้องใช้เครื่องฟังตรวจนั้น พยาบาลจะได้ยินเสียงเป็นลำดับ ครั้งแรกเมื่อแขนด้วยผ้าพันแขนแล้วบีบลมเข้าจนกระทั่งไม่ได้ยินเสียงแสดงว่าโลหิตหยุดไหลผ่านหลอดเลือดแดง เมื่อปล่อยความดันออกความในผ้าพันแขนจะลดลงจนกระทั่งโลหิตไหลผ่านอีก ณ จุดที่เสียงดังเริ่มแรกนั้นเป็นจุดที่หัวใจห้องล่างด้านซ้ายหดตัวฉีดโลหิต เสียงที่ได้ยินครั้งแรกเรียกว่าความดันซิสโตลิก ในขณะที่ความดันในผ้าพันแขนลดลงเสียงจะเปลี่ยนไปไม่ชัดเจนและในที่สุดจะเงียบไป ซึ่งถือว่าเป็นความดันในหลอดเลือดแดงในขณะที่หัวใจห้องล่างด้านซ้ายพัก จุดที่เสียงเริ่มเปลี่ยน หรือจุดที่เงียบหายไปคือจุดแสดงความดันไดแอสโตลิก ในขณะที่หลอดเลือดแดงปกติ ความดันไดแอสโตลิกที่แท้จริงจะอยู่ต่ำกว่าจุดเริ่มเปลี่ยนแปลงเสียง 10 มิลลิเมตรปรอท ซึ่งก็เป็นตำแหน่งเดียวกับที่เสียงหายไป สำหรับผู้ป่วยซึ่งมีหลอดเลือดแดงกระด้างเสียงจะเริ่มเปลี่ยนไป หลังจากถึงจุดความดันไดแอสโตลิกแล้วเล็กน้อย

โดยสรุปในการวัดความดันโลหิตให้ถือปฏิบัติดังนี้คือ

1. ความดันซิสโตลิก จุดแรกเมื่อเริ่มได้ยินเสียงครั้งแรก
2. ความดันไดแอสโตลิก จุดสุดท้ายที่เสียงเริ่มเปลี่ยนหรือเสียงหายไป ตำแหน่งที่ความดันโลหิตโดยทั่วไปๆ วัดที่หลอดเลือดแดงที่ข้อพับแขน (Brachial Artery) หากมีเหตุจำเป็นวัดบริเวณนี้ไม่ได้ ให้วัดที่หลอดเลือดแดงที่ข้อพับขา (Palatial Artery)

2.4 ทรานสดิวเซอร์วัดอุณหภูมิ

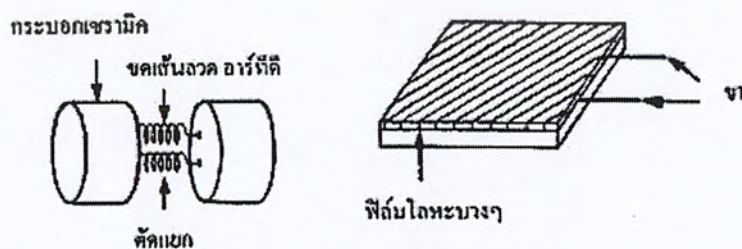
2.4.1 ตัวตรวจจับอุณหภูมิแบบความต้านทาน (RTD)

ตัวตรวจจับอุณหภูมิแบบความต้านทาน หรือเรียกว่า RTD มีชื่อภาษาอังกฤษว่า (Resistance Temperature Detector) คือ ตัวตรวจจับอุณหภูมิแบบความต้านทานจัดเป็นตัวแปลงแบบหนึ่งที่ใช้ในการตรวจวัดอุณหภูมิโดยอาศัยหลักการของโลหะที่มีค่าความต้านทานเปลี่ยนแปลงของโลหะอุณหภูมิบริสุทธิ์ ที่ใช้ทำตัว อาร์ทีดี อันได้แก่ ทองคำขาว, นิกเกิล, ทังสแตน และทองแดงซึ่งมีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิ แบบบวก (Positive Temperature Coefficients) ดังนั้นสำหรับโลหะบริสุทธิ์ อุณหภูมิ และความต้านทาน จะเป็นสัดส่วนโดยตรงต่อกัน กล่าวคือเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นความต้านทานของโลหะอุณหภูมิบริสุทธิ์จะเพิ่มขึ้นตามไปด้วยค่าความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานกับอุณหภูมิสามารถคำนวณได้จาก สมการดังต่อไปนี้

$$R_t = R_o (1 + \alpha \Delta T) \quad (2.2)$$

R_t	ค่าความต้านทานกับอุณหภูมิของตัวนำที่อุณหภูมิ
R_o	ค่าความต้านทานของตัวนำที่อุณหภูมิอ้างอิง (โดยทั่วไปคือ 0 องศา)
α	สัมประสิทธิ์ของค่าความต้านทาน
Δ	ค่าความแตกต่างระหว่างอุณหภูมิทำงานและอุณหภูมิอ้างอิง

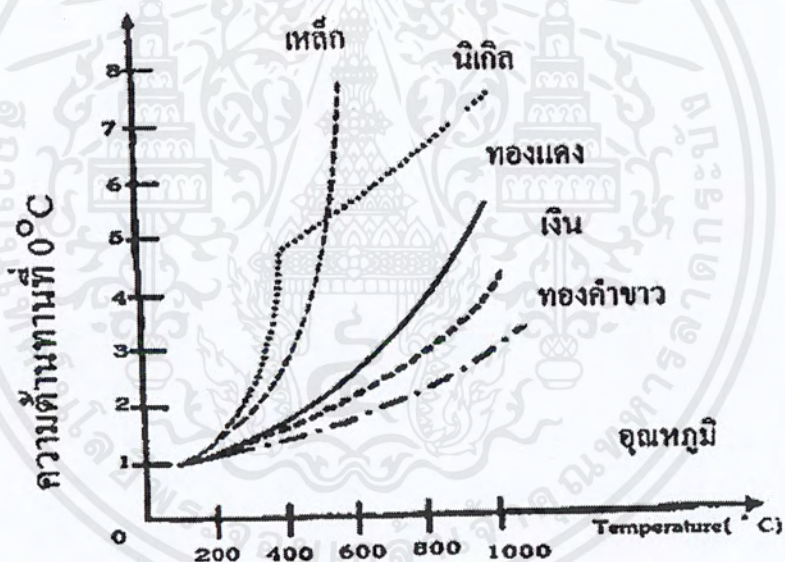
จากรูปที่ 2.5 ด้านซ้าย แสดงรูปร่าง อาร์ทีดี ที่นิยมใช้กันอย่างมาดั่งในรูปจะเป็นอาร์ทีดีแบบขดเป็นเกลียว ที่ประกอบด้วยเส้นลวดทองคำขาวพันขดเป็นวงแน่น และยึดติดกับแท่งเซรามิก รูปทรงกระบอกและในรูปที่ 2.5 ด้านขวา เป็น โครงสร้างทางเทคนิคใหม่ที่ใช้ฟิล์มโลหะทำเป็นอาร์ทีดี ซึ่งสารที่ใช้ทำฟิล์มโลหะคือทองคำขาวโดยเคลือบอยู่บนวัสดุฐานรองที่เป็นเซรามิกบางๆ



ภาพที่ 2.5 อาร์ทีดี ที่นิยมใช้กัน

โดยทั่วไปค่าความต้านทานของอาร์ทีดี ในการใช้จะมีพิสัยตั้งแต่ 10 โอห์ม ถึงหลายพันโอห์ม ส่วนมากจะใช้ค่าความต้านทานประมาณ 100 โอห์ม เพราะเป็นค่าความต้านทานที่ต่ำความยาวของเส้นลวดสามารถทำให้การวัดอุณหภูมิเกิดความไม่แน่นอน ซึ่งปัญหานี้สามารถจะแก้ไขโดยการใช้บริดจ์แบบสามเส้นลวดถ้าเส้นลวดด้านบนและด้านล่างเป็นเสมือนความต้านทานของอาร์ทีดี ซึ่งจะต่อเข้ากับขาของบริดจ์ทั้งสองส่วนเส้นลวดที่สามจะไม่มีกระแสไหลผ่านขณะที่วงจรบริดจ์อยู่ในสภาวะสมดุล

ตัวตรวจวัดอุณหภูมิที่ใช้ อาร์ทีดี จะให้ความแน่นอนและเที่ยงตรงมาก โดยเราสามารถพิจารณาได้จากเส้นโค้ง (Curve) ดังรูปที่ 2.6 ซึ่งเป็นการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของโลหะตัวนำหลายๆแบบเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงจะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานของทองคำขาวและทองแดงนั้นจะเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้นกับอุณหภูมิ ในขณะที่นิเกิลนั้นมีการเปลี่ยนแปลงที่ไม่เป็นเชิงเส้นกับอุณหภูมิ โดยทั่วไปจึงนิยมใช้ทองคำขาวเป็นตัวตรวจวัดอุณหภูมิมากที่สุด

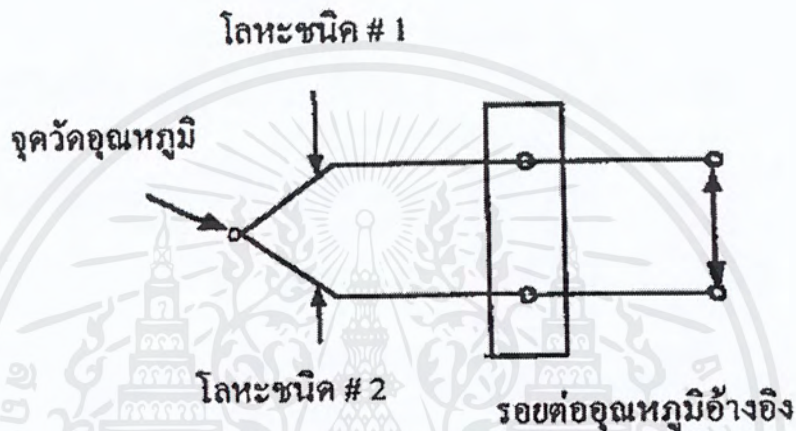


ภาพที่ 2.6 ค่าความต้านทานสัมพัทธ์ ต่ออุณหภูมิของโลหะบริสุทธิ์

2.4.2 เทอร์โมคัปเปิล

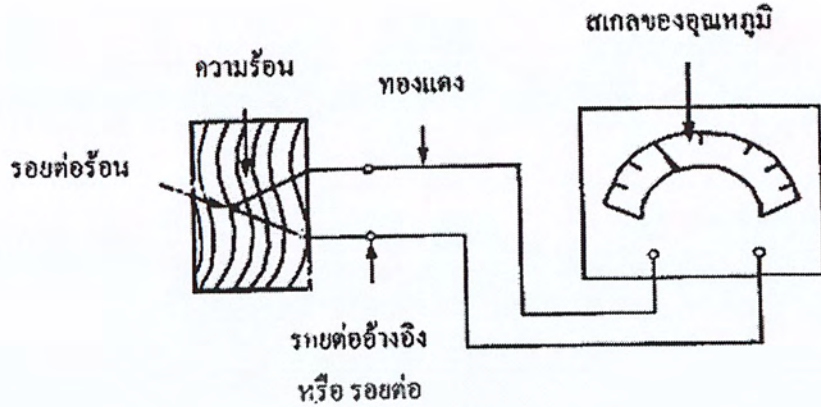
เทอร์โมคัปเปิล เป็นตัวแปลงที่มีความไวต่ออุณหภูมิ และสามารถผลิตแรงดันไฟฟ้าขึ้นได้เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลง ดังนั้นเทอร์โมคัปเปิลจึงมีบทบาทที่สำคัญเกี่ยวกับการวัดอุณหภูมิในงานทางด้านวิทยาศาสตร์และอุตสาหกรรม

หลักการของปรากฏการณ์เทอร์โมคัปเปิล นี้เกิดจากคู่ของเส้นลวดตัวนำที่ทำด้วยโลหะต่างชนิดกัน โดยปลายข้างหนึ่งจะถูกต่อเข้าด้วยกันที่เป็นรอยต่อการรับรู้ หรืออาจเรียกว่า รอยต่อร้อน ส่วนปลายอีกข้างหนึ่งจะเรียกว่ารอยต่อเย็น เมื่อมีอุณหภูมิที่แตกต่างกันระหว่างปลาย รอยต่อร้อนกับรอยต่อเย็น ซึ่งจะทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าระหว่างเส้นลวดขึ้นได้ดังรูปที่ 2.7 ซึ่งค่าของขนาดแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นนี้จะขึ้นอยู่กับชนิดของโลหะที่ใช้ทำเส้นลวด และจำนวนของอุณหภูมิที่แตกต่างกันระหว่างรอยต่อร้อนกับรอยต่อเย็น



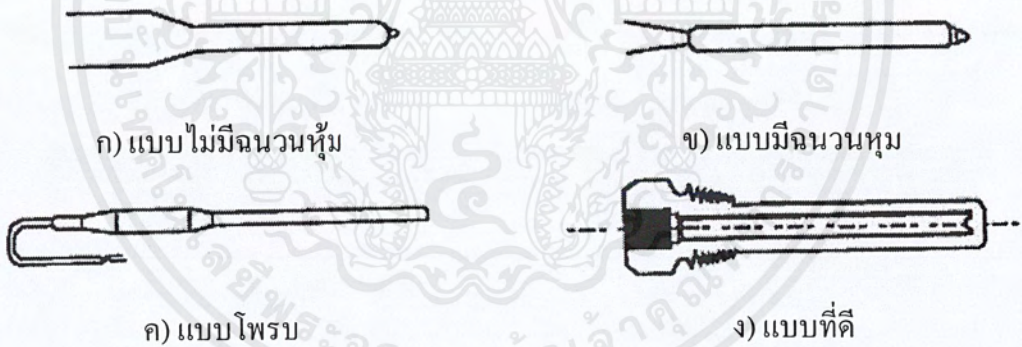
ภาพที่ 2.7 หลักการของปรากฏการณ์เทอร์โมคัปเปิล

ในการใช้งานปกติปลายรอยต่อร้อนจะถูกนำไปใช้ไว้ภายใน หรือบนวัตถุที่ต้องการจะตรวจสอบ และปลายรอยต่อเย็นของเส้นลวดจะถูกเข้ากับอุปกรณ์เครื่องวัดแรงดัน เมื่อเทอร์โมคัปเปิลมีอุณหภูมิที่แตกต่างกันระหว่างปลายรอยต่อร้อนกับปลายรอยต่อเย็น ซึ่งจะเป็นสิ่งที่จะต้องนำมาวิเคราะห์ คือ ปลายรอยต่อเย็นทั้งคู่ที่ถูกต่อเก็บไว้ ณ จุดอุณหภูมิอ้างอิงคงตัว หรือในกรณีของเทอร์โมคัปเปิลราคาถูก สามารถเก็บได้ง่ายที่อุณหภูมิห้องเมื่อนำมันมาใช้ในการวัดอุณหภูมิค่าของแรงดันเอาต์พุตของเทอร์โมคัปเปิลที่อ่านได้จะต้องสำหรับการเปลี่ยนแปลงใดๆ ในอุณหภูมิห้อง เพราะอุณหภูมิที่ปลายสายของเส้นลวดเทอร์โมคัปเปิลเป็นจุดอุณหภูมิอ้างอิงซึ่งรอยต่ออ้างอิงหรือที่เรียกกันบ่อยๆ ว่า รอยต่อเย็นจะเป็นขั้วต่ออุปกรณ์หรือเส้นลวดอื่นๆ เส้นลวดที่นำมาต่อที่ขั้วต่อของรอยต่ออ้างอิงเข้ากับอุปกรณ์การวัดจะเป็นเส้นลวดทองแดงดังรูปที่ 2.9



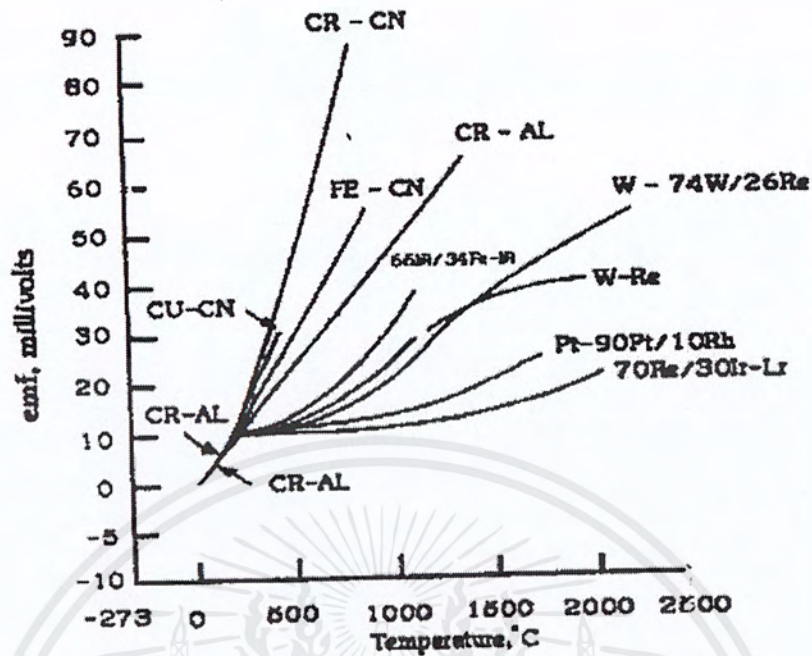
ภาพที่ 2.8 การใช้งานของเทอร์โมคัปเปิลอย่างง่าย

เทอร์โมคัปเปิลจะทำมาจากจำนวนของโลหะต่างชนิดกันหรือโลหะผสมเพื่อให้มีพิสัยการใช้งานของอุณหภูมิที่กว้าง คือ ต่ำสุดที่ -270 องศาเซลเซียส ถึงสูงสุดที่ 2700 องศาเซลเซียสจากรูปที่ 2.9 เป็นเทอร์โมคัปเปิลแบบต่างๆ



ภาพที่ 2.9 รูปร่างของเทอร์โมคัปเปิลแบบต่างๆ

เทอร์โมคัปเปิลยังสามารถนำไปใช้ได้อย่างกว้างขวางเช่นใช้ในการควบคุมเตาเผาหรืออาจใช้ในเครื่องมือวัดและบันทึกค่าอุณหภูมิได้ นอกจากนี้ในระบบทางอุตสาหกรรม ยังใช้เทอร์โมคัปเปิลเป็นตัวตรวจวัดอุณหภูมิของเหลว และแก๊สภายในที่จัดเก็บหรือการไหลภายในท่อ

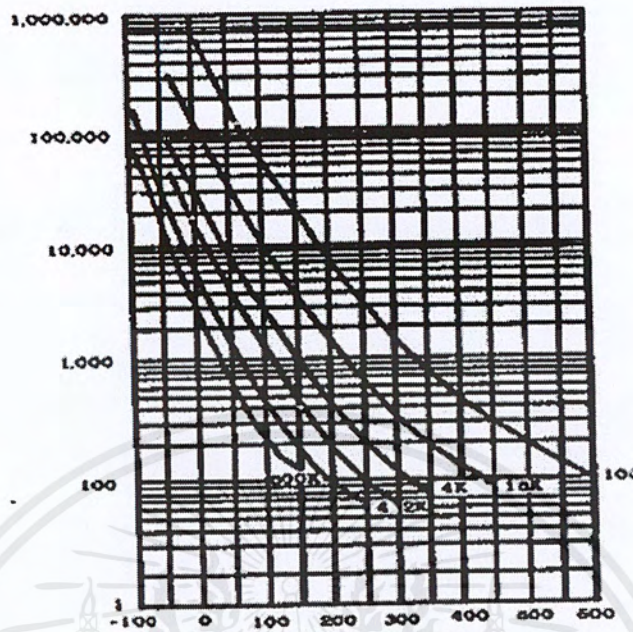


ภาพที่ 2.10 เส้นโค้งการเปรียบเทียบสำหรับเทอร์โมคัปเปิลหลายๆ ชนิดแบบรวมกัน

2.4.3 เทอร์มิสเตอร์

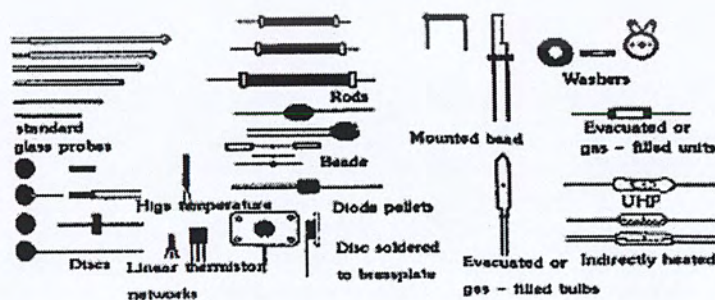
เทอร์มิสเตอร์ (Thermistors) เรียกอย่างหนึ่งว่าตัวต้านทานความร้อน (Thermal Resistor) จะเป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำที่ทำมาจากโลหะออกไซด์ อันได้แก่ แมงกานีส, นิกเกิล, โคบอลต์, ทองแดงและอลูมิเนียม เป็นต้น โดยสารเหล่านี้จะมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิซึ่งการเปลี่ยนค่าการความต้านทานจะอยู่ในช่วงตั้งแต่ -2% ถึง -6% ต่อ 1 องศาเซลเซียส เทอร์มิสเตอร์จึงสามารถวัดค่าความเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิเพียงเล็กน้อยได้

โดยทั่วไปเทอร์มิสเตอร์จะมีค่าความต้านทานต่อสัมประสิทธิ์ อุณหภูมิเป็นลบ (Negative) กล่าวคือถ้าอุณหภูมิสูงขึ้นค่าความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์จะลดลง ค่าความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์ในทางการค้าจะพิจารณาที่อุณหภูมิ 25 องศาเซลเซียส มีพิสัยของการใช้งานตั้งแต่ 100 โอห์ม จนถึง 10 เมกะโอห์มซึ่งเส้นแสดงความเปลี่ยนแปลงระหว่างค่าความต้านทานกับอุณหภูมิของเทอร์มิสเตอร์จะแสดงดังรูปที่ 2.12 โดยค่าความต้านทานที่ระดับต่ำสุดของแต่ละปลายเส้นโค้งจะเป็นค่าที่อุณหภูมิ 25 องศาเซลเซียส



ภาพที่ 2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานกับอุณหภูมิของเทอร์มิสเตอร์

รูปร่างของเทอร์มิสเตอร์ที่มีใช้งานจะมีอยู่หลายรูปแบบ เช่น เทอร์มิสเตอร์ที่มีขนาดเล็กที่สุดจะเป็นแบบลูกปัดหรือลูกประคำ (Bead) ที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางตั้งแต่ 0.15 มม. ถึง 1.25 มม. เทอร์มิสเตอร์แบบนี้จะติดตั้งอยู่ที่ปลายของแท่งแก้วแข็งเพื่อสะดวกแก่การใช้งาน ส่วนเทอร์มิสเตอร์แบบอื่นๆ นั้น ได้แก่ เทอร์มิสเตอร์แบบจาน (Disk) แบบวงแหวน (Washer) แบบแท่งทรงกลม (Rod) ซึ่งมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 2.5 มม. ถึง 25 มม. และสามารถทนต่อการสูญเสียความร้อนได้สูงกว่าแบบลูกปัด



ภาพที่ 2.12 รูปร่างต่างๆ ของเทอร์มิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานของเทอร์มิสเตอร์อาจนำมาใช้ในการวัดอุณหภูมิอย่างง่าย ๆ ได้ คือการนำเอาเทอร์มิสเตอร์มาต่ออันดับกับแบตเตอรี่ และไมโครแอมป์มิเตอร์ เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไป ค่าความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์ก็จะเปลี่ยนแปลงอันมีผลทำให้กระแสที่ไหลในวงจรเกิดการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วยเช่นกัน ดังนั้นค่าของกระแสที่ไมโครแอมป์มิเตอร์วัดได้จึงสามารถเปรียบเทียบให้เป็นค่าของอุณหภูมิที่อ่านได้ แต่ในการใช้งานบ่อยๆ เราจะต่อขนานร่วมกับความต้านทาน ซึ่งจะช่วยให้คุณลักษณะของการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์เป็นเชิงเส้นมากขึ้นและค่าความต้านทานที่นำมาต่อเข้ากับเทอร์มิสเตอร์จะต้องมีค่าเท่ากับค่าความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์

เครื่องวัดอุณหภูมิมีส่วนสำคัญ คือส่วนที่ทำหน้าที่เป็น Transducer ที่ทำหน้าที่วัดอุณหภูมิ ซึ่งมีใช้งานอยู่หลายรูปแบบ เช่น เทอร์มิสเตอร์, เทอร์โมคัปเปิล, ไดโอด อุปกรณ์ที่กล่าวมาต้องอาศัยวงจรแปลงแรงดันอนาล็อกเป็นดิจิทัล (Analog To Digital Convertor) หรือวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ (Voltage To Frequency Convertor) ซึ่งต้องใช้วงจรที่ซับซ้อน

2.4.4 ไอซี DS1820

2.4.4.1 หลักการเบื้องต้นของไอซี DS1820

ไอซี DS1820 เป็นไอซีที่มีระบบการสื่อสารข้อมูลอนุกรมแบบหนึ่งสายซึ่ง ถือได้ว่าเป็นระบบที่มีความฉลาด และใช้จำนวนสายสัญญาณเพียง 1 เส้นเท่านั้น โดยไม่ต้องมีสายสัญญาณนาฬิกา มาควบคุมจังหวะการถ่ายทอดข้อมูลเหมือนกับระบบสื่อสารข้อมูลอนุกรมในแบบอื่น สายข้อมูลจะทำหน้าที่เสมือนเป็นสายนาฬิกาในตัว ส่วนค่าของข้อมูลจะพิจารณาจากลักษณะของรูปสัญญาณที่ปรากฏบนสายสัญญาณในแต่ละช่องของเวลาซึ่งเรียกว่า ไทม์สล็อต (Time Slot) โดยคาบเวลาต่ำสุดและสูงสุดของสถานะต่างๆ ในการสื่อสารข้อมูลในแต่ละไทม์สล็อตมีการกำหนดขอบเขตไว้อย่างชัดเจนการถ่ายทอดข้อมูลจะเกิดขึ้นในแต่ละไทม์สล็อตรูปแบบการถ่ายทอด ข้อมูลจะเป็นแบบอะซิงโครนัสในระบิต ไม่มีการกำหนดความยาวของข้อมูลเป็นระดับไบต์ระบบสื่อสารแบบนี้เหมาะที่จะใช้ในการสื่อสารข้อมูลระหว่างไอซีแผงวงจรเดียวกัน

2.4.4.2 การอินเตอร์เฟสผ่านสายเส้นเดียว

การเชื่อมต่อหรือการอินเตอร์เฟส (Interface) ระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์กับอุปกรณ์ภายนอก โดยใช้จำนวนสายสัญญาณให้น้อยที่สุดได้มีการพัฒนามาอย่างต่อเนื่องจากหลายบริษัทผู้ผลิต เช่น การเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่อพ่วงแบบอนุกรม (Serial Peripheral Interface, SPI) ในไมโครคอนโทรลเลอร์ 68HC11 ของโมโตโรลาการเชื่อมต่อแบบ SPI นี้ช่วยให้ไมโครคอนโทรลเลอร์แลกเปลี่ยนข้อมูลกับอุปกรณ์ต่อพ่วงได้ด้วยความเร็วถึง 1 ล้านบิตต่อวินาที โดยใช้สายรับส่งสัญญาณเพียง 3 หรือ 4 เส้น รวมกับสายกราวด์อีกเส้นหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.4.3 คุณสมบัติ

1. DS1820 สามารถ Interface โดยใช้สายสัญญาณเพียงเส้นเดียว
2. DS1820 เพียงตัวเดียว สามารถวัดอุณหภูมิได้โดยไม่ต้องต่ออุปกรณ์ร่วม
3. DS1820 มีย่านวัดอยู่ที่ +125 ถึง -55 °C
4. DS1820 มีความละเอียดในการวัดได้ 0.5 °C

2.5 ทรานสดิวเซอร์วัดความดัน

การแสดงค่าความดันนอกจากแสดงด้วยขนาดความยาวของลำปรอทโดยตรงแล้วในกรณีที่ต้องการแสดงผลทางไฟฟ้าหรืออิเล็กทรอนิกส์ ทรานสดิวเซอร์วัดความดันก็เข้ามามีบทบาทในการแปลงขนาดความดันนั้นมาเป็นสัญญาณไฟฟ้าที่เป็นสัดส่วนเชิงเส้นต่อกัน ทรานสดิวเซอร์วัดความดันที่สำคัญๆ ได้แก่ อินดักทีฟทรานสดิวเซอร์ คาปาซิทีฟทรานสดิวเซอร์ ออปติคัลทรานสดิวเซอร์ และรีซิสทีฟทรานสดิวเซอร์

2.5.1 อินดักทีฟทรานสดิวเซอร์

อินดักทีฟทรานสดิวเซอร์ จะใช้หลักการของการเปลี่ยนแปลงค่าอินดักทีฟของแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งปกติจะแปรตามค่าตามจำนวนรอบค่า Magnetic Permeability ของแกนเหล็กและขนาดของขดลวดแม่เหล็กทรานสดิวเซอร์แบบนี้จะใช้ขดลวดพันบนแกนที่เป็นสารแม่เหล็กและมีขนาดเล็กและเบา ปลายด้านหนึ่งของแกนจะยึดติดกับไดอะแฟรม การเคลื่อนที่ของไดอะแฟรมตามขนาดของแรงดันทางอีกด้านหนึ่ง จะทำให้แกนแม่เหล็กเคลื่อนที่ในขดลวดค่าอินดักแตนซ์ของขดลวดจึงเปลี่ยนไปค่าอินดักแตนซ์นี้ได้

ทรานสดิวเซอร์ชนิดนี้จะให้การเปลี่ยนแปลงความดันเชิงปริมาตรได้ราวๆ 0.02 – 6 ลูกบาศก์มิลลิเมตร 100 มิลลิเมตรปรอท และความไวจะอยู่ในช่วง 50 ไมโครโวลต์ ถึง 1 มิลลิเมตร โวลต์ ต่อแรงดันกระตุ้นบริดจ์ 1 โวลต์ ทรานสดิวเซอร์วัดความดันที่ใช้หลักการดังกล่าวมีชื่อเรียกว่าอินดักแตนซ์มาโนมิเตอร์

เป็นอินดักทีฟทรานสดิวเซอร์อีกแบบหนึ่งที่น่าสนใจในการวัดความดันคือดิฟเฟอเรนเชียลทรานสฟอร์มเมอร์ ขดลวดทางทุติยภูมิสองขดจะมีขนาดเดียวกันแต่ทิศทางพันจะกลับกัน ซึ่งที่ในตำแหน่งหนึ่งของแกนแม่เหล็กแรงดันที่เหนี่ยวนำทางขดทุติยภูมิจากการป้อนกระแสความถี่ และขนาดคงที่ทางขดปฐมภูมิจะมีขนาดที่เท่ากัน หากนำขั้วของขดลวดทางทุติยภูมิต่อกันโดยใช้ขั้วเหมือนกันต่อกัน 1 ขั้ว ผลต่างของแรงดันเหนี่ยวนำระหว่างขั้วที่เหลือจะเท่ากันศูนย์ การเคลื่อนที่ของแกนในตำแหน่งอื่นจะทำให้ความสมดุลนี้เสียไป เช่นเดียวกับกรณีของ

อินดิคทีฟทรานสดิวเซอร์แบบอื่น ๆ แกนเหล็กจะยึดติดกับไดอะเฟรมของแคทีเดอ์ เพื่อให้เคลื่อนที่ตามแรงดันที่กดบนไดอะเฟรม

2.5.2 ทรานสดิวเซอร์วัดความดันแบบคาปาซิทีฟ

ทรานสดิวเซอร์ชนิดนี้ใช้หลักการเปลี่ยนค่าคาปาซิแตนซ์ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระยะระหว่างขั้วแผ่นโลหะที่มีสารไดอิเล็กทริกคั่นกลางอยู่ การเปลี่ยนแปลงของค่าคาปาซิแตนซ์ เราจะสามารถตรวจได้โดยให้คาปาซิเตอร์ นี้อยู่ในแขนหนึ่งของเอชบริดจ์ คาปาซิทีฟ มาโนมิเตอร์ จะมีข้อดีที่มีความไวสูงและตอบสนองความถี่สูง แต่ว่าไวต่อการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ ดังนั้นการนำมาใช้งานจะต้องมีการชดเชยทางอุณหภูมิ นอกจากนี้การเปลี่ยนแปลงของค่าคาปาซิแตนซ์ ของสายเคเบิลที่ต่อทรานสดิวเซอร์อยู่ก็มีผลต่อเสถียรภาพเดิมของทรานสดิวเซอร์ในวงจรบริดจ์ด้วย ดังนั้นจึงอาจจำเป็นต้องใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ชดเชยค่าคาปาซิแตนซ์ในสายเพื่อลดความผิดพลาดเมื่อใช้งาน

2.5.3 ทรานสดิวเซอร์วัดความดันที่ใช้หลักการทางแสง

หลักการของโฟโตอิเล็กทริกสามารถนำมาประยุกต์เป็นทรานสดิวเซอร์วัดความดันได้ โครงสร้างของทรานสดิวเซอร์ชนิดนี้ประกอบด้วยส่วนสำคัญที่เรียกว่า หลอดเบอร์ดอน (Bourdon) ซึ่งเป็นหลอดกลวงหน้าตัดเป็นรูปวงรี ตัดเป็นรูปโค้ง ความโค้งของหลอดจะเปลี่ยนแปลง ที่ปลายของหลอดเบอร์ดอนจะมีแผ่นชดเชยติดอยู่ ซึ่งชดเชยจะวางอยู่ในตำแหน่งระหว่างแหล่งกำเนิดแสงและโฟโตเซลล์ทรานสดิวเซอร์ชนิดนี้มีความไวไม่มากนัก กล่าวคือทุก ๆ การเปลี่ยนแปลงปริมาณของโลหิตในหลอดเบอร์ดอน 15 ลูกบาศก์มิลลิเมตร จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงความดันของมิลลิเมตรปรอท อย่างไรก็ตามทรานสดิวเซอร์ชนิดนี้ที่ผลิตเป็นการค้าอาจจะทำได้ความไวต่ำถึง 0.1 ลูกบาศก์มิลลิเมตรต่อ 100 มิลลิเมตรปรอท

2.5.4 ทรานสดิวเซอร์ความดันที่ใช้หลักการของความต้านทาน

สเตรนเกจเป็นทรานสดิวเซอร์แบบหนึ่งที่มีมนำมาใช้ทางการแพทย์ หลักการของทรานสดิวเซอร์นี้ คือ การเปลี่ยนแปลงความต้านทาน ของแท่งตัวต้านทานความยาว (L) และเป็นสัดส่วนกลับพื้นที่นำมาทำ Strain Element ตามสมการ

การออกแบบสเตรนเกจ ต้องคำนึงถึงการยืดหยุ่นตัว (Elasticity) ซึ่งกำหนดโดยค่า Young's Modulus Strength และสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิของสารนั้นๆ เพื่อให้ผลของอุณหภูมิจึงมีค่าสัญญาณเอาต์พุตที่น้อยที่สุด

ลักษณะโครงสร้างของสเตรนเกจโดยทั่วไปจะมีแผ่นหรือแท่ง Strain Element ยึดติดกับแผ่นไดอะเฟรมที่มีค่า Young's Modulus คงที่ที่ปลายของ Strain Element หลายๆ ชิ้นในแขนเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของบริดจ์จะทำให้วงจรบริดจ์มีความไวสูงและผลที่ไม่ต้องการอื่นๆ เช่นจากอุณหภูมิจะน้อยกว่า ด้วยแรงดันที่กดลงบนไดอะแฟรมจะทำให้ไดอะแฟรมบิดเบี้ยวและ Strain Element ยึดหรือหลุดตามความยาวด้วย Strain Element ที่ทำมาจากโลหะจะให้ค่าเกจแฟกเตอร์ประมาณ 2 ถึง 15 ส่วน เซมิคอนดักเตอร์จะให้เกจแฟกเตอร์ประมาณ 50 – 200

2.6 การส่งผ่านข้อมูลแบบดิจิทัล

2.6.1 พื้นฐานระบบการสื่อสาร

ระบบสื่อสาร (Communication) มีความหมายกว้างขวาง การส่งข่าวสารทางสายก็เป็นชนิดของระบบสื่อสาร โดยพื้นฐานแล้วระบบสื่อสารจะประกอบด้วยส่วนใหญ่ๆ 3 ส่วน คือ

1. ตัวส่งข่าวสาร (Transmitter)
2. ตัวกลางในการส่งข่าวสาร (Medium)
3. ตัวรับข่าวสาร (Receiver)

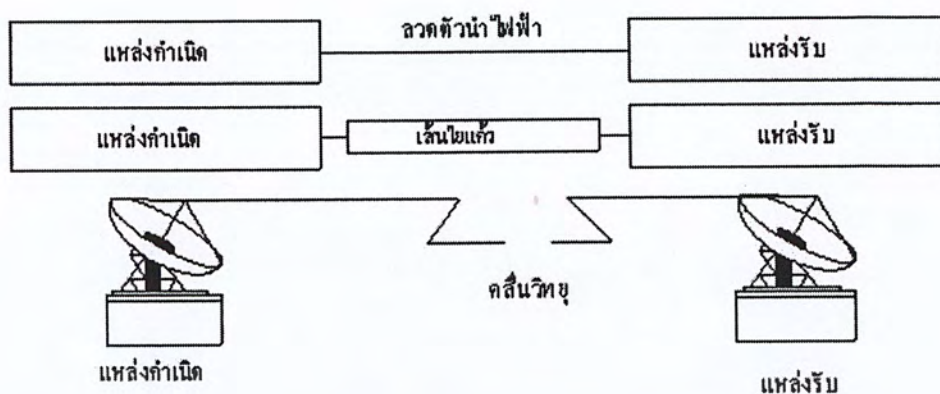
แต่แต่ละส่วนมีความสัมพันธ์กันดังภาพที่ 2.13



ภาพที่ 2.13 ระบบสื่อสารพื้นฐาน

ก่อนจะกล่าวถึงระบบสื่อสาร ขอกล่าวถึงสื่อกลางของการสื่อสารว่าสามารถมีหลายรูปแบบโดยเฉพาะในงานโทรคมนาคม เราใช้สื่อกลางเป็นลวดนำหรือคลื่นวิทยุก็ได้ ดังภาพที่ 2.14 เราสามารถแบ่งชนิดของระบบสื่อสารได้ 2 แบบตามลักษณะสัญญาณที่ใช้ในระบบคือ

- แบบสัญญาณอนาลอก เช่น เสียงพูด
- แบบสัญญาณดิจิทัล เช่น เลขฐานสอง



ภาพที่ 2.14 แสดงแบบต่างๆ ของการสื่อสาร

2.6.2 ระบบการสื่อสารข้อมูล (Data Communication System)



ภาพที่ 2.15 แผนผังการทำงานของระบบการสื่อสารแบบจุดต่อจุด (Point to Point)

จากภาพที่ 2.15 เป็นบล็อกไดอะแกรมของระบบการสื่อสารแบบจุดต่อจุด หรือที่เรียกว่าระบบจุดต่อจุด เพราะเป็นการเชื่อมโยงเพียงสองอุปกรณ์ แต่ละอุปกรณ์ของระบบการสื่อสารเป็นส่วนประกอบของอุปกรณ์รับส่งข้อมูล (DTE) และอุปกรณ์สื่อสารข้อมูล (DCE) และมีตัวกลางในการนำพาหะระหว่างอุปกรณ์ทั้งสองในระบบสื่อสาร

อุปกรณ์รับส่งข้อมูล คือ มีลักษณะคล้ายอย่างมากกับคอมพิวเตอร์ที่เพิ่มวงจรในการแปลงข้อมูลแบบขนานที่ใช้ภายในคอมพิวเตอร์ และแบบข้อมูลอนุกรมที่ต้องการด้วยตัวกลาง ฟังก์ชันของอุปกรณ์รับส่งข้อมูล ได้เพิ่มข้อมูลการรับ และการส่งที่ความเร็วจริง และการแสดงการเช็คข้อผิดพลาดในการรับข้อมูล เพื่อให้แน่ใจว่าสื่อสารอย่างถูกต้อง ถ้าจำเป็นอุปกรณ์รับส่งข้อมูลก็จะแปลงข้อมูลแบบขนานเป็นแบบอนุกรมในขณะที่การส่ง และแบบอนุกรมในขณะที่การรับ

อุปกรณ์สื่อสารข้อมูล คือ การอินเตอร์เฟสระหว่างอุปกรณ์รับส่งข้อมูล และตัวกลางจะได้รับข้อมูลที่ส่งมาจากอุปกรณ์รับส่งข้อมูล และแปลงข้อมูลเหล่านั้นให้ตัวกลางสามารถรับได้ ถ้าตัวกลางเป็นสายโทรศัพท์มาตรฐานอุปกรณ์รับส่งข้อมูลจะมอดูเลต (Modulate) ข้อมูลดิจิทัลไป

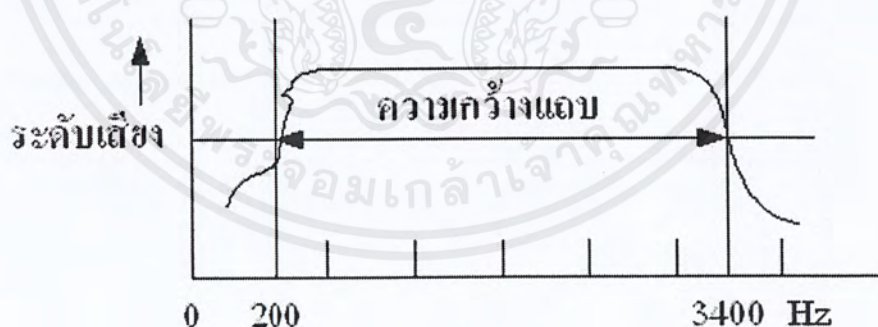
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับพหุคูณไซน์ (sine wave) ที่สามารถส่งบนระบบโทรศัพท์ แบบอนาล็อก (analog) ได้ อุปกรณ์รับส่งข้อมูลก็ตอบรับการรับข้อมูลจากตัวกลาง และแปลงข้อมูลเหล่านั้นที่ตอบรับได้กับ อุปกรณ์รับส่งข้อมูล สำหรับตัวอย่างอุปกรณ์รับส่งข้อมูลจะดีมอดูเลต (Demodulate) สัญญาณอนาล็อกที่รับจากสายโทรศัพท์ที่สัญญาณดิจิทัลนั้นคืนมาและส่งผ่านไปยังอุปกรณ์รับส่งข้อมูล ตัวกลางการสื่อสารจะโอนถ่ายข้อมูลข่าวสารจากตัวส่งไปยังตัวรับ ตัวกลางอาจเป็นสายใยแก้วนำแสง คลื่นไมโครเวฟ หรือคู่สาย ตัวกลางที่ใช้ในการสื่อสารข้อมูลระยะไกลมากที่สุด คือ สายโทรศัพท์มาตรฐาน

2.6.2.1 ระบบสื่อสารแบบอนาล็อก

สิ่งที่ใช้พิจารณาถึงขีดความสามารถของระบบนี้คืออัตราส่วนของสัญญาณหลักต่อสัญญาณรบกวน หรือค่า S/N โดยที่ ถ้าค่า S/N สูง แสดงว่าระบบมีประสิทธิภาพดี และถ้าค่า S/N ต่ำ แสดงว่าระบบมีประสิทธิภาพไม่ดี นอกจากนี้ยังพิจารณาขีดความสามารถของระบบจาก ค่าความกว้างแถบ (band width)

ค่าความกว้างแถบ หมายถึง ช่วงความถี่ที่ควบคุมกำลังงานส่วนมาก (ต่อความต้องการของสัญญาณที่สนใจ) หรือช่วงความถี่ที่มีอัตราขยายหรือค่าลดทอนเพียงเล็กน้อยในช่วงกลาง ๆ ของความกว้างแถบ โดยทั่วไปมักกำหนดขอบเขตของความกว้างแถบที่จุด 3 dB หรือครึ่งหนึ่งของกำลังงานสูงสุดดังภาพที่ 2.16 ที่แสดงค่าความกว้างแถบของสัญญาณเสียง ซึ่งมีค่าความกว้างแถบเท่ากับ 3,000 Hz (เลือกที่จุด 3 dB)



ภาพที่ 2.16 แสดงการกำหนดค่าความกว้างแถบ

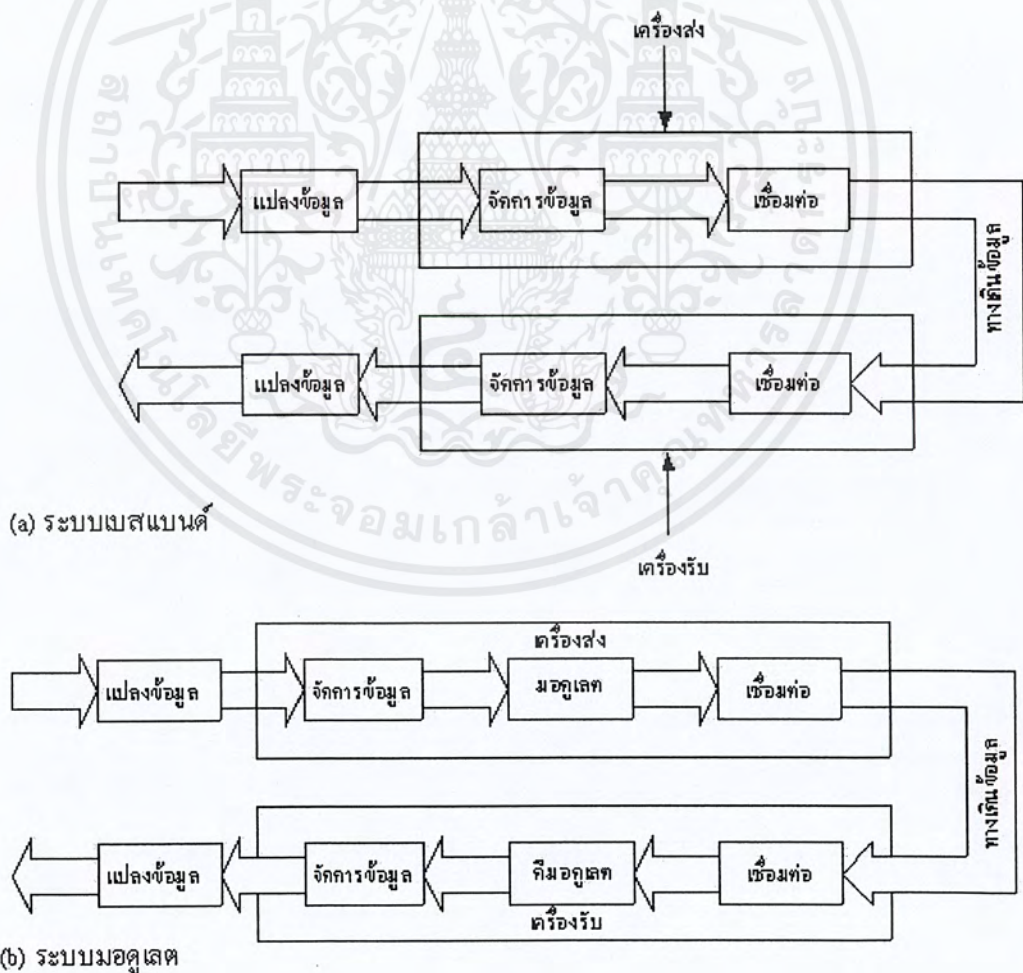
เห็นได้ว่ากรณีที่ช่องสัญญาณติดต่อกัน มีความกว้างแถบไม่เพียงพอต่อสัญญาณที่เราสนใจอยู่ ทำให้สัญญาณไม่สามารถส่งผ่านได้หมด เราเรียกลักษณะการเกิดนี้ว่าความเพี้ยน (Distortion) เมื่อถึงจุดนี้ ขอให้ลองพิจารณาระบบสื่อสารแบบอนาล็อก ในภาพที่ 2.15ซึ่งมีการ

ทำงานภายในต่างกัน แต่มีจุดหลักที่เหมือนกันคือการรับและส่งข้อมูลในแบบอนาลอก เช่น เสียงหรือภาพที่มองเห็นได้

จากภาพที่ 2.17(a) แสดงให้เห็นถึงระบบเบสแบนด์ (base band) ที่มีลักษณะสำคัญคือรูปสัญญาณที่ส่งออกมาจะมีรูปสเปกของความถี่เดียวกับแหล่งต้นทางหรือแหล่งผลิตความถี่ ซึ่งหมายถึงไม่มีการมอดูเลตกับคลื่นพาหะที่มีความถี่สูงกว่า ส่วนขั้นตอนที่เกี่ยวกับสัญญาณในด้านส่งอาจมีการขยายสัญญาณ การกรองความถี่ หรือการแมชชิงอิมพีแดนซ์ (Impedance) เพื่อลดการสูญเสียในการส่งและรับ

ส่วนภาพที่ 2.17(b) แสดงถึงระบบการสื่อสารแบบอนาลอกที่มีการรวมและการแยกสัญญาณในทางคณิตศาสตร์ (Modulation and demodulation) อธิบายได้ว่าการรวมหรือแยกสัญญาณจะใช้ในการเปลี่ยนรูปสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณให้เข้ากับช่วงความถี่ที่เลือกไว้ หรือในอีกแง่หนึ่งเป็นการป้องกันสัญญาณอื่นเข้าแทรกในช่วงความถี่เดียวกัน

ตัวอย่างของการใช้ระบบนี้ที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย คือ การกระจายเสียงวิทยุในแบบ AM และ FM



ภาพที่ 2.17 แสดงระบบสื่อสารแบบอนาลอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2.2 ระบบการสื่อสารแบบดิจิทัล

ลักษณะข้อมูลที่ใช้ในระบบนี้จะอยู่ในรหัส “0” หรือ “1” เช่น เลขฐานสอง เลขฐานสิบหก เป็นต้น บางครั้งอาจมีความต้องการส่งสัญญาณอะนาลอกผ่านระบบดิจิทัล จึงต้องมีการเปลี่ยนสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลก่อนเรียกว่าการสุ่มตัวอย่าง (sampling) ซึ่งเป็นวิธีทางคณิตศาสตร์ ค่าที่ได้จากการสุ่มตัวอย่างจัดเป็นรหัสเลขฐานสอง (Binary Code) ที่สามารถจัดการตามเทคนิคทางดิจิทัลได้ อย่างเช่น การส่งข้อมูลแบบขนานหรือแบบอนุกรม และแบบสัมพันธ์หรือไม่สัมพันธ์ เป็นต้น



ภาพที่ 2.18 แสดงการสื่อสารทั้งแบบอนาลอกและแบบดิจิทัล

จากรูปแสดงสัญญาณในการติดต่อระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์กับส่วนเก็บข้อมูลหลักผ่านสายโทรศัพท์โดยมีอุปกรณ์โมเด็มทำหน้าที่ช่วยเครื่องคอมพิวเตอร์ให้สามารถรับและส่งข้อมูลผ่านสายโทรศัพท์ โดยแปลงสัญญาณคอมพิวเตอร์เป็นสัญญาณไฟฟ้าในด้านส่ง และแปลงกลับอีกทางด้านรับ ซึ่งวิธีการแปลงสัญญาณคอมพิวเตอร์เป็นสัญญาณไฟฟ้า เรียกว่า การมอดคูเลท และวิธีการแปลงสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณคอมพิวเตอร์ เรียกว่า การดีมอดคูเลท

ประเด็นอย่างหนึ่งที่ควรสนใจในระบบสื่อสารแบบดิจิทัล คือ ประสิทธิภาพของระบบ โดยพิจารณาจากค่าอัตราการผิดพลาดเทียบกับจำนวนข้อมูลที่ส่งไปทั้งหมดในช่วงเวลาหนึ่ง โดยถ้า BER มีค่าต่ำ หมายถึงระบบมีประสิทธิภาพสูง (เพราะจำนวนข้อมูลที่ผิดพลาดมีน้อย) นอกจากนี้ประเด็นอื่นที่เกี่ยวข้องก็มีอัตราความไวในการสื่อสารข้อมูล เป็นต้น

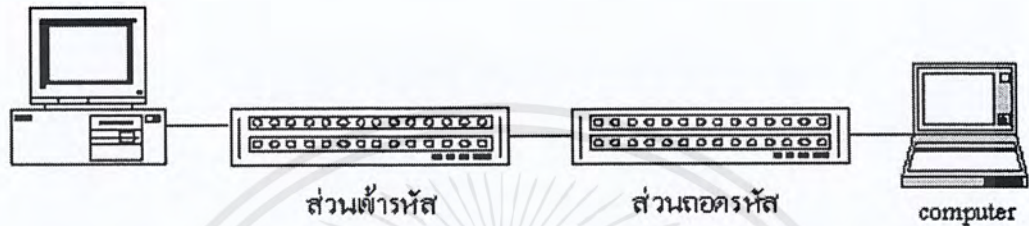
2.6.3 การสื่อสารข้อมูล (Data Communication)

การสื่อสารข้อมูลเกี่ยวข้องกับการส่งรหัสเลขฐานสอง ซึ่งเป็นรหัสที่สร้างและดำเนินการโดยคอมพิวเตอร์ การติดต่อในการสื่อสารข้อมูลมีลักษณะเชิงดิจิทัลที่สามารถกำหนดสถานะได้ 2 สถานะ คือ ค่าตรรกะเท่ากับ 0 หรือ 1 ส่วนเชิงอนาลอกมีได้ไม่จำกัดสถานะ

กำหนดให้การใช้ข้อมูลแทนข้อความ (Text), กราฟฟิกส์ (Graphics) เป็นรหัสขนาด n บิตที่สามารถแทนจำนวนข้อมูลได้ 2 ตัว

สำหรับรหัสใช้แทนอักษร ตัวเลข หรือสัญลักษณ์พิเศษ เรียกว่าตัวอักษร (Alphanumeric) ประเด็นที่เป็นการสื่อสารระหว่างเครื่องจักรด้วยกันพบว่าเครื่องจักร เช่น คอมพิวเตอร์หรือโทรพิมพ์ ไม่มีความสามารถเข้าใจถึงความหมายของตัวหนังสือได้ จึงต้องมีการแปลงความหมายให้เป็นแบบที่เครื่องจักรสามารถตีความได้ คือสถานะเลขฐานสอง

ดังนั้นจึงต้องมีอุปกรณ์ทำหน้าที่เข้ารหัส (Encoder) และถอดรหัส (Decoder) มาใช้ในการรับและส่งข้อมูลระหว่างเครื่องจักรด้วยกัน ดังภาพที่ 2.19



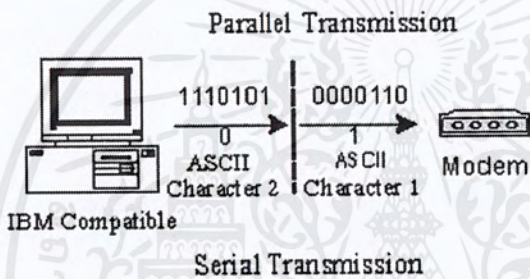
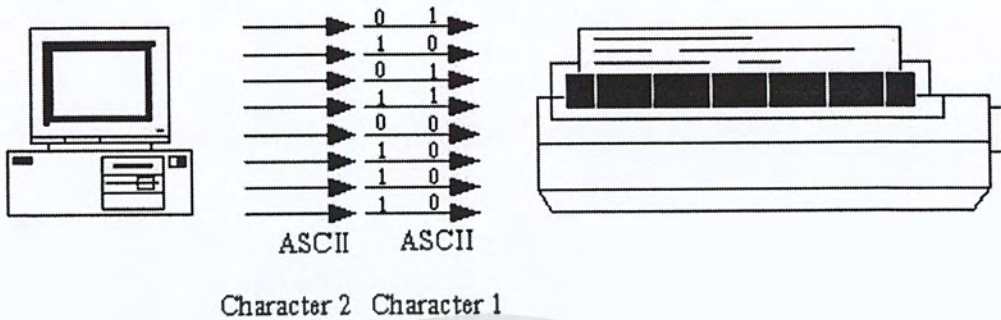
ภาพที่ 2.19 แสดงการส่งข้อมูลผ่านโดยใช้รหัส

2.6.3.1 การรับส่งข้อมูลแบบขนานและแบบอนุกรม

อย่างไรก็ตาม เราต้องกำหนดมาตรฐานวิธีรับส่งข้อมูลระหว่าง เครื่องคอมพิวเตอร์ ขึ้นด้วย จะมีเพียงรหัสตรงกันไม่ได้ เพราะเราทราบดีแล้วว่า ข้อมูลคอมพิวเตอร์จริงๆ แล้วก็คือ สัญญาณไฟฟ้า ถ้าแต่ละคนกำหนดสัญญาณไฟฟ้าแทนสถานะ “0” และ “1” ไม่เท่ากันคอมพิวเตอร์ จะแยกไม่ออกว่าสัญญาณที่รับได้นั้นเป็น “0” และ “1” เนื่องจากใช้ระดับสัญญาณไม่ตรงกัน โดยทั่วไปเครื่องคอมพิวเตอร์มีมาตรฐานการรับส่งข้อมูลแบ่งออกเป็นสองแบบ คือ การรับส่งข้อมูลแบบขนานกับการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม

การรับส่งข้อมูลแบบขนาน เรียกอีกชื่อหนึ่งว่า Parallel Interface ปกติจะใช้สำหรับส่งข้อมูลจากคอมพิวเตอร์ไปให้เครื่องพิมพ์ การรับส่งข้อมูลแบบขนานนี้ คอมพิวเตอร์จะส่งข้อมูลออกไปครั้งละ 8 บิต หรือหนึ่งไบต์เลขที่เดียว ดังนั้นสายเคเบิลที่ใช้ส่งข้อมูลจึงมีจำนวนเส้นค่อนข้างมากคือต้องใช้ 8 เส้น สำหรับสัญญาณแต่ละบิต พร้อมกับมีสัญญาณควบคุมอีกหลายเส้น ข้อดีสำหรับการส่งข้อมูลแบบนี้ คือสามารถส่งข้อมูลได้เร็วเพราะส่งครั้งหนึ่งเท่ากับข้อมูล 8 บิต นอกจากนี้วงจรทางฮาร์ดแวร์ของตัวรับและตัวส่งยังมีขนาดเล็กและราคาถูกด้วย เครื่องพิมพ์เกือบทุกยี่ห้อมักจะต่อแบบขนานกับเครื่องคอมพิวเตอร์ คือ จำกัดการรับส่งข้อมูลแบบขนาน คือ การส่งสัญญาณได้ไม่ไกลเนื่องจากสัญญาณไฟฟ้าที่ใช้ในการส่งมีค่าเพียง 0 ถึง +15 โวลต์ เท่านั้น เมื่อต่อสายยาว ๆ ความต้านทานภายในสายจะทำให้สัญญาณอ่อนลงจนรับไม่ได้ในที่สุด เนื่องจากสายจะมีตัวเก็บประจุแฝง สัญญาณดิจิตอลมีลักษณะเป็นพัลส์จะทำให้ขนาดลดลงและเสียรูป

จนอุปกรณ์ปลายทางไม่สามารถรับได้ และจำเป็นจะต้องใช้สายจำนวนมากจึงไม่เหมาะที่จะใช้ส่งข้อมูลเป็นระยะทางไกล ๆ



ภาพที่ 2.20 การส่งข้อมูลแบบขนานและแบบอนุกรม

ส่วนการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรมนั้นมีชื่อเรียกว่า Serial Interface หรือ RS-232C การรับส่งข้อมูลแบบนี้ซับซ้อนกว่าแบบแรกมาก วิธีการส่งข้อมูลหนึ่งไบต์มาส่งออกไปทางสายทีละหนึ่งบิตเรียงไปจนครบ 8 บิต จากการศึกษาที่ส่งข้อมูลเรียงกันไปนี้จำนวนสายที่ใช้ส่งข้อมูลจึงลดเหลือเพียง 3 ถึง 5 เส้นเท่านั้น ความซับซ้อนอยู่ที่ทำอย่างไรทางด้านรับจึงจะรู้ว่าข้อมูลมาถึงเมื่อไร ตรงไหนคือข้อมูล บิตแรก บิตที่สอง ไปจนถึงบิตสุดท้าย เราจึงต้องเพิ่มส่วนที่เริ่มต้นข้อมูลและส่วนปิดท้ายข้อมูลเข้าไปด้วยเรียกว่า Start Bit และ Stop Bit

คราวนี้ผู้รับหรือคอมพิวเตอร์ที่รับข้อมูลก็จะสามารถแยกแยะสัญญาณที่ได้รับออกมาเป็นข้อมูลได้ถูกต้อง ข้อดีของการส่งข้อมูลแบบอนุกรมคือ เหมาะสมสำหรับการรับส่งข้อมูลระยะไกลมากกว่าการส่งข้อมูลแบบขนาน เพราะใช้สายจำนวนน้อยกว่าและระดับแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ในการส่งมีค่า +12 โวลต์ กับ -12 โวลต์ ทำให้เราสามารถส่งข้อมูลได้ไกลถึง 35 เมตร โดยไม่ต้องมีอุปกรณ์เพิ่มเติมเข้าช่วยเลย ข้อเสียของการส่งข้อมูลแบบอนุกรมคือ ความไวในการส่งข้อมูลจำกัดอยู่ที่ 19,200 บิตต่อวินาทีสูงสุด นับว่าช้ากว่าการส่งข้อมูลแบบขนานอยู่มากทีเดียว นอกจากนี้ฮาร์ดแวร์ที่ใช้ในการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรมนั้นยังมีราคาแพงกว่าด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งข้อมูลแบบอนุกรมนี้ เราต้องคำนึงถึงรายละเอียดในการส่งข้อมูลมากกว่าการส่งแบบขนานหลายอย่าง เช่น ความเร็วในการรับส่งข้อมูล การตรวจสอบความถูกต้องของข้อมูล จำนวนบิตของข้อมูล เป็นต้น ทั้งนี้ถ้ามีอะไรไม่ตรงกันระหว่างผู้รับและผู้ส่ง การส่งข้อมูลแบบอนุกรมแบบอนุกรมก็จะผิดพลาดหรือรับส่งกันไม่ได้

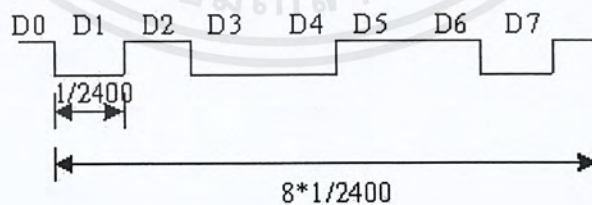
2.6.3.2 ความเร็วในการถ่ายโอนข้อมูลแบบอนุกรม

ความเร็วในการถ่ายโอนข้อมูลแบบอนุกรม มีหน่วยวัดเป็นบิตต่อวินาที ส่วนการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณใน 1 วินาที เรียกว่า บอดเรท (baud rate) หรืออัตราบอดการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณใน 1 ครั้ง อาจจะแสดงถึงการส่งข้อมูลแบบอนุกรมมากกว่า 1 บิต ก็ได้ ถ้าเขียนในรูปของสมการคณิตศาสตร์จะได้

$$\text{อัตราบิต (Bit rate)} = \text{อัตราบอด (baud rate)} * (\text{บิตใน 1 บอด}) \quad (2.3)$$

2.6.3.3 อัตราวัดบิต (Bit rate)

สิ่งที่สำคัญมากสิ่งหนึ่งในการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรมนี้คือ ความถี่ที่ใช้ในการส่งข้อมูลซึ่งจะต้องสัมพันธ์กันระหว่างอุปกรณ์ที่ทำการรับและส่งข้อมูล และความถี่ที่ใช้เรียกว่า “Bit rate” ซึ่งมีความหมายถึง “อัตราการรับส่งข้อมูลเป็นจำนวนบิตใน 1 วินาที ถ้าหากว่าเครื่องส่งใช้ Bit rate ที่ไม่สัมพันธ์กันแล้ว ก็จะทำให้การรับส่งข้อมูลเกิดผิดพลาดขึ้นได้โดยทั่วไปค่าของ Bitrate นั้นจะใช้ค่าต่าง ๆ ดังต่อไปนี้คือ 110, 150, 300, 1200, 2400, 4800, 9600 บิตต่อวินาที สำหรับในส่วนนี้สมมติว่าเราต้องการส่งด้วยอัตรา 2400 บิต และข้อมูลที่ต้องการจะส่งคือ 0B2H หรือ 10110010 ซึ่งเราสามารถที่จะแสดงได้ในรูปของสัญญาณดังภาพที่ 2.21



ภาพที่ 2.21 แสดงรูปสัญญาณของข้อมูลที่ถูกส่งไปตามสายส่งแบบอนุกรม

เมื่อความกว้างของสัญญาณของแต่ละบิตจะเท่ากับ 1 Bit rate/วินาที ซึ่งจะ Bit rate ที่เราต้องการจะใช้คือ 2400 บิต นั้นจะทำให้ความกว้างของแต่ละบิตมีค่าเท่ากับ 1/2400 วินาทีหรือ

เท่ากับ $8 \times 416 \text{ uSec}$ หรือ 3328 uSec อย่างไรก็ตามเพื่อป้องกันความผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นได้ จึงมีการเพิ่มบิตต่าง ๆ ลงไปในแต่ละไบต์ของข้อมูล เพื่อช่วยในการตรวจสอบความถูกต้องของข้อมูลที่เครื่องได้รับเข้ามา สำหรับบิตต่าง ๆ ที่เพิ่มเข้ามา ได้แก่ Start, Stop และ Parity Bit ซึ่งก็จะทำให้ข้อมูลในแต่ละไบต์มากกว่า 8 บิต และเวลาที่ใช้รับส่งข้อมูลก็จะมากขึ้นด้วย

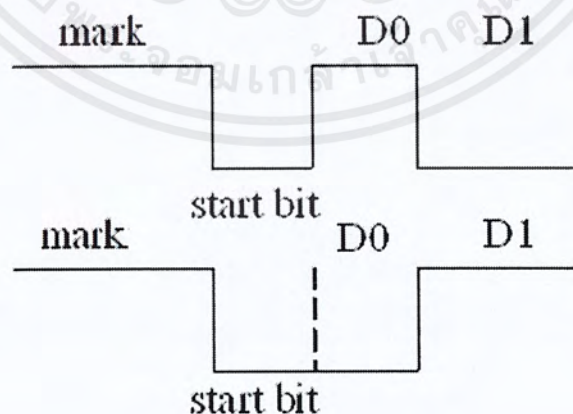
2.6.3.4 บิตเริ่มต้น (Start Bit)

ในการส่งผ่านข้อมูลแบบอนุกรมนี้ เราจำเป็นต้องทำให้อุปกรณ์ที่จะรับข้อมูลทราบว่าข้อมูลที่ส่งมานั้นเริ่มต้นที่จุดใด ดังนั้นเราจึงจำเป็นต้องเพิ่มข้อมูล 1 บิต ลงไปก่อนหน้าข้อมูลจริงที่ทำการส่ง (การส่งอนุกรมจะส่งบิตที่ 0 เป็นบิตแรกและบิตที่ 7 เป็นบิตสุดท้าย) คือทำการเพิ่มบิตนี้ลงไปหน้าบิตที่ 0 นั่นเองและเรียกบิตนี้ว่า บิตเริ่มต้น

หน้าที่ของ บิตเริ่มต้น นั้นนอกจากจะใช้ในการบอกว่าข้อมูลนั้นเริ่มต้นที่ใดแล้วยังทำงานร่วมกับ บิตสิ้นสุด เพื่อช่วยในการแยกข้อมูลแต่ละชุดออกจากกันและความกว้างของบิตนี้จะเท่ากับความกว้างของบิตอื่น ๆ ในข้อมูลที่จะส่ง (บิตที่ 0-7)

เมื่ออุปกรณ์ที่จะส่งข้อมูลยังไม่ได้ทำการส่งข้อมูลใด ๆ ออกมานั้น สายส่งจะอยู่ในสถานะที่เรียกว่า “mark” ซึ่งเป็นสถานะที่ไม่มีการรับส่งข้อมูลใด ๆ เกิดขึ้นในที่นี้เราจะสมมติให้ mark ของสายส่งเป็นลอจิกหนึ่ง บิตเริ่มต้นที่จะเพิ่มเข้าไปนี้จะมีลอจิกที่ตรงข้ามกับลอจิกของ mark ดังนั้นในกรณีนี้บิตเริ่มต้นจะมีลอจิกเป็น 0

สำหรับบิตเริ่มต้นนี้จะมีความกว้างเท่ากับ 1 บิต ของข้อมูลเช่นใน 1 บิตของข้อมูลมีความยาวเท่ากับ $416 \mu\text{Sec}$ ด้วยในภาพที่ 3.22 จะแสดงให้เห็นถึงบิตเริ่มต้นที่เพิ่มเข้าไปก่อนหน้าข้อมูล (ก่อนหน้า D0)



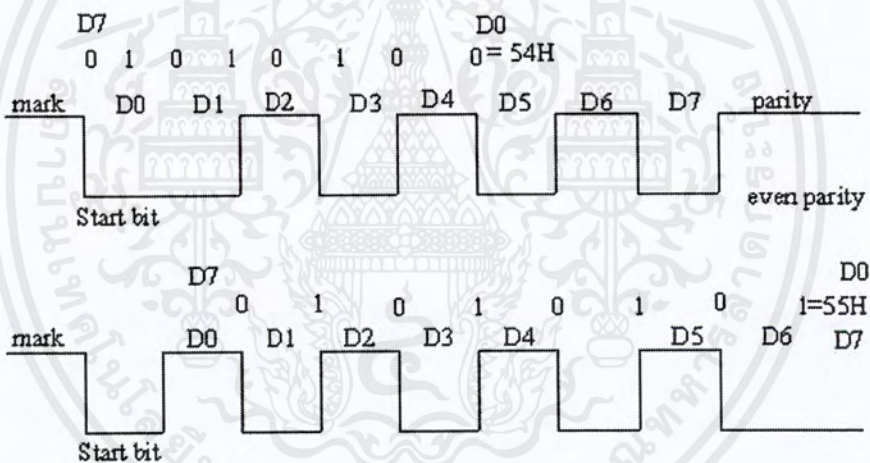
ภาพที่ 2.22 การเพิ่ม Start Bit เข้าไปก่อนหน้า bit D0 เป็น “1” และ “0” ตามลำดับ

2.6.3.5 พาริตีบิต (Parity Bit)

โดยที่บิตนี้จะทำหน้าที่ในการบอกให้ส่วนรับข้อมูลทราบว่าข้อมูลที่ส่งออกมาแต่ละไบนารีนั้นมีจำนวนบิตที่เป็นหนึ่งอยู่เป็นจำนวนคู่หรือคี่ เช่น ข้อมูล 54H หรือ 01010111 จะมีจำนวนบิตที่เป็น “1” อยู่เป็นจำนวนคี่เป็นต้น สำหรับบิตที่ใช้ในการตรวจสอบนี้เรียกว่า บิตเริ่มต้น

Parity bit นี้จะถูกส่งออกมาโดยอุปกรณ์ส่งข้อมูลซึ่งบิตนี้จะเป็น “1” หรือ “0” นั้นขึ้นอยู่กับข้อมูลที่ส่งออกมา (บิตที่ 0-7) ว่ามีจำนวนบิตเป็น “1” เป็นจำนวนคู่หรือคี่และยังขึ้นอยู่กับอุปกรณ์รับส่งข้อมูลด้วยว่าถูกออกแบบไว้ให้รับส่ง parity bit ในลักษณะ parity คู่หรือคี่อีกด้วย

ในกรณีที่อุปกรณ์รับส่งข้อมูลถูกออกแบบไว้ให้เป็น Parity คู่ อุปกรณ์ส่งข้อมูลจะทำการส่ง parity bit เป็นลอจิก “1” ต่อไปเมื่อจำนวนบิตที่เป็น “1” ของข้อมูล (บิตที่ 0-7) เป็นจำนวนคี่และจะทำการส่ง parity bit เป็นลอจิก “0” เมื่อจำนวนบิตที่เป็น “1” ของข้อมูลเป็นจำนวนคู่ (คือให้เป็นจำนวนบิตที่เป็น “1” ของข้อมูลรวมกับ parity bit เป็นจำนวนคู่นั่นเอง) สิ่งสำคัญอีกอย่างคือ ถ้าอุปกรณ์ส่งข้อมูลทำการส่งในลักษณะใดส่วนรับข้อมูลจะต้องทำการรับในลักษณะเดียวกัน

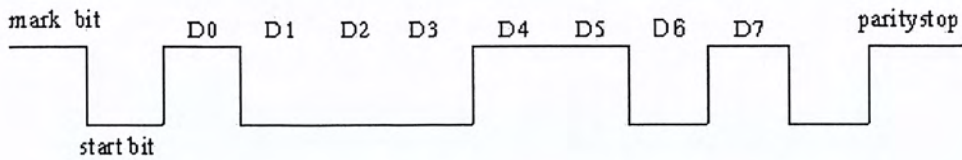


ภาพที่ 2.23 การเพิ่มลงไปนข้อมูลแต่ละไบต์

2.6.3.6 บิตสิ้นสุด

สำหรับบิตสุดท้ายที่เพิ่มเข้าไปนี้จะใช้ในการตรวจสอบจุดสิ้นสุดของข้อมูล บิตนี้ จะถูกเพิ่มเข้าไปที่หลัง Parity bit ถ้าอุปกรณ์รับข้อมูลตรวจไม่พบบิตนี้ก็แสดงว่าข้อมูลที่ได้รับเข้ามานั้นมีความผิดพลาดเกิดขึ้น สำหรับบิตสิ้นสุดนี้อาจมีจำนวน 1, 1.5 หรือ 2 บิตก็ได้ ภาพที่ 3.12 จะแสดงข้อมูลทั้ง 8 บิตรวมกัน บิตเริ่มต้น, บิตสิ้นสุดและ parity bit ด้วยซึ่งจะเห็นได้ว่าสิ่งที่ส่งออกมาในแต่ละไบนารีนั้นไม่ได้มีแต่ข้อมูลเท่านั้นแต่อาจมีถึง 12 บิต ดังนั้นถ้าเราทำการส่งด้วยอัตรา

2400 bit/sec เราจะต้องใช้เวลาทั้งหมดเป็น 12×416 usec หรือ 4.99 msec ไม่ใช่ 328 usec ดังที่คำนวณไว้ในตอนต้น



ภาพที่ 2.24 รูปแบบของข้อมูลแต่ละไบต์ในการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม

2.6.3.7 ลักษณะการส่งข้อมูลแบบอนุกรม

แบ่งออกเป็น

1. การส่งข้อมูลแบบซิงโครนัส (Synchronous) จำเป็นจะต้องมีสัญญาณนาฬิกาเข้ามาเพื่อใช้ในการควบคุมการส่งข้อมูล ฉะนั้นจึงต้องเพิ่มสายส่งสำหรับสัญญาณนาฬิกาอีกเส้นหนึ่งด้วย
2. การส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส (asynchronous) ไม่มีสัญญาณนาฬิกาควบคุม ฉะนั้นจึงจำเป็นต้องเพิ่ม start bit ,stop bit และ parity bit เพื่อให้ตัวรับทราบว่าส่วนใดเป็นข้อมูลที่ส่งออกมา

2.6.4 ช่องทางการสื่อสาร (Communication Channeling)

ในการรับส่งข้อมูลระหว่างกันนั้น อาจแบ่งตามลักษณะและการรับส่งได้เป็น 3 วิธี คือ

1. การรับหรือส่งทางเดียว (Simplex)
2. การรับส่งแบบผลัดกันส่ง (Half Duplex)
3. การรับส่งสวนทางได้พร้อมกัน (Full Duplex)

ทั้งสามวิธีมีข้อดีและข้อเสียในตัวเอง ความจริงแล้วเราใช้ในการรับส่งทั้งสามวิธีนี้ในชีวิตประจำวันอยู่ตลอดเวลา ไม่ว่าจะเป็นการชมโทรทัศน์ การฟังเพลง การสนทนา หรือในการทำงานต่าง ๆ

2.6.4.1 ซิมเพล็กซ์

การสื่อสารแบบซิมเพล็กซ์ ที่เรียกกันว่า การสื่อสารทางเดียว การสื่อสารแบบซิมเพล็กซ์เป็นการทำงานในทิศทางเดียวเท่านั้น และต้องการช่องทางการสื่อสาร พื้นฐานการสื่อสารแบบซิมเพล็กซ์ คือ ทรูกิกวิทยุกระจายเสียงทั่วไป ข้อมูลข่าวสารจะไหลไปในทิศทางเดียวจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผู้ประกาศไปยังผู้ฟัง ผู้ฟังจะไม่สามารถใช้เครื่องรับวิทยุเพื่อตอบสนองไปยังผู้ประกาศได้ และตัวอย่างการสื่อสารข้อมูลแบบซิมเพล็กซ์ คือ การอินเตอร์เฟสระหว่างคอมพิวเตอร์ และพรินเตอร์ (Printer) ข้อมูลจะส่งจากคอมพิวเตอร์ไปยังพรินเตอร์เท่านั้น พรินเตอร์ไม่สามารถส่งข้อมูลกลับมายังคอมพิวเตอร์ได้

2.6.4.2 ฮาล์ฟดูเพล็กซ์

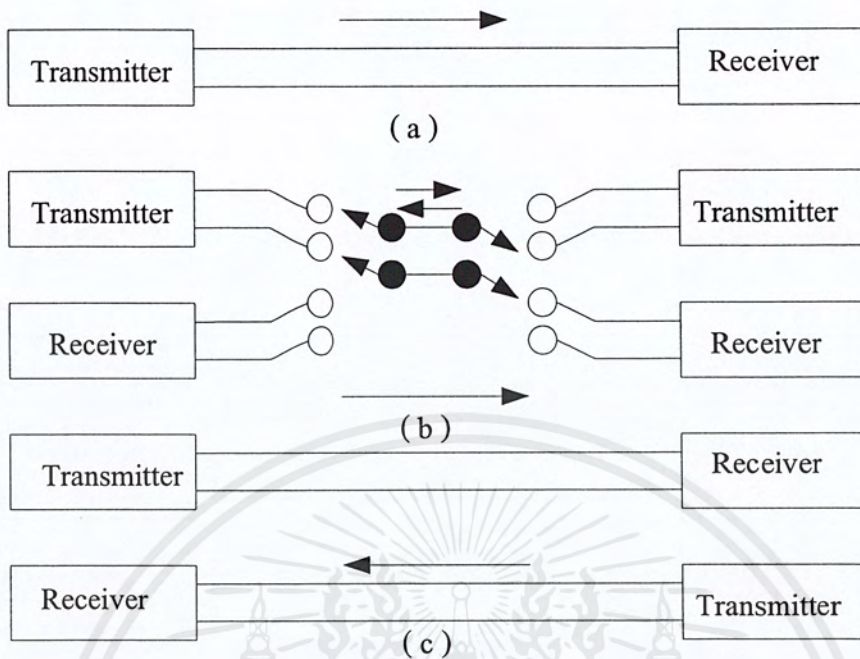
การสื่อสารแบบฮาล์ฟดูเพล็กซ์สามารถทำการส่งรับได้ในแต่ละทิศทางแต่ทำในทิศทางเดียวที่เวลานั้นมันสามารถจะทำการสื่อสารสองช่องทางสลับกันการสื่อสารแบบฮาล์ฟดูเพล็กซ์ ต้องการช่องทางที่สามารถทำการสวิตช์เพื่อเปลี่ยนทิศทาง ตัวอย่างของการสื่อสารคือ ระบบวิทยุสองทาง เช่น เมื่อคนหนึ่งส่งอีกคนก็ทำการรับ เมื่อต้องการเปลี่ยนทิศทางของการสื่อสารคนที่ทำการส่งต้องสวิตช์ที่โหมตรับ และคนที่ทำการรับก็ต้องสวิตช์ที่โหมตส่ง

2.6.4.3 ฟูลดูเพล็กซ์

การสื่อสารแบบฟูลดูเพล็กซ์ จะทำได้สองทิศทางในเวลาเดียวกันฟูลดูเพล็กซ์ ต้องการช่องทางสื่อสารสองช่องทางเพื่อนำพาข้อมูลข่าวสารในแต่ละทิศทาง การสื่อสารแบบฟูลดูเพล็กซ์เป็นพื้นฐานในการสื่อสารระหว่างคอมพิวเตอร์ ภาพที่ 2.25 (c) แสดงถึงหลักการช่องทางสื่อสารทั้งสองยอมให้แต่ละอุปกรณ์ปลายทาง (Terminal) สามารถส่งและรับในเวลาเดียวกัน

แต่ละแบบการรับส่งดังกล่าว มีคุณสมบัติเฉพาะตัวของมันเอง และในบางกรณีจะนำมาใช้ทดแทนกันไม่ได้เลย หรือจะตัดแบบหนึ่งทิ้งไปจากระบบเช่นกัน ในตอนนี้เราจะพูดถึงรายละเอียดและคุณสมบัติการรับส่งข้อมูลทั้งสามแบบนี้ โดยจะเน้นไปที่การรับส่งข้อมูลแบบผลัดกันส่ง (half duplex) และการรับส่งข้อมูลแบบสวนทางได้พร้อมกัน (full duplex) ซึ่งเป็นแบบที่เราใช้ในการส่งข้อมูลอนุกรมของคอมพิวเตอร์นั่นเอง

การติดต่อสื่อสารที่รับหรือส่งทางเดียวนั้นเราเรียกมันว่า เป็นการสื่อสารแบบ Simplex ตัวอย่างง่าย ๆ ที่เห็นได้ชัดคือ การรับส่งทางโทรทัศน์ และวิทยุกระจายเสียงนั่นเอง สถานีโทรทัศน์จะเป็นตัวส่งและเครื่องรับทำหน้าที่รับแต่เพียงอย่างเดียว จะส่งข่าวหรือภาพกลับมายังสถานีส่งไม่ได้ การสื่อสารแบบ Simplex นี้ เรามักจะไม่ค่อยนำมาใช้ในการสื่อสารข้อมูล เนื่องจากเราจำเป็นต้องตอบโต้กันระหว่างการรับส่งข้อมูล หรือบางทีก็จะเปลี่ยนจากผู้รับเป็นผู้ส่งซึ่งทำไม่ได้สำหรับการติดต่อกันในแบบ Simplex นี้ การสื่อสารแบบ Simplex นอกจากจะใช้สำหรับส่งโทรทัศน์และวิทยุกระจายเสียงแล้ว เครื่องโทรพิมพ์ตามสำนักพิมพ์บางชนิดอาจใช้ในการติดต่อแบบนี้เช่นกันในการรับข่าวสารจากที่อื่น ๆ เพียงอย่างเดียว



ภาพที่ 2.25 การสื่อสารข้อมูลแบบต่าง ๆ

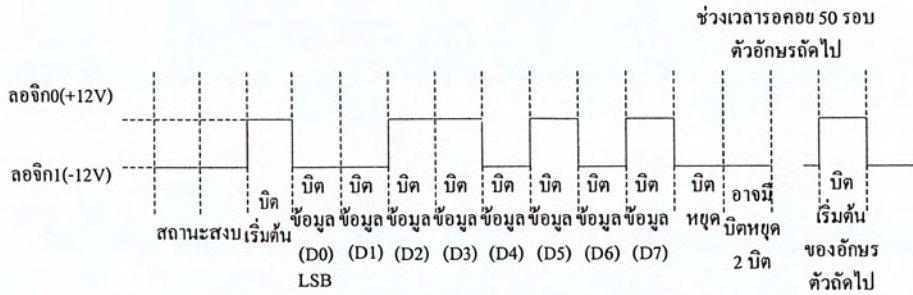
(a) การสื่อสารแบบซิมเพล็กซ์ (b) การสื่อสารแบบฮาล์ฟดูเพล็กซ์ (c) การสื่อสารแบบฟูลดูเพล็กซ์

2.6.4.4 Full Duplex และ Half Duplex

ส่วนการรับส่งแบบทั้งสองนี้ เราเรียกว่า การรับส่งแบบ Half Duplex มีคุณสมบัติสามารถรับและส่งข้อมูลได้แต่ต้องสลับกันส่ง จะส่งพร้อมกันทั้งสองด้านไม่ได้ อุปกรณ์ที่ใช้ในการติดต่อแบบ Half Duplex ได้แก่ วิทยุมือถือ และ Intercom เป็นต้น เมื่อฝ่ายใดฝ่ายหนึ่งส่งอีกฝ่ายทำหน้าที่รับจนกระทั่งฝ่ายแรกส่งจบฝ่ายหลังจึงจะกลับเป็นผู้ส่งได้ และฝ่ายส่งในตอนแรกก็จะเป็นผู้รับสลับกันเช่นนี้เรื่อยไป ทั้งสองฝ่ายจะเป็นผู้ส่งพร้อมกันไม่ได้ เราสามารถจะชนกันทำให้ฟังไม่รู้เรื่อง การส่งในแบบ Half Duplex นับว่าซับซ้อนกว่าแบบ Simplex เพราะทั้งสองด้านสามารถทำหน้าที่รับและส่งได้ตามลำดับ

แบบที่ซับซ้อนที่สุดก็คือ การรับส่งในแบบสวนทางได้พร้อมกันซึ่งเรียกว่า Full Duplex การรับส่งแบบนี้ผู้รับและส่งสามารถรับและส่งพร้อม ๆ กันในเวลาเดียวกันได้ ไม่จำเป็นต้องรอให้อีกฝ่ายหนึ่งส่งจบก่อนอย่างไรใน Half Duplex ตัวอย่างเช่น การพูดโทรศัพท์ของเรา

2.6.5 รูปแบบของข้อมูลอนุกรมและอัตราบอดในการสื่อสารข้อมูลอนุกรม



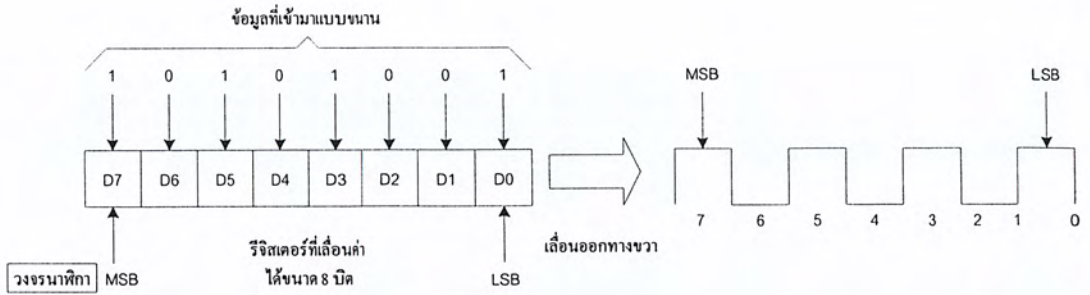
ภาพที่ 2.26 รูปแบบของสัญญาณข้อมูลอนุกรมที่ใช้ในการสื่อสาร

ตารางที่ 2.1 อัตราบอดและช่วงเวลาของแต่ละบิตข้อมูลในการสื่อสารข้อมูลอนุกรม

อัตราบอด	ช่วงเวลาของแต่ละบิต
110	9.91 ms
150	6.67 ms
300	3.33 ms
600	1.67 ms
1200	0.83 ms
2400	0.417 ms
4800	0.208 ms
9600	0.104 ms
19200	0.052 ms

2.6.5.1 การเชื่อมต่อแบบอนุกรม และ UART

ในภาพที่ 2.27 แสดงการแปลงข้อมูลแบบขนานเป็นข้อมูลแบบอนุกรม โดยเริ่มแรกข้อมูลแบบขนานจะถูกนำไปเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ Shift Register หลังจากนั้นจะใช้สัญญาณนาฬิกาในการเลื่อนค่าในรีจิสเตอร์ออกมาทีละบิต (โดยเลื่อนค่าไปทางขวามือ) โดยบิตแรกที่เลื่อนออกมา คือ บิต LSB ของข้อมูลและบิตที่สองที่ถูกเลื่อนออกมาก็คือ บิตที่อยู่ถัดจาก LSB และบิตต่อ ๆ ไปสำหรับบิตสุดท้ายที่ถูกเลื่อนออกมาก็คือ บิต MSB ของข้อมูล

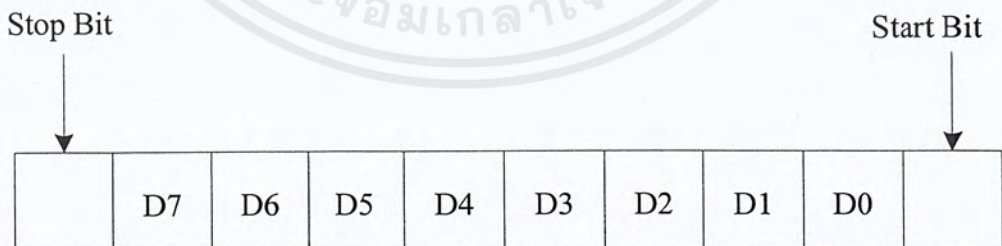


ภาพที่ 2.27 การแปลงข้อมูลแบบขนานเป็นข้อมูลอนุกรม

การแปลงข้อมูลแบบอนุกรมไปเป็นข้อมูลแบบขนานนั้นจะมีขั้นตอนตรงข้ามกับที่กล่าวมานั้นคือข้อมูลแบบอนุกรมจะถูกเลื่อนเข้ามาเก็บใน Shift Register โดยจะใช้สัญญาณนาฬิกาเป็นตัวควบคุม และหลังจากที่ได้มีการเลื่อนข้อมูลทุกบิตเข้าไปใน Shift Register ได้หมดแล้ว ข้อมูลที่อยู่ในรีจิสเตอร์นี้ก็จะถูกนำออกมาแบบขนานเพื่อนำไปใช้งานต่อไป

อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แปลงข้อมูลแบบอนุกรมเป็นข้อมูลแบบขนาน และแปลงข้อมูลแบบขนานเป็นข้อมูลแบบอนุกรม เราเรียกว่า UART (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter) ซึ่งเป็นวงจรถ่าย LSI ซึ่งนอกจากจะมีหน้าที่ในการแปลงข้อมูลแล้ว UART ยังมีหน่วยควบคุมและหน่วยตรวจสอบการทำงานอีกด้วย

ในการส่งข้อมูลขนาด 8 บิต แบบอนุกรมนี้จะต้องมีบิตสตาร์ท (Start Bit) และบิตสตอป (Stop Bit) เพิ่มขึ้นมา ซึ่งจะทำให้ข้อมูลที่ถูกส่งไปจริง ๆ นั้นมีขนาด 10 บิต ในภาพที่ 2.28 แสดงเวิร์ดข้อมูลที่มีบิตข้อมูล 8 บิต บิตสตาร์ท 1 บิต และบิตสตอป 1 บิต โดยที่บิตสตาร์ทมีค่า 0 บอกว่า UART ที่รับข้อมูลให้รู้ว่ามีข้อมูลกำลังเข้ามา และบิตสตอปที่มีค่า 1 จะบอกว่า UART ที่รับข้อมูลให้รู้ว่าการส่งข้อมูลได้เสร็จสิ้นลงแล้ว



ภาพที่ 2.28 เวิร์ดข้อมูลขนาด 8 บิตกับ Start Bit และ Stop Bit ที่ใช้ในการโอนย้ายข้อมูลแบบอนุกรม

เราเรียกความเร็วในการส่งข้อมูลของ UART ว่าอัตราบอด (Baud Rate) มีหน่วยเป็นจำนวนบิตต่อวินาที (Bit per Second) ซึ่งจะบอกจำนวนบิตที่รับส่งในเวลา 1 วินาที เช่น การส่งข้อมูลด้วยอัตรา 1200 บอด ก็คือการส่งข้อมูลตัวอักษรขนาด 10 บิต (บิตสตาร์ท 1 บิต บิตข้อมูล 8 บิต และบิตสตอป 1 บิต) ได้ 120 ตัวอักษรใน 1 วินาที ซึ่งตารางที่ 2.4 แสดงอัตราบอดของ UART ที่ใช้กันโดยทั่วไป

การส่งข้อมูลด้วยอัตรา 110 บอด นั้นจะมีรูปแบบแตกต่างจากอัตราบอดอื่น ซึ่งในอัตรานี้จะต้องใช้บิตสตาร์ท 1 บิต และบิตสตอป 2 บิต ดังนั้นจึงทำให้ต้องส่งข้อมูลที่มีขนาด 11 บิต เมื่อนำบิตที่ 8 ของข้อมูลมาใช้ในการตรวจสอบความผิดพลาดในการรับส่งข้อมูล ซึ่งจะเรียกว่า บิตพาริตี (Parity Bit) UART ส่วนใหญ่สามารถสร้างและทำการตรวจสอบข้อมูลนั้นว่าเป็นพาริตีคู่หรือพาริตีคี่ได้ ในการสร้างพาริตีคู่ UART จะทำการเซตหรือเคลียร์ค่าในบิตพาริตีเพื่อจะให้ข้อมูลทั้ง 8 บิต มีตัวเลข 1 เป็นจำนวนคู่ และในการสร้างพาริตีคี่ UART จะทำการเซตหรือเคลียร์ค่าในบิตพาริตีเพื่อจะให้ข้อมูลทั้ง 8 บิต มีตัวเลข 1 เป็นจำนวนคี่

ซึ่งสามารถใช้พาริตีคู่หรือพาริตีคี่ในการตรวจสอบความผิดพลาดในการรับส่งข้อมูลได้ เมื่อ UART ได้รับข้อมูล ก็จะทำการทดสอบว่าข้อมูลนั้นเป็นพาริตีคู่หรือพาริตีคี่ ถ้า UART พบว่าข้อมูลที่ทดสอบมีค่าพาริตีไม่ตรงตามที่กำหนด บิตพาริตีในจิสเตอร์สถานะของ UART ก็จะถูกเซตเพื่อแสดงว่าข้อมูลที่ได้รับมานั้นมีข้อผิดพลาด และ โปรแกรมที่ทำการรับข้อมูลนั้น ก็จะต้องขอให้มีการส่งข้อมูลมาให้กับ UART ใหม่อีกครั้ง

ตารางที่ 2.2 อัตราบอดทั่วไปที่ใช้ในการโอนย้ายข้อมูลแบบอนุกรม

อัตราบอด	ไบต์ต่อวินาที
110	10
150	15
300	30
600	60
1200	120
2400	240
4800	480
9600	960
19200	1920
38400	3840

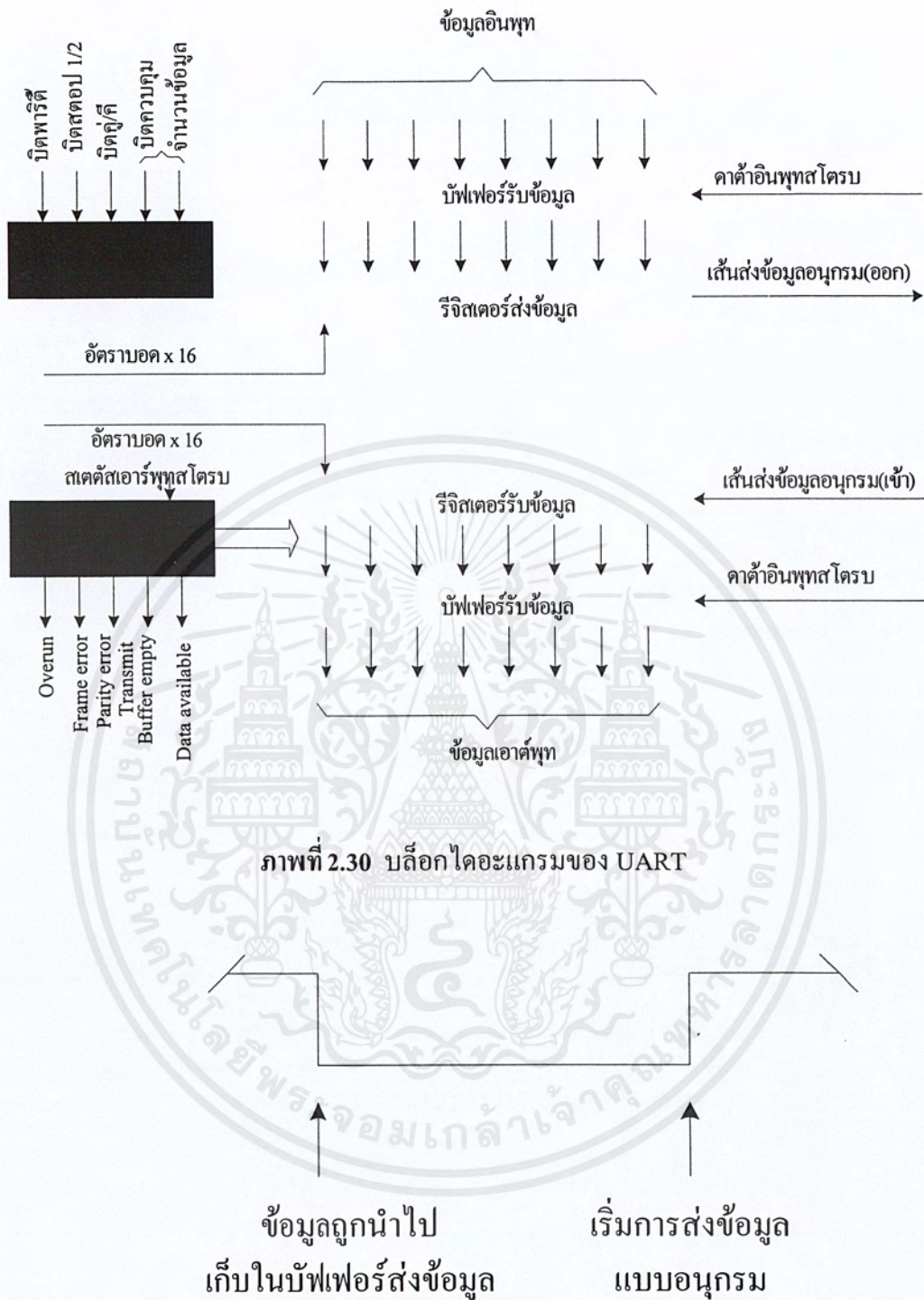
ในภาพที่ 2.29 แสดงการส่งข้อมูลแบบอนุกรมที่มีค่าพาริตีเปลี่ยนไป เนื่องจากสัญญาณรบกวน (Noise) โดยบิตที่ 4 ในรูปจะถูกสัญญาณรบกวนทำให้มีการเปลี่ยนค่าจาก 1 ไปเป็น 0 ซึ่งทำให้ข้อมูลที่ได้รับนั้นไม่ถูกต้อง



ภาพที่ 2.29 แสดงการใช้บิตพาริตีเพื่อตรวจสอบความผิดพลาดในการโอนย้ายข้อมูลแบบอนุกรม

ภาพที่ 2.30 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ UART แบบง่าย ๆ จากรูปจะพบว่าสามารถแบ่ง UART ออกเป็น 4 ส่วนได้แก่ ส่วนที่ทำหน้าที่ส่งข้อมูล ส่วนที่ทำหน้าที่รับข้อมูล ส่วนที่กำหนดสถานะ และส่วนที่เป็นวงจรควบคุม

ส่วนที่มีหน้าที่ส่งข้อมูลของ UART แยกออกได้เป็น 2 ส่วน ซึ่งได้แก่ บัฟเฟอร์ส่งข้อมูล (Transmitter data output buffer) กับรีจิสเตอร์ส่งข้อมูล (Transmit register) โดยบิตข้อมูล 8 บิต จะถูกนำไปเก็บในบัฟเฟอร์ส่งข้อมูล เมื่อสัญญาณควบคุมค่าได้อินพุทโทรบ (Data input strobe) เปลี่ยนค่าจาก 1 เป็น 0 และการส่งข้อมูลแบบอนุกรมจะเริ่มขึ้นเมื่อสัญญาณควบคุมนี้เปลี่ยนค่าจาก 0 เป็น 1 ดังภาพที่ 2.31 หลังจากนั้น รีจิสเตอร์ส่งข้อมูลจะทำหน้าที่เลื่อนข้อมูลส่งออกไปยังเส้นส่งข้อมูลอนุกรม โดยเริ่มจากบิตสตาร์ทถัดมาเป็นบิตข้อมูล D0 ถึง D7 และบิตสตอป



ภาพที่ 2.31 สัญญาณค้ำอินพุตโทรบ

ส่วนที่ทำหน้าที่รับข้อมูลของ UART จะมีการทำงานตรงกันข้ามกับส่วนที่ทำหน้าที่ส่งข้อมูล ข้อมูลที่เข้ามาทางเส้นรับข้อมูลอนุกรม (เข้า) จะถูกเลื่อนเข้าไปเก็บในรีจิสเตอร์รับข้อมูล โดยการเลื่อนค่า 10 หรือ 11 ครั้ง การทำงานจะเริ่มเมื่อมีบิตสตาร์ทเข้ามา และเมื่อข้อมูลทั้งหมดถูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลื่อนเข้ามาเก็บในรีจิสเตอร์รับข้อมูล (Receive register) แล้ว ข้อมูลในรีจิสเตอร์รับข้อมูล จะถูกนำไปเก็บในบัฟเฟอร์รับข้อมูล (Received-data output buffer) เมื่อมีสัญญาณควบคุมค่าเอาต์พุต โสตรบ

ทั้งจิสเตอร์รับข้อมูลและจิสเตอร์ส่งข้อมูลจะได้รับสัญญาณนาฬิกาขนาด 16 หรือ 64 เท่า ของอัตราบอดที่ใช้ในการเลื่อนค่าในรีจิสเตอร์

เราสามารถนำข้อมูลในรีจิสเตอร์สถานะของ UART ไปใช้ได้ โดยการส่งสัญญาณควบคุม สเตตัสเอาต์พุต โสตรบ (Status output strobe) ซึ่งในรีจิสเตอร์สถานะของ UART จะมีบิตบอกสถานะต่าง ๆ ดังนี้

1. บิต OR (Overrun) บิตนี้จะมีค่าเป็น 1 เมื่อข้อมูลชิ้นใหม่เข้ามาทับข้อมูลชิ้นเดิมที่เก็บอยู่ ซึ่งข้อมูลชิ้นเดิมยังไม่ได้ถูกนำไปเก็บในบัฟเฟอร์รับข้อมูล
2. บิต FE (Framing error) บิตนี้จะมีค่าเป็น 1 ถ้า UART ไม่พบบิตสตอป ซึ่งอาจเป็นเพราะว่า UART ไม่ได้อ่านบิตสตาร์ทจากตำแหน่งที่ถูกต้อง ซึ่งหมายความว่า UART เริ่มทำงานกับบิตที่ไม่ใช่บิตสตาร์ท
3. บิต PE (Parity error) บิตนี้จะมีค่าเป็น 1 เมื่อ UART ได้ตรวจสอบพบว่าข้อมูลที่ได้รับมีพาริตีไม่ตรงกับค่าในบิตพาริตีของข้อมูล เราจะกำหนดให้ UART ทำการทดสอบค่าแบบพาริตีคู่หรือพาริตีคี่ได้ โดยระบุไว้ที่วงจรถูกควบคุมก่อนที่จะนำ UART มาทำการรับข้อมูล
4. บิต TBE (Transmit buffer empty) บิตนี้จะมีค่าเป็น 1 เมื่อ UART ได้ทำการส่งข้อมูลออกไปแล้ว ซึ่งทำให้เราสามารถนำข้อมูลชิ้นต่อไปที่จะส่งเก็บลงในบัฟเฟอร์ส่งข้อมูลได้
5. บิต DA (Data available) บิตนี้จะมีค่าเป็น 1 เมื่อ UART ได้รับข้อมูลชิ้นใหม่เข้ามา และสามารถทำการอ่านข้อมูลนี้ได้ โดยส่งสัญญาณค่าเอาต์พุต โสตรบ

รีจิสเตอร์ควบคุมการทำงานของ UART ทำให้เราสามารถกำหนดโหมดการทำงานของ UART ได้ บิตควบคุมจำนวนข้อมูลทั้ง 2 บิต จะช่วยให้เราสามารถเลือกจำนวนของข้อมูลจริงที่รับมาว่าเป็น 5 บิต 6 บิต 7 บิต หรือ 8 บิต โดยเราจะใช้ข้อมูลจริงขนาด 7 บิต ในการส่งข้อมูลที่ใช้รหัสแอสกี ข้อมูลจริงขนาด 5 บิต จะใช้ในการส่งของเครื่องโทรพิมพ์ ข้อมูลจริงขนาด 6 บิต จะใช้ในการส่งข้อมูลที่มีการย่อขนาด ข้อมูลจริงขนาด 8 บิต จะใช้เมื่อไม่มีการใช้พาริตี แต่ผู้ใช้ต้องการที่จะส่งข้อมูลขนาด 1 ไบต์เต็ม

บิตควบคุมคู่คี่ จะใช้ในการกำหนดพาริตีที่ใช้ว่าเป็นพาริตีคู่หรือพาริตีคี่ แต่บิตควบคุมนี้จะถูกใช้เมื่อต้องการใช้พาริตีเท่านั้น ในการส่งข้อมูลรหัสแอสกีขนาด 7 บิต โดยบิตที่ 8 จะเป็นบิตพาริตีและเป็นบิตสุดท้ายของข้อมูลที่ส่งการกำหนดบิตคู่คี่ จะเป็นตัวบอก UART ว่าให้ทำการตรวจสอบค่าข้อมูลที่ได้รับแบบพาริตีคู่หรือพาริตีคี่

บิตสตอป 1/2 ของวงจรควบคุมจะกำหนดจำนวนบิตสตอปที่ใช้ในการส่งข้อมูล โดยการส่งข้อมูลด้วยอัตรา 110 บอด จะต้องใช้บิตสตอป 2 บิตเสมอ บางครั้งอาจมีบิตควบคุมพิเศษเพิ่มเข้ามา ซึ่งทำให้สามารถเลือกใช้บิตสตอป 1.5 บิต ซึ่งจะใช้ในการส่งข้อมูลมาตรฐานแบบเก่าขนาด 5 บิต

ในปัจจุบัน UART ถูกนำมาพร้อมกับไอซีพิเศษที่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณอัตราบอด โดยไอซีนี้จะสามารถสร้างสัญญาณที่มีอัตราบอดเป็น 16 หรือ 64 เท่าของอัตราบอดมาตรฐาน โดยสัญญาณนี้จะถูกสร้างจากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบคริสตอล ทำให้ได้อัตราบอดที่มีอัตราคงที่และเที่ยงตรงมาก

การส่งข้อมูลของ UART จะเป็นแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous) ซึ่งหมายความว่าเวลาระหว่างเวิร์ดข้อมูลแต่ละตัวที่รับเข้ามาจะไม่แน่นอน เช่น ในคีย์บอร์ดเราจะพบว่าเวลาระหว่างการกดปุ่มแต่ละปุ่มจะไม่แน่นอน ในการส่งข้อมูลที่เป็นตัวอักษรในรหัสแอสกี เราจะพบว่าเวลาระหว่างบิตแต่ละบิตที่ส่งออกไปจะเป็นแบบซิงโครนัส แต่เวลาระหว่างตัวอักษรแต่ละตัวจะเป็นแบบอะซิงโครนัส เนื่องจากในการส่งตัวอักษรตัวหนึ่ง ๆ บิตแต่ละบิตของตัวอักษรนี้จะถูกส่งไปด้วยอัตราบอดเดียวกัน แต่สำหรับเวลาระหว่างตัวอักษรแต่ละตัวนั้นจะขึ้นอยู่กับการกดปุ่มคีย์บอร์ดของผู้ใช้

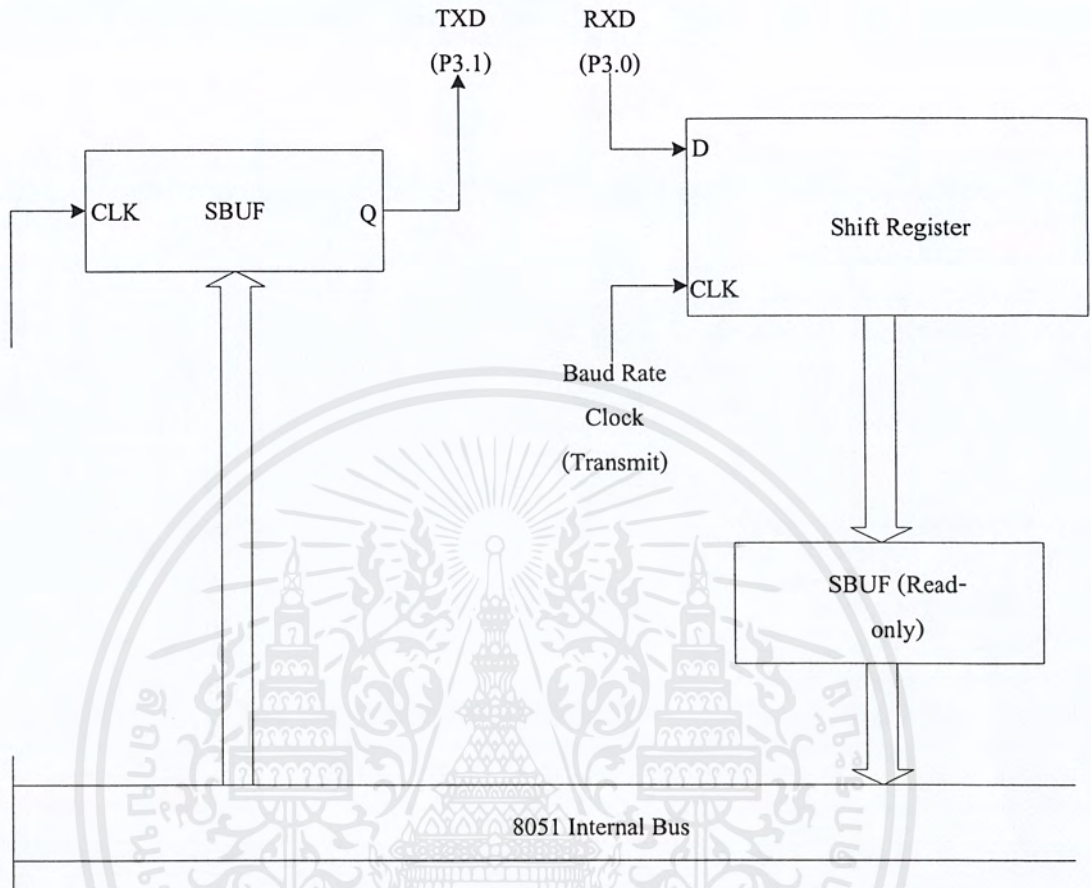
2.6.5.2 MCS-51 กับการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม

การรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม กับไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 นั้น ภายใน ชิพ MCS-51 จะมี UART อยู่ในตัว ซึ่งเป็นข้อดีของไมโครคอนโทรลเลอร์ ถ้าเป็นไมโครโปรเซสเซอร์ เช่น เบอร์ Z-80 ถ้าต้องการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรมจะต้องนำชิพ UART มาประกอบด้วย พอร์ตอนุกรมของ MCS-51 จะใช้ขา TXD และ RXD ในการรับส่งข้อมูล โดยขาทั้งสองจะอยู่ในพอร์ต 3 คือ P3.1 หรือขา 11 เป็น TXD และ P3.0 หรือขา 10 เป็น RXD พอร์ตอนุกรมของ MCS-51 สามารถทำงานแบบ Full Duplex ได้ คือสามารถส่งและรับข้อมูลในเวลาเดียวกันได้ โดยในการรับและส่งข้อมูลจะมีบัฟเฟอร์สำหรับเก็บข้อมูลให้ใช้

รีจิสเตอร์ที่สำคัญในการรับส่งข้อมูลคือ SBUS และ SCON ซึ่งเป็นรีจิสเตอร์ที่อยู่ใน Special Function Registers โดยรีจิสเตอร์ Serial Port Buffer (SBUF) จะอยู่ในตำแหน่ง 99H ถ้าเขียนข้อมูลไปที่ตำแหน่งนี้ จะเป็นการรับส่งข้อมูลออกทางพอร์ตอนุกรม และถ้าอ่านข้อมูลจากตำแหน่งนี้ จะเป็นการรับข้อมูลจากพอร์ตอนุกรม โดยใน SBUF จะประกอบด้วยบัฟเฟอร์ 2 ตัว สำหรับส่งและรับข้อมูล ดังภาพที่ 2.32

สำหรับ Serial Port Control Register (SCOR) ซึ่งอยู่ที่ตำแหน่ง 98H จะเป็นรีจิสเตอร์ที่สามารถเข้าถึงข้อมูลระดับบิตได้ รีจิสเตอร์นี้จะทำหน้าที่ควบคุมและบอกสถานะต่าง ๆ ของการ

รับส่งข้อมูลแบบอนุกรม สำหรับความเร็วของการส่งข้อมูล (Baud Rate) สามารถหาได้จากการหาร สัญญาณนาฬิกาที่ใช้กับ MCS-51



ภาพที่ 2.32 การรับส่งข้อมูลระหว่างรีจิสเตอร์กับบัสภายใน

2.6.5.3 Serial Port Control Register

MCS-51 มีโหมดการทำงานของพอร์ตอนุกรมหลายโหมด ซึ่งสามารถโปรแกรม โหมดการทำงานได้โดยการเขียนข้อมูลไปยังรีจิสเตอร์ SCON ความหมายของแต่ละบิต ก็แสดงดัง ตารางที่ 2.3 และ 2.4 ก่อนที่จะใช้พอร์ตอนุกรม จะต้องโปรแกรมให้กับ SCON เสียก่อน เพื่อ กำหนดโหมดการทำงาน และลักษณะต่างๆ

ในการส่งข้อมูลทุกโหมดสามารถทำได้โดย เขียนข้อมูลไปยัง SBUF เมื่อข้อมูล ถูกส่งไปแล้ว บิต T1 จะถูก set เป็น “1” ในการส่งข้อมูล จะต้องคอยตรวจสอบบิต T1 เพราะว่าถ้า T1 ยังไม่เป็น “1” แสดงว่าข้อมูลยังส่งไปไม่หมด ถ้าหากมีการเขียนข้อมูลไบต์ต่อไป ไปยัง SBUF จะทำให้เกิดข้อผิดพลาดขึ้น สำหรับในการรับข้อมูล บิต REN จะต้อง set ให้เป็น “1” ยกเว้น โหมด “0” เพื่ออนุญาตให้รับข้อมูลได้ เมื่อข้อมูลเข้ามาเรียบร้อยแล้ว บิต RI จะถูก set เป็น “1”

ตารางที่ 2.3 บิตต่าง ๆ ของรีจิสเตอร์ SCON

บิต	ชื่อ	ตำแหน่ง	ความหมาย
SCON.7	SM0	9FH	บิตเลือกโหมดการทำงานบิต 0
SCON.6	SM1	9EH	บิตเลือกโหมดการทำงานบิต 1
SCON.5	SM2	9DH	บิตเลือกโหมดการทำงานบิต 2
SCON.4	REN	9CH	บิตแฟลคกำหนดยอมให้มีการรับข้อมูล
SCON.3	TB8	9BH	ค่าของบิต 9 สำหรับการส่งข้อมูลในโหมด 2 และ 3 สามารถ set และ clear ได้โดย Software
SCON.2	RB8	9AH	ค่าของบิต 9 เมื่อรับข้อมูลเข้ามา
SCON.1	TI	99H	บิตแฟลคแสดงการอินเทอร์รัพท์ ภายหลังจากส่งข้อมูลออกไป โดยจะ set เมื่อส่งข้อมูลออกไปหมดแล้ว และสามารถ clear ได้โดย Software
SCON.0	RI	98H	แฟลคแสดงการอินเทอร์รัพท์ ภายหลังจากรับข้อมูลเข้ามา สามารถ clear ได้โดย Software

ตารางที่ 2.4 แสดงโหมดต่าง ๆ ของการรับส่งแบบอนุกรม

SM0	SM1	MODE	ความหมาย	BAUD RATE
0	0	0	Shift Register	เปลี่ยนแปลงไม่ได้ (Oscillator Frequency/12)
0	1	1	8-bit UART	สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยกำหนดจาก Timer
1	0	2	9-bit UART	เปลี่ยนแปลงไม่ได้(Oscillator Frequency/12หรือ/ 64)
1	1	3	9-bit UART	สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยกำหนดจาก Timer

2.7 ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS – 51

2.7.1 คุณสมบัติทั่วไปของไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 8501

- 1) เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 8 บิต
- 2) มีวงจรออสซิลเลเตอร์และวงจรผลิตสัญญาณนาฬิกาภายในไอซี
- 3) มีขาสัญญาณอินพุตเอาต์พุตจำนวน 32 บิต
- 4) สามารถเชื่อมต่อหน่วยความจำข้อมูลภายนอก (External Data Memory) โดยอ้างตำแหน่งแอดเดรสได้ถึง 64 K

- 5) สามารถเชื่อมต่อหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก (External Program Memory) โดยอ้างตำแหน่งแอดเดรสได้ถึง 64 K
 - 6) มีหน่วยความจำโปรแกรมภายในตัว (On-Chip Program Memory) ขนาด 4 K โดยเฉพาะเบอร์ 8052 จะมีหน่วยความจำในส่วนนี้ถึง 8 K สำหรับเบอร์ 8031 และ 8032 จะไม่มีหน่วยความจำในส่วนนี้
 - 7) มีหน่วยความจำข้อมูลภายในตัว (On-Chip Data Memory) ขนาด 128 ไบต์ โดยเฉพาะเบอร์ 8032 และ 8052 จะมีหน่วยความจำในส่วนนี้ถึง 256 ไบต์
 - 8) มีหน่วยความจำข้อมูลภายในบางส่วน สามารถเข้าถึงข้อมูลระดับบิตได้ง่ายด้วย ทำให้การควบคุมหรือการตรวจสอบสถานะบิตทำได้ง่าย ส่งผลให้การเขียน โปรแกรมทำได้ง่ายมากขึ้น
 - 9) มีไทเมอร์/เคาน์เตอร์ (Timer/Counter) ขนาด 16 บิต จำนวน 2 ตัว โดยเฉพาะเบอร์ 8032 หรือ 8052 จะมีไทเมอร์/เคาน์เตอร์จำนวน 3 ตัว
 - 10) การอินเตอร์รัพท์สามารถทำได้จาก 5 แหล่งกำเนิด โดยเฉพาะเบอร์ 8032 หรือ 8052 จะทำการอินเตอร์รัพท์ได้ 6 แหล่งกำเนิด โดยการอินเตอร์รัพท์ยังสามารถจัดระดับความสำคัญได้เป็น 2 ระดับ
 - 11) มีพอร์ตสื่อสารอนุกรมภายในตัวเอง ซึ่งทำงานเป็นแบบฟูลดูเพล็กซ์ (Full Duplex)
 - 12) มีคำสั่งในการคำนวณทางคณิตศาสตร์และทางตรรกศาสตร์
 - 13) คำสั่งโดยส่วนใหญ่ใช้เวลาการทำงานเพียง 1 ไมโครวินาที เมื่อใช้คริสตอลความถี่ 12 เมกะเฮิร์ตซ์
 - 14) ต้องการแหล่งจ่ายไฟ 5 โวลต์ เพียงชุดเดียว
- ตัวอย่าง ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS - 51 และลักษณะต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดัง

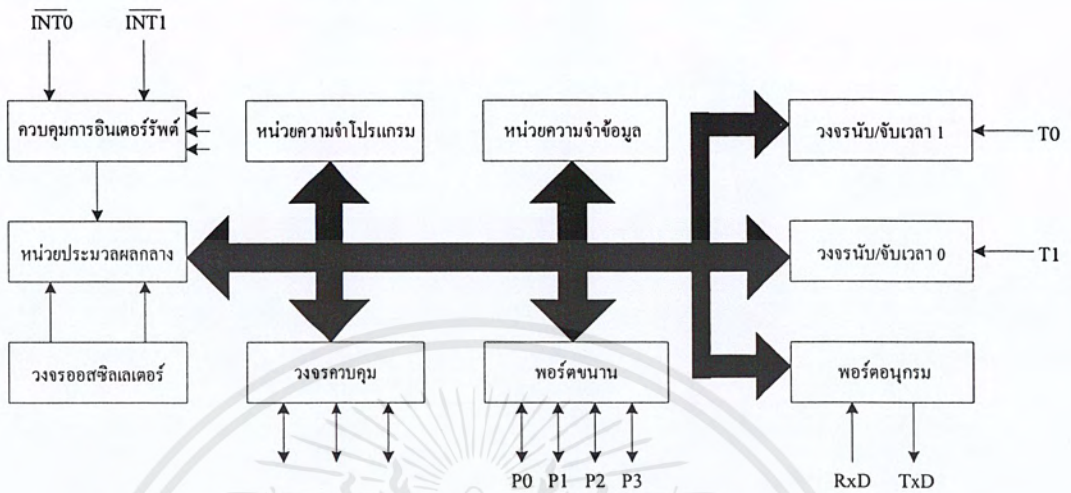
ตารางที่ 2.5 ไมโครโปรเซสเซอร์ตระกูล MCS - 51 เบอร์ต่าง ๆ

เบอร์	หน่วยความจำโปรแกรมบนชิพ	หน่วยความจำข้อมูลบนชิพ	TIMERS
8051	4K ROM	128 Bytes	2
8031	-	128 Bytes	2
8751	4K EPROM	128 Bytes	2
8052	8K ROM	256 Bytes	3
8032	-	256 Bytes	3
8752	8K EPROM	256 Bytes	3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.2 โครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ MSC-51

โครงสร้างภายในพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MSC-51 เบอร์ 8051 แสดงในภาพที่ 2.33 ประกอบด้วยอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังนี้



ภาพที่ 2.33 โครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MSC-51 เบอร์ 8051

1. หน่วยความจำภายในสำหรับเก็บข้อมูลขนาด 128 ไบต์ (Internal Data Memory 128 byte)
2. หน่วยความจำภายในสำหรับเก็บโปรแกรมขนาด 4 กิโลไบต์ (Internal Program Memory 4 Kbyte)
3. อุปกรณ์ควบคุมการอินเทอร์รัพต์ (Interrupt Control Unit)
4. ตัวตั้งเวลาและตัวนับขนาด 16 บิต 2 ชุด (Time/Counter 0 and Time/Counter 1)
5. พอร์ตควบคุมการสื่อสารอนุกรมแบบ Full Duplex ซึ่งสามารถรับและส่งข้อมูลพร้อมกันได้
6. พอร์ตขนานสำหรับติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอกจำนวน 4 พอร์ต ๆ ละ 8 บิต
7. วงจรผลิตสัญญาณนาฬิกาภายใน

2.7.3 สัญญาณต่าง ๆ ของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

สัญญาณต่าง ๆ ของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 สามารถจำแนกตามการทำงานเป็น 3 กลุ่มคือ

- 1) กลุ่มสัญญาณตำแหน่ง เป็นตัวกำหนดตำแหน่งของหน่วยความจำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 2) กลุ่มสัญญาณควบคุม เป็นสัญญาณควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์
- 3) กลุ่มสัญญาณข้อมูล เป็นทางผ่านของข้อมูลระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์กับหน่วยความจำ

ไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51 เป็นไอซีขนาด 40 ขาซึ่งมีสัญญาณต่าง ๆ แสดงในภาพที่ 2.34

1	P1.0	VCC	40
2	P1.1	P0.0	39
3	P1.2	P0.1	38
4	P1.3	P0.2	37
5	P1.4	P0.3	36
6	P1.5	P0.4	35
7	P1.6	P0.5	34
8	P1.7	P0.6	33
9	RST	P0.7	32
10	P3.0	EA	31
11	P3.1	ALE	30
12	P3.2	PSEN	29
13	P3.3	P2.7	28
14	P3.4	P2.6	27
15	P3.5	P2.5	26
16	P3.6	P2.4	25
17	P3.7	P2.3	24
18	XTAL2	P2.2	23
19	XTAL1	P2.1	22
20	GND	P2.0	21

ภาพที่ 2.34 สัญญาณต่าง ๆ ของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เบอร์ 8051

หน้าที่และการใช้งานของสัญญาณต่าง ๆ เป็นดังนี้

- 1) ขา VCC เป็นขาป้อนแรงดันไฟเลี้ยง +5 โวลต์
- 2) ขา GND เป็นขากราวด์
- 3) ขารีเซต (RST) ใช้สำหรับการรีเซตการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยการรีเซตต้องคงสถานะเป็น 1 อย่างน้อยนาน 2 แมกซ์ไซเคิลเกิด ในขณะที่ออสซิลเลเตอร์ยังทำงานอยู่
- 4) ขา ALE/PROG เป็นขาสัญญาณเพื่อทำหน้าที่ควบคุมการแลตช์ (latch) ค่าตำแหน่งแอดเดรสไปต์ต่ำ (Address Latch Enable) เมื่อต้องการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก นอกจากนี้ขานี้ยังทำหน้าที่เป็นอินพุตรับพัลส์ในการโปรแกรม

- (Program Pulse Input) ในส่วนของหน่วยความจำ EPROM สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51 ที่มีหน่วยความจำภายในเป็น EPROM
- 5) ขา PSEN (Program Store Enable) ทำหน้าที่เป็นสัญญาณสไตรบเพื่ออ่านคำสั่งจากหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผลคำสั่งจากหน่วยความจำภายนอก ขานี้จะส่งสัญญาณสไตรบจำนวน 2 ครั้งในแต่ละแมชชีนไซเคิล แต่ในขณะที่ติดต่อกับหน่วยความจำข้อมูลภายนอกจะไม่มีคำสั่งสัญญาณสไตรบแต่อย่างใด
 - 6) ขา EA / VPP (External Access Enable/VPP) เป็นขาสำหรับเลือกใช้หน่วยความจำโปรแกรมจากภายในหรือจากภายนอก โดยถ้ามีสถานะเป็น 0 จะหมายถึงให้ไมโครคอนโทรลเลอร์รับคำสั่งจากหน่วยความจำภายนอกที่ตำแหน่งแอสแอดเรส 0-0FFFH (0-1FFFH ถ้าเป็นเบอร์ 8052) อย่างไรก็ตาม ถ้าบิตป้องกัน (Security Bit) ในหน่วยความจำของ EPROM ถูกโปรแกรมไว้แล้ว ไมโครคอนโทรลเลอร์จะไม่รับคำสั่งจากหน่วยความจำภายนอกเลย นอกจากนี้ขานี้ยังทำหน้าที่รับแรงดันไฟสำหรับการโปรแกรม (VPP) ขนาด 21 โวลต์ เพื่อใช้ในระหว่างการโปรแกรม EPROM
 - 7) ขาพอร์ต 0 (Port 0) มี 8 ขา ได้แก่ ขา P0.0 - P0.7 เป็นขาพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแบบ 2 ทิศทางสำหรับใช้งานทั่วไป โดยถ้าใช้งานเป็นอินพุตพอร์ตต้องทำการเขียนค่า 1 ไปยังแต่ละบิตของพอร์ต เพื่อกำหนดให้ขาพอร์ตเหล่านั้นอยู่ในสถานะปล่อยลอย ซึ่งในสถานะนี้เองที่สามารถนำมาใช้เป็นพอร์ตอินพุตอิมพีแดนซ์สูงได้ นอกจากนี้พอร์ตนี้จะใช้งานเป็นพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแล้วยังถูกใช้งานในการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกด้วย โดยทำหน้าที่ในการกำหนดแอสแอดเรสไบต์ต่ำ (A0-A7) ซึ่งจะใช้งานเป็นแบบมัลติเพล็กซ์กับการรับส่งข้อมูลขนาด 8 บิต (D0-D7)
 - 8) ขาพอร์ต 1 (Port 1) มี 8 ขา ได้แก่ ขา P1.0 - P1.7 เป็นขาพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแบบ 2 ทิศทาง สำหรับใช้งานทั่วไป โดยถ้าใช้งานเป็นอินพุตพอร์ตต้องทำการเขียนค่า 1 ไปยังแต่ละบิตของพอร์ต เพื่อกำหนดให้เป็นพอร์ตอินพุต นอกจากนี้สำหรับเบอร์ 8032 และ 8052 ขาพอร์ต P1.1 และ P1.0 จะถูกนำมาใช้งานเป็นขา T2 และ T2EX ตามลำดับด้วย
 - 9) ขาพอร์ต 2 (Port 2) มี 8 ขา ได้แก่ ขา P2.0 - P2.7 เป็นขาพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแบบ 2 ทิศทาง สำหรับใช้งานทั่วไป โดยถ้าใช้งานเป็นอินพุตพอร์ตต้องทำการเขียนค่า 1 ไปยังแต่ละบิตของพอร์ต เพื่อกำหนดให้เป็นพอร์ตอินพุต นอกจากนี้พอร์ตนี้จะถูกใช้งานเป็นอินพุตเอาต์พุตแล้วยังถูกใช้งานในการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก โดยทำหน้าที่ในการกำหนดตำแหน่งแอสแอดเรสไบต์สูง (A8-A15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

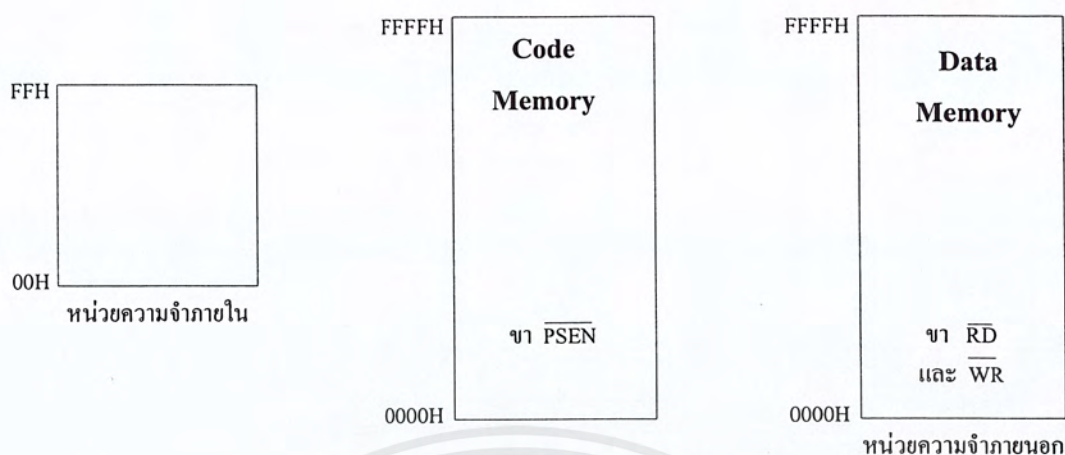
10) ขาพอร์ต 3 (Port 3) มี 8 ขา ได้แก่ ขา P3.0 – P3.7 เป็นขาพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแบบ 2 ทิศทาง สำหรับใช้งานทั่วไป โดยถ้าใช้งานเป็นอินพุตพอร์ตต้องทำการเขียนค่า 1 ไปยังแต่ละบิตของพอร์ต เพื่อกำหนดให้เป็นพอร์ตอินพุต นอกจากพอร์ตนี้จะถูกใช้งานเป็นอินพุตเอาต์พุตแล้วยังถูกใช้งานในหน้าที่พิเศษต่างๆ ดังแสดงในตารางที่ 2.6

ตารางที่ 2.6 หน้าที่พิเศษของแต่ละขาของพอร์ต P3

บิต	ชื่อ	หน้าที่พิเศษ
P3.0	RXD	ใช้รับข้อมูลทางพอร์ตอนุกรม
P3.1	TXD	ใช้ส่งข้อมูลทางพอร์ตอนุกรม
P3.2	INT0	อินเทอร์รัพท์ภายนอกหมายเลข 0
P3.3	INT1	อินเทอร์รัพท์ภายนอกหมายเลข 1
P3.4	T0	ตัวจับเวลา / ตัวนับ ตัวที่ 0
P3.5	T1	ตัวจับเวลา / ตัวนับ ตัวที่ 1
P3.6	WR	สัญญาณเขียนข้อมูลหน่วยความจำภายนอก
P3.7	RD	สัญญาณอ่านข้อมูลหน่วยความจำภายนอก

2.7.4 โครงสร้างหน่วยความจำ

โครงสร้างหน่วยความจำสำหรับ MCS-51 จะมี 2 ชนิดคือ หน่วยความจำที่ใช้เก็บโปรแกรม (ROM) กับหน่วยความจำที่ใช้เก็บข้อมูลในการประมวลผล (RAM) MCS-51 บางเบอร์ เช่น 8051, 8052 จะมีหน่วยความจำภายในชิพ และ MCS-51 ทุกเบอร์ สามารถอ้างหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกได้มากที่สุด 64K และอ้างหน่วยความจำข้อมูลภายนอกได้ดีที่สุด 64K สำหรับหน่วยความจำ RAM ภายใน จะประกอบไปด้วย พื้นที่ใช้งานทั่วไป รีจิสเตอร์แบงก์ พื้นที่ใช้งานระดับบิต และรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษเราอาจเขียนไดอะแกรมของหน่วยความจำของ 8051 ได้ ดังรูปที่ 2.35 โดยในรูปจะบอกด้วยว่าขาใดจะแอกทีฟ



ภาพที่ 2.35 การจัดหน่วยความจำของ MCS-51

ใน 8031 จะมีหน่วยความจำภายในตั้งแต่ตำแหน่ง 00H ถึง FFH และสามารถอ้างหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกได้ 64K ตำแหน่ง ถ้าอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำโปรแกรมขา PSEN จะแอกทีฟ นอกจากนี้ 8031 สามารถอ้างหน่วยความจำข้อมูลภายนอกได้ 64K ตำแหน่ง โดยการติดต่อกับหน่วยความจำนี้ขา RD และ WR จะแอกทีฟ สำหรับหน่วยความจำข้อมูลภายในนั้นจะแบ่งออกได้ดังนี้

- 1) ชุดรีจิสเตอร์ 4 ชุด แต่ละชุดถูกเรียกว่า รีจิสเตอร์เบงค์ ที่ตำแหน่ง 00H ถึง FFH โดยแต่ละชุดจะประกอบด้วยรีจิสเตอร์ R0 ถึง R7
- 2) หน่วยความจำที่สามารถเข้าถึงข้อมูลระดับบิตได้ตำแหน่ง 20H ถึง 2FH
- 3) หน่วยความจำใช้งานทั่วไปตำแหน่ง 30H ถึง 7FH
- 4) รีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษตำแหน่ง 80H ถึง FFH

แผนผังการจัดหน่วยความจำข้อมูลภายในแสดงได้ดังรูปที่ 2.16 จากแผนผังจะเห็นได้ว่าการอ้างตำแหน่งหน่วยความจำภายในจะอ้างได้สองแบบคือ การอ้างไปที่ตำแหน่งของไบต์ (เขียนหมายเลขตำแหน่งด้านนอก) หรือการอ้างไปที่ตำแหน่งของบิต (เขียนหมายเลขตำแหน่งด้านใน) โดยตำแหน่งของหน่วยความจำที่อ้างเป็นแบบบิตได้จะมีตำแหน่งบิตที่แน่นอน



ภาพที่ 2.36 ตำแหน่งของหน่วยความจำทั้งแบบไบต์และแบบบิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รีจิสเตอร์ในกลุ่ม Special Function Register มีดังนี้

1) Program Status Word

รีจิสเตอร์ตัวนี้เรียกย่อ ๆ ว่า PSW จะอยู่ในตำแหน่ง D0H ซึ่งสามารถเข้าถึงข้อมูลระดับบิตได้โดยรีจิสเตอร์นี้จะเป็นตัวบอกสถานะต่าง ๆ ของไมโครคอนโทรลเลอร์ความหมายของแต่ละบิตแสดงได้ดังตารางที่ 2.7

ตารางที่ 2.7 บิตและหน้าที่ต่าง ๆ ใน PSW

CY	AC	F0	RS1	RS2	OV	-	P
----	----	----	-----	-----	----	---	---

บิต	ชื่อบิต	ตำแหน่ง	ความหมาย
PSW.7	CY	D7H	Carry Flag
PSW.6	AC	D6H	Auxiliary Carry Flag
PSW.5	F0	D5H	Flag 0
PSW.4	RS1	D4H	บิตสำหรับเลือก Register Blank 1
PSW.3	RS0	D3H	บิตสำหรับเลือก Register Blank 0
			00 = Blank 0 ; Address 00H – 07H 01 = Blank 1 ; Address 08H – 0FH 10 = Blank 2 ; Address 10H – 17H 11 = Blank 3 ; Address 18H – 1FH
PSW.2	OV	D2H	Overflow Flag
PSW.1	-	D1H	Reserved
PSW.0	P	D0H	Even Parity Flag

- แฟล็กตัวทศ Carr Flag (CF)

บิตนี้เป็นบิตที่ 7 ของ PSW บิตนี้จะมีความสำคัญหากมีการกระทำทางคณิตศาสตร์โดยบิตนี้จะ Set เมื่อเกิดการทดของบิตที่ 7 ขณะทำการบวก หรือ Set เมื่อเกิดการยืมของบิตที่ 7 เมื่อเกิดการลบเลข

ถ้าใน Accumulator จะเปลี่ยนเป็น 00H และบิต CY ใน PSW จะถูกเซตนอกจากนี้บิต CY สามารถใช้เป็น “Boolean Accumulator“ ได้ซึ่งอาจเรียกได้เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 1 บิตได้

- แฟล็กตัวช่วยทศ Auxiliary Carry Flag

เมื่อมีการบวกแบบ Binary-Code-Decimal (BCD) บิต Auxiliary Carry Flag (AC) หรือ บิตตัวช่วยทดจะถูก Set เมื่อมีการทดจากบิตที่ 3 ไปบิตที่ 4 หรือถ้าใน Lower Nibble มีค่าระหว่าง 0AH-0FH เนื่องจากรหัส BCD นี้มีค่าได้มากที่สุดแค่ 9 ถ้าหากมีการบวกเลขแบบ BCD จะต้องตาม ด้วยคำสั่ง DAA (Decimal Adjust Accumulator) เพื่อปรับค่าที่มีค่าเกิน 9 โดยบวกเลข 6 เข้าไปจะทำให้เป็นรหัส BCD ที่แทนเลขฐานสิบได้

1. แพลกศูนย์ Flag 0 เป็น Flag ที่ผู้ใช้สามารถใช้งานทั่วไปได้
2. บิตเลือก رجิสเตอร์เบงค์ (Register Bank Select Bits) ตามที่ได้ทราบมาแล้วว่าใน MCS-51 จะมีชุด رجิสเตอร์อยู่ 4 ชุดถ้าจะเลือกให้ชุดใดแอกทีฟจะกำหนดได้ในบิต RS1 และ RS2 และจะ PSW และจะ Clear ตัวเองเมื่อระบบถูกรีเซต
3. แพลกโอเวอร์โฟลว์ Overflow Flag แพลก OV จะถูก Set หลังจากกระทำทางคณิตศาสตร์แล้วเกิด Overflow คือจำนวนที่เกิดจากการบวกหรือการลบมีค่าเกินกว่าที่จำนวนไบต์จะเป็นไปได้คือมากกว่า +128 หรือน้อยกว่า 128
4. บิตพาริตี (parity Bit) พาริตีบิต (P) เป็นบิตที่บอกค่าพาริตีของ رجิสเตอร์ Accumulator ซึ่งอาจเป็นตัวตรวจสอบความถูกต้องของข้อมูลได้โดยจะเซตและเคลียร์ขึ้นกับผลที่เกิดขึ้นกับ Accumulator

2) رجิสเตอร์ B (B Register)

رجิสเตอร์ B อยู่ในตำแหน่ง FOH ของหน่วยความจำข้อมูลภายใน เป็น رجิสเตอร์ที่สามารถใช้งานทั่วไปได้ โดยทั่วไป رجิสเตอร์นี้จะใช้คูณหรือหารกับ رجิสเตอร์ Accumulator เช่นการทำคำสั่ง MUL AB ซึ่งเป็นการคูณแบบ 8 บิต โดยผลลัพธ์ที่ได้จะมีขนาด 16 บิต ซึ่ง رجิสเตอร์ A จะเก็บค่า 8 บิตต่ำ และ رجิสเตอร์ B จะเก็บค่า 8 บิตสูง สำหรับการหารโดยการทำคำสั่ง DIV AB โดยค่าใน A จะถูกหารด้วย B ผลลัพธ์ที่ได้จะถูกเก็บไว้ใน رجิสเตอร์ AB โดย B จะเก็บค่า 8 บิตต่ำและ A จะเก็บค่า 8 บิตสูง رجิสเตอร์ B นี้สามารถเข้าถึงข้อมูลในระดับบิตได้ โดยตำแหน่งของบิตคือตำแหน่ง FOH ถึง F7H

3) ตัวชี้สแตค (Stack Pointer)

Stack Pointer (SP) เป็น رجิสเตอร์ขนาด 8 บิต อยู่ตำแหน่ง 81H การเขียนค่าเข้าไปในตำแหน่งที่ SP ซี่อยู่นี้ เรียกว่า “Pushing” สำหรับการอ่านค่าที่ SP ซี่อยู่เรียกว่า “Popping” ค่าของ SP จะเพิ่มขึ้นหนึ่งก่อนที่จะเขียนข้อมูลลงไป และจะลดลงหนึ่งเมื่ออ่านข้อมูลออกมาแล้ว หากโปรแกรมทำคำสั่ง CALL จะใช้ رجิสเตอร์สแตคนี้เก็บค่าตำแหน่งเดิมของโปรแกรม (PC) ก่อนที่จะทำโปรแกรมน้อยเสร็จแล้วจะคืนค่าในสแตคให้กับ PC ตามเดิม โดยปกติค่า PC จะกำหนดให้อยู่ใน RAM ภายใน

ถ้าใช้กับเบอร์ 8031, 8051 จะเก็บค่าสแตคได้ 32 byte เพราะหน่วยความจำของ RAM ภายในจะสิ้นสุดที่ 7FH แต่เรากำหนดให้ SP มีค่าเท่ากับ 5FH ซึ่งจะเริ่มใช้งานที่ตำแหน่ง 60H ถ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาก MCS-51 ถูกรีเซ็ต ค่า SP จะถูกกำหนดเองเป็น 07H ซึ่งจะเห็นว่าทับกับ Register Blank 1 ถ้าหากใช้งานที่ออกแบบขึ้น จะต้องใช้ Register Blank 1 ด้วยควรกำหนดค่า SP เสียก่อน

4) รีจิสเตอร์ Data Pointer (DPTR)

รีจิสเตอร์นี้ใช้สำหรับเป็นตัวชี้ตำแหน่งรหัส โปรแกรมหรือข้อมูลในหน่วยความจำ โดยเป็นรีจิสเตอร์ขนาด 16 บิต ซึ่งประกอบด้วยรีจิสเตอร์ 2 ตัว คือ DPL ตำแหน่งที่ 82H โดยเก็บเป็น 8 บิตต่ำและ DPH ตำแหน่งที่ 83H โดยจะเก็บค่าเป็น 8 บิตสูง ถ้ารีจิสเตอร์ทั้งสองตัวนี้จะรวมตัวกันกลายเป็นรีจิสเตอร์ 16 บิต

5) รีจิสเตอร์พอร์ต (Port Registers)

ใน MCS – 51 ค่าของพอร์ตจะหมายถึง ค่าของหน่วยความจำด้วย หากต้องการส่งข้อมูลออกไปที่พอร์ต ก็เพียงแต่เขียนข้อมูลไปที่หน่วยความจำตำแหน่งที่พอร์ตนั้นอยู่ และถ้าหากจะอ่านข้อมูลจากพอร์ต ก็เพียงแต่อ่านค่าจากตำแหน่งที่หน่วยความจำที่พอร์ตนั้นอยู่ใน MCS – 51 พอร์ต 0 จะอยู่ตำแหน่ง 80H, พอร์ต 1 จะอยู่ที่ตำแหน่ง 90H, พอร์ต 2 จะอยู่ที่ตำแหน่ง A0H, และพอร์ต 3 จะอยู่ที่ตำแหน่ง B0H, พอร์ต 0 , 2 , และ 3 โดยทั่วไปแล้วจะไม่ใช่ ถ้ามีการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกหรือเป็นพอร์ตพิเศษ (เช่น Interrupts , Serial Port ฯลฯ) โดยปกติแล้วจะใช้พอร์ต 1 ในการติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอกพอร์ตทุกพอร์ตสามารถอ้างข้อมูลในระดับบิตได้

6) รีจิสเตอร์เวลา (Timer Registers)

ใน MCS – 51 เบอร์ 8051 จะมีรีจิสเตอร์ที่ใช้นับและจับเวลาขนาด 16 บิต 2 ตัวคือ Timer 0 อยู่ที่ตำแหน่ง 8AH และ 8CH โดยตำแหน่ง 8AH หมายถึง TLO ซึ่งจะเป็น 8 ไบต์ต่ำ และ 8CH หมายถึง 8 ไบต์สูง TH0 รีจิสเตอร์อีกตัวคือ Timer 1 โดยแบ่งเป็น TL1 อยู่ที่ตำแหน่ง 8BH เป็น ไบต์ และ TH1 อยู่ที่ตำแหน่ง 8DH เป็น ไบต์สูง การใช้ Timer จะกำหนดทำงานในรีจิสเตอร์ TMOD (Timer / Counter Mode Control Register) ซึ่งจะอยู่ที่ตำแหน่ง 88H

7) รีจิสเตอร์พอร์ตอนุกรม (Serial Port Registers)

MCS – 51 จะมีพอร์ตสื่อสารอนุกรม (Serial Port) อยู่ภายในชิพซึ่งสามารถจะรับหรือส่งข้อมูลได้โดยติดต่อผ่านรีจิสเตอร์ SBUF (Serial Data Buffer) ซึ่งอยู่ที่ตำแหน่ง 99H โดยถ้าต้องการส่งข้อมูลแบบอนุกรมให้เขียนข้อมูลไปที่รีจิสเตอร์นี้ ตัว Serial Port สามารถโปรแกรมให้ทำงานได้ 4 โหมด โดยโปรแกรมผ่านรีจิสเตอร์ SCON (Serial Port Control Register) ตำแหน่ง 98H

8) รีจิสเตอร์อินเทอร์รัพท์ (Interrupt Port Registers)

MCS – 51 สามารถ Interrupt ได้ 5 ตำแหน่ง โดยมี 2 – Priority ตัว Interrupt นี้จะถูก Disable หลังจากระบบถูกรีเซ็ต และจะ Enabled หลังจากเขียนข้อมูลไปที่รีจิสเตอร์ IE หรือตำแหน่ง A8H ถ้ามีความสำคัญสามารถเซตไคที่รีจิสเตอร์ IP หรือตำแหน่ง B8H

9) Power Control Register (PCON)

รีจิสเตอร์ PCON อยู่ที่ตำแหน่ง 87H ใช้หยุดการทำงานของ MCS – 51 โดยจะหยุดจ่ายสัญญาณนาฬิกาให้ระบบ ทำให้ข้อมูลต่างๆ ภายใน MCS – 51 ไม่มีการเปลี่ยนแปลงนอกจากนี้ยังลดพลังงานไฟฟ้าที่จ่ายให้ MCS – 51 ลงด้วย



บทที่ 3

การออกแบบ การสร้างและการทำงาน

3.1 คุณสมบัติ และการทำงาน

เครื่องวัดความดันโลหิต และวัดอุณหภูมิร่างกายระบบดิจิทัล เป็นเครื่องวัดที่สามารถใช้งานได้อย่างสะดวก และรวดเร็ว ซึ่งสามารถวัดได้ทั้งความดันโลหิต และอุณหภูมิร่างกาย ซึ่งเราจะเห็นได้ว่าการวัดทั้ง 2 อย่างนั้นเป็นข้อมูลขั้นพื้นฐานที่ใช้ในการรักษาพยาบาลทั่วไป ซึ่งเรานำมารวมกันในอุปกรณ์เดียวกัน ทำให้มีความสะดวก และประหยัดเวลามากขึ้น ไม่ต้องเสียเวลามาก



ภาพที่ 3.1 เครื่องวัดความดันและอุณหภูมิของร่างกาย

3.1.1 คุณสมบัติ

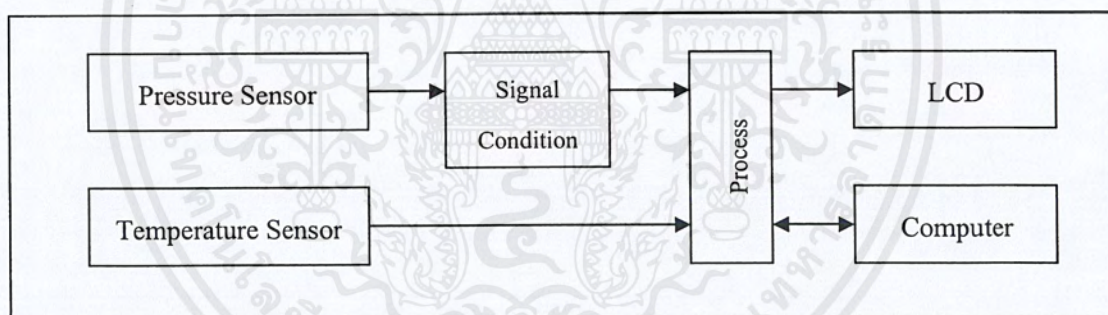
เครื่องวัดนี้มีการแสดงผลการทำงานอยู่ในระบบดิจิทัล คือ แสดงในรูปแบบของตัวเลข 7 ส่วน ทำให้ง่ายในการอ่านค่า และเกิดความผิดพลาดในการอ่านได้น้อยเราสามารถสรุปคุณสมบัติของเครื่องได้ ดังนี้

ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติของเครื่องวัดความดันโลหิต และวัดอุณหภูมิร่างกายระบบดิจิทัล

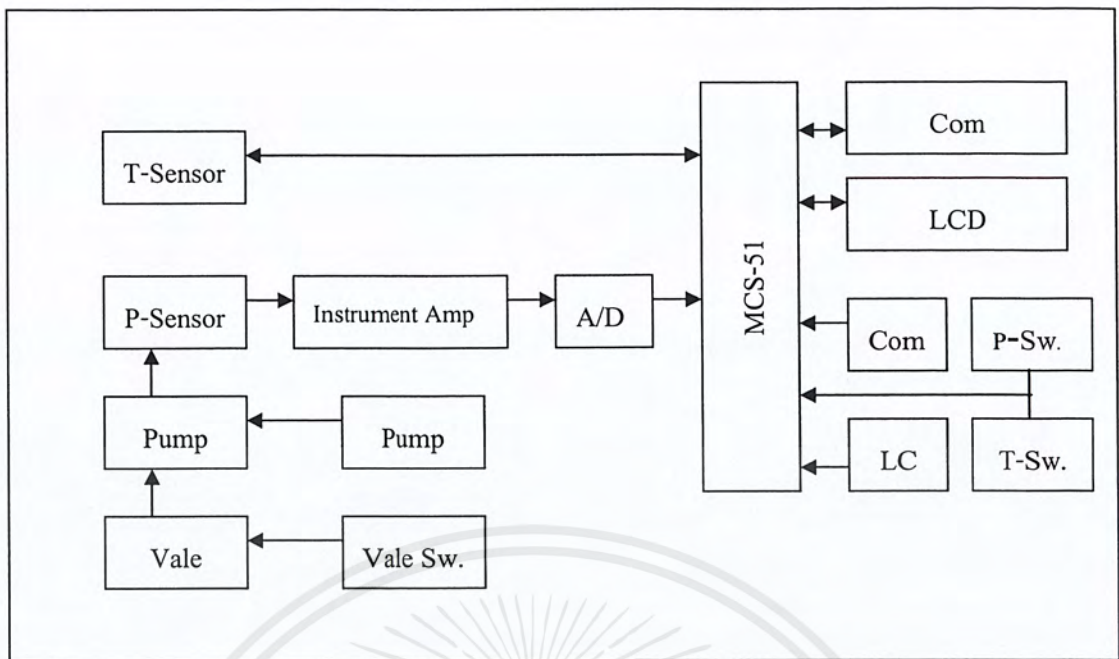
คุณสมบัติ	ขอบเขตการทำงาน
ค่าความดันสูงสุดที่วัดได้	300 มิลลิเมตรปรอท
ค่าความผิดพลาดการวัดความดันโลหิต	± 2 มิลลิเมตรปรอท
ย่านการวัดอุณหภูมิ	- 55 ถึง 125 องศาเซลเซียส
ค่าความผิดพลาดอุณหภูมิ	0.5 องศาเซลเซียส
อุณหภูมิในการทำงาน	25 – 40 องศาเซลเซียส
อุณหภูมิในการเก็บรักษา	0 - 60 องศาเซลเซียส
แหล่งจ่ายกำลังไฟ	220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์

3.1.2 การทำงานและผังการทำงาน

การทำงานของเครื่องวัดความดันโลหิตและวัดอุณหภูมิร่างกาย แยกออกเป็น 2 โหมดการวัด คือ โหมดการวัดอุณหภูมิ และโหมดการวัดความดัน ทั้งสองโหมดนี้ สามารถที่จะแสดงค่าที่ LCD และคอมพิวเตอร์ได้ และสามารถที่จะเก็บค่าเป็นฐานข้อมูลเพื่อใช้ในการสืบค้นต่อไปได้



ภาพที่ 3.2 ป्ल็อกไดอะแกรมแสดงโหมดการทำงาน



ภาพที่ 3.3 ผังการทำงาน

การทำงาน เริ่มแรกเลือกโหมดการแสดงผลว่าจะต้องการแสดงผลที่ LCD หรือ Computer ถ้าต้องการให้แสดงค่าที่ LCD ให้กดสวิทช์ LCD Sw. แต่ถ้าต้องการแสดงผลที่ computer ให้กดสวิทช์ Com Sw. ซึ่งสวิทช์ทั้งสองตัวนี้จะส่งค่าให้กับ MCS-51 เพื่อประมวลผลตามที่โปรแกรมไว้ หลังจากนั้นเลือกโหมดการวัดว่าจะวัดอุณหภูมิ หรือวัดความดัน ถ้าต้องการวัดอุณหภูมิ ของร่างกาย ให้กด T-Sw. แต่ถ้าต้องการวัดความดันร่างกาย ให้กด P-Sw. ในส่วนของการวัดความดัน ความดัน จะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้า โดย Sensor ส่งมายัง Instrument Amp เพื่อทำการขยายสัญญาณ ให้แรงขึ้น แล้วส่งมายัง A/D เพื่อเปลี่ยนเป็นสัญญาณ ดิจิตอล แล้วส่งต่อมายัง MCS 51 เพื่อมาทำการประมวลผลต่อไป แล้วส่งไปแสดงผลที่ LCD ในการวัดความดันนี้จะใช้ มอเตอร์ ในส่วนของการเพิ่มความดันและใช้วาล์วในส่วนของการลดความดัน โดยควบคุมผ่าน Pump Sw. และ Vale Sw.

ในส่วนของการวัดอุณหภูมินั้น Transducer DS1820 จะเป็นตัวเปลี่ยนค่าอุณหภูมิเป็น สัญญาณทางไฟฟ้า แล้วส่งต่อมายัง MCS 51 เพื่อมาทำการประมวลผลต่อไป แล้วส่งไปแสดงผลที่ LCD หรือ Computer ต่อไป

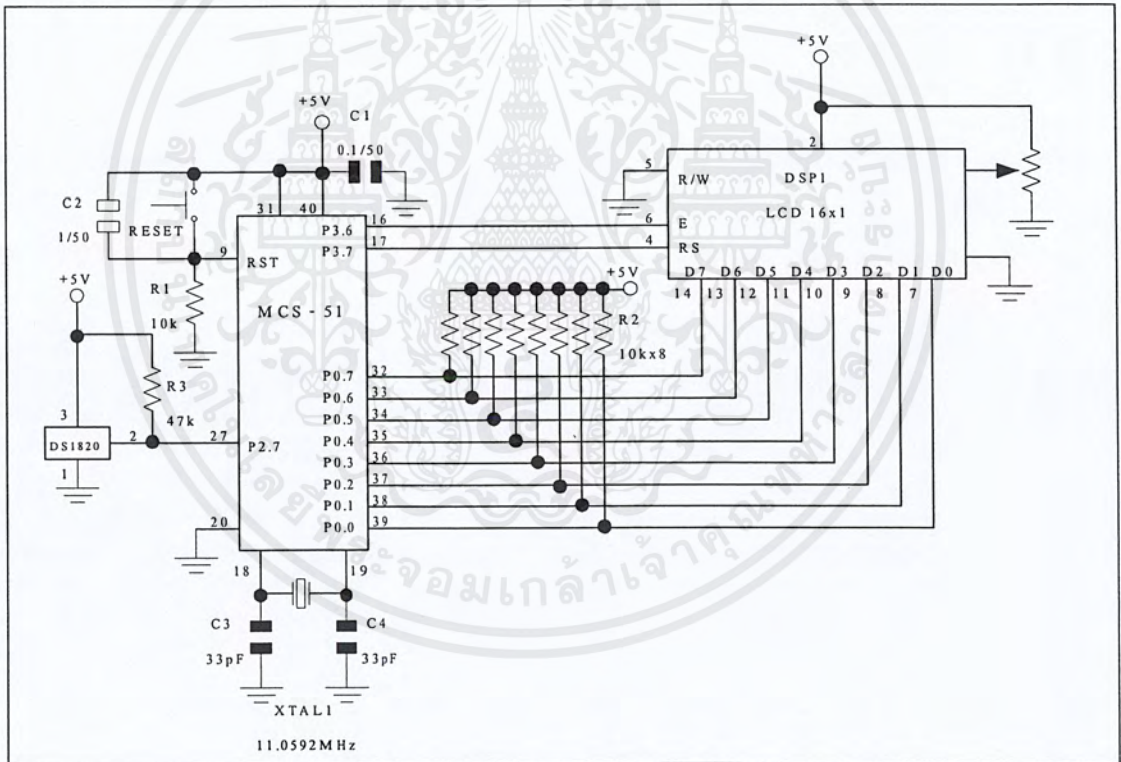
ในส่วนการติดต่อกับคอมพิวเตอร์นั้น จะใช้การสื่อสารแบบอนุกรม ผ่านทาง Port RS-232 ในส่วนของโปรแกรมนั้นจะเขียนด้วย VB 6.0 นอกจากจะใช้แสดงค่าความดัน และ อุณหภูมิแล้ว ยังมีในส่วนของ ฐานข้อมูล เพื่อเก็บข้อมูลของผู้ป่วย เพื่อใช้ในการสืบค้นต่อไป

3.2 วงจรอิเล็กทรอนิกส์และการทำงาน

ในส่วนวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ของเครื่องวัดความดันโลหิต ตรวจจับการเต้นของชีพจร และ วัดอุณหภูมิร่างกายระบบดิจิทัลสามารถแยกเป็นส่วนได้ดังนี้

3.2.1 วงจรตรวจจับอุณหภูมิร่างกาย

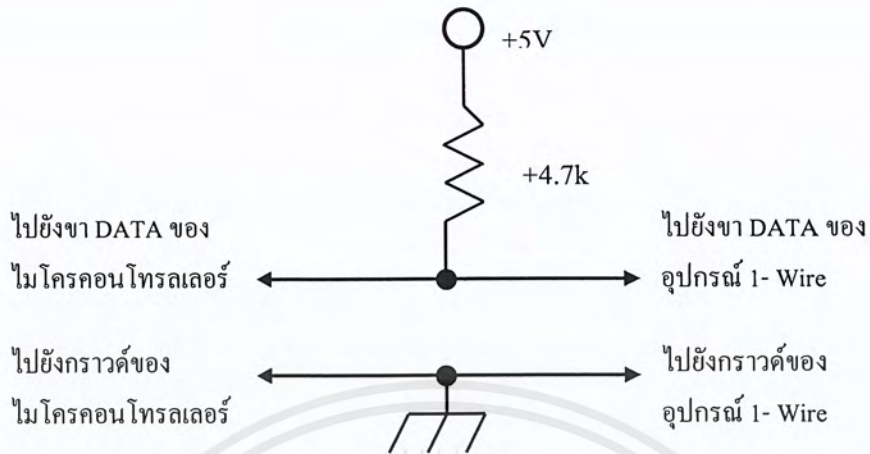
เราจะใช้ไอซีที่มีระบบการสื่อสารข้อมูลอนุกรมแบบหนึ่งสายซึ่งถือได้ว่าเป็นระบบที่มีความชาญฉลาดและใช้จำนวนสายสัญญาณเพียง 1 เส้นเท่านั้น โดยไม่ต้องมีสายสัญญาณนาฬิกา มาควบคุมจังหวะการถ่ายทอดข้อมูลเหมือนกับระบบสื่อสารข้อมูลเหมือนกับระบบสื่อสารข้อมูลอนุกรมในแบบอื่นซึ่งก็คือ ไอซี DS1820 นั่นเอง โดยเราสามารถควบคุมการรับส่งข้อมูลได้โดยใช้ ไมโครคอนโทรลเลอร์เข้าควบคุมคือ ใช้ MCS 51 ในการควบคุมโดยผ่านการโปรแกรมการทำงานของ การสื่อสารข้อมูลเข้าไป ซึ่งเราจะใช้อุปกรณ์ภายนอกต่อรวมอีกเพียงไม่กี่ตัวดังรูป



ภาพที่ 3.4 วงจรตรวจจับอุณหภูมิร่างกาย

อุปกรณ์ที่สนับสนุนระบบบัสเพียงเส้นเดียวจะมีสายสัญญาณเพียง 2 เส้นเท่านั้นคือ สายกราวด์และสายสัญญาณ ซึ่งเรียกอีกอย่างว่า สาย DATA สายนี้จะจัดการเกี่ยวกับทั้งสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการแลกเปลี่ยนข้อมูล สาย DATA นี้จะเป็นชนิด Open Drain ดังนั้นในการออกแบบวงจร จะต้องออกแบบให้มีตัวต้านทานมา पुलล์อัพสาย DATA นี้ด้วย ให้ดูรูปแผนผังแสดงการต่อระบบบัสของ 1 – Wire Bus ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



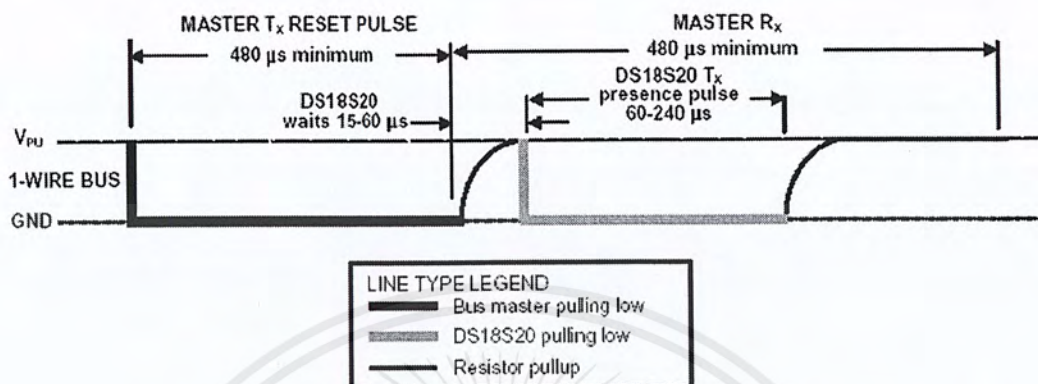
ภาพที่ 3.5 แผนผังของระบบบัสแบบ 1 – Wire Bus

จากการแลกเปลี่ยนข้อมูลระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์กับอุปกรณ์ที่ใช้ 1 – Wire Bus นี้ไม่ได้ง่าย ๆ เหมือนกับการส่งข้อมูลผ่านทางบัสแบบ SPI เพราะในระบบ 1 – Wire Bus นั้นสาย DATA จะต้องจัดการเกี่ยวกับจังหวะเวลา (Timing) ระดับสัญญาณ (Level) และทิศทาง (Direction) ของข้อมูลทั้งหมด ทำให้การเขียนซอฟต์แวร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ติดต่อกับอุปกรณ์พวกนี้ต้องมีความซับซ้อนมากขึ้น

ในสภาวะพัก (Quiescent State) อุปกรณ์ที่ใช้บัสแบบ 1 – Wire Bus จะทำให้สาย DATA อยู่ในสภาวะลอย (float) ทำให้ขานี้มีแรงดันเท่ากับแรงดันพูลอัพ (Vcc) ซึ่งปกติก็คือ 5 โวลต์นั่นเอง ส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์ก็จะปล่อยให้ขาเอาต์พุตที่เชื่อมต่อกับขา DATA นี้อยู่ในสภาวะความต้านทานสูง (High – Impedance) เช่นกัน เมื่ออุปกรณ์ทั้งสองชนิดนี้ปล่อยให้ขา DATA อยู่ในสภาวะลอยแล้วนี้ ความต้านทานพูลอัพจะช่วยรักษาระดับแรงดันไฟเลี้ยงที่จ่ายให้กับอุปกรณ์ที่ใช้บัสแบบ 1 – Wire Bus นี้ได้อย่างสม่ำเสมอเพราะอุปกรณ์ที่ใช้บัสแบบ 1 – Wire Bus นี้จะใช้พลังงานในการทำงานน้อยมาก

ในการแลกเปลี่ยนข้อมูลกันไมโครคอนโทรลเลอร์และอุปกรณ์ที่ใช้บัสแบบ 1 – Wire Bus จะต้องดำเนินการอย่างระมัดระวังตามลำดับขั้นตอนในการทำให้สาย DATA มีลอจิกเป็น ‘low’ ปล่อยให้สาย DATA กลับมามีลอจิกเป็น ‘high’ และตรวจจับการตอบรับกับอุปกรณ์อีกด้านหนึ่ง ช่วงจังหวะเวลาที่ใช้ในกระบวนการนี้จะถูกกำหนดโดยข้อกำหนดเฉพาะของระบบ 1 – Wire Bus นี้ซึ่งต้องใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีการตอบสนองได้อย่างรวดเร็วด้วย ดังนั้นเราจะต้องตรวจสอบความสามารถของระบบให้ดีเสียก่อนที่จะใช้ระบบบัสแบบ 1 – Wire Bus นี้

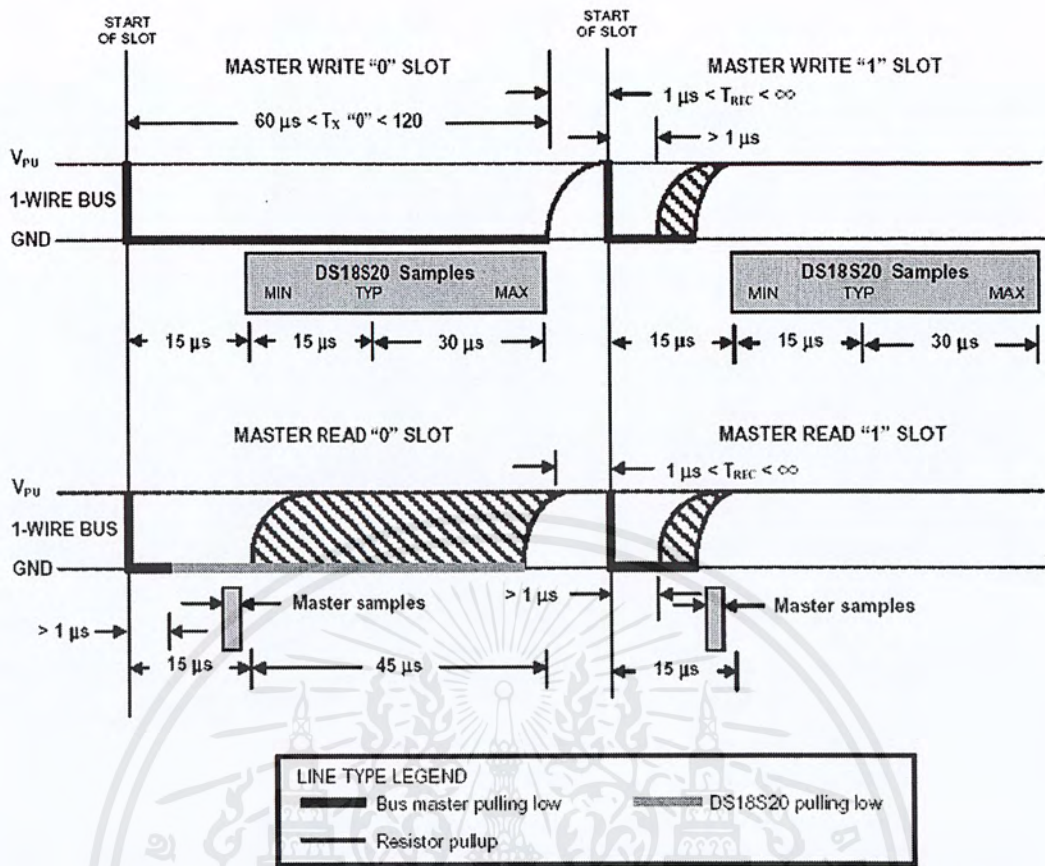
จากสภาวะพักข้างต้นการแลกเปลี่ยนข้อมูลจะเริ่มขึ้นด้วยการที่ไมโครคอนโทรลเลอร์กระทำกระบวนการรีเซ็ต (Reset Sequence) ซึ่งทำได้โดยการทำให้สาย DATA มีลอจิก 'low' เป็นเวลาอย่างน้อย 480 ไมโครวินาที แล้วจึงปล่อยให้กลับมามีลอจิก 'high' อีกครั้งหนึ่ง ดังรูป



ภาพที่ 3.6 จังหวะเวลาในการทำงานกระบวนการตรวจสอบว่ามีอุปกรณ์อยู่บนบัส

เมื่ออุปกรณ์ที่ใช้บัสแบบ 1 - Wire Bus นี้ตรวจพบสภาวะ RESET นี้ มันจะตอบสนองด้วยการส่งพัลส์กลับไปเพื่อบอกให้ไมโครคอนโทรลเลอร์รู้ว่าบนสายบัสนี้มีอุปกรณ์แบบ 1 - Wire Device กำลังทำงานอยู่ โดยอุปกรณ์แบบ 1 - Wire Device จะปล่อยให้สาย DATA อยู่ในลอจิก 'high' อย่างน้อย 15 ไมโครวินาที แต่ไม่เกิน 60 ไมโครวินาที จากนั้นก็จะให้สาย DATA ลงมา มีลอจิกเป็น 'low' ในช่วงเวลาประมาณ 60 - 240 ไมโครวินาที แล้วจึงปล่อยให้กลับไปที่ลอจิก 'high' เช่นเดิม ช่วงเวลานี้มีชื่อเรียกกันหลายชื่อเช่น ช่วงเวลาเริ่มติดต่อ(Initialization)

หลังจากอุปกรณ์ 1 - Wire Device ปล่อยให้สาย DATA อยู่ในลอจิก 'high' แล้วไมโครคอนโทรลเลอร์จะต้องปล่อยให้สาย DATA อยู่ในลอจิกนี้นานอย่างน้อย 240 ไมโครวินาที ต่อไปจากนั้นไมโครคอนโทรลเลอร์ก็จะส่งคำสั่งเริ่มต้น (Initial Command) ขนาด 1 ไบต์ไปยังอุปกรณ์ 1 - Wire Bus ซึ่งคำสั่งนี้อาจจะเป็นคำสั่งอะไรก็ได้ ไมโครคอนโทรลเลอร์จะส่งบิตของคำสั่งนั้นออกไป โดยการเปลี่ยนสถานะของสาย DATA กลับไปกลับมาโดยตอนแรกจะให้เป็นลอจิก 'low' แล้วจึงกลับมาเป็น 'high' ตามช่วงจังหวะเวลาที่เหมาะสม ช่วงเวลานานที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำให้สาย DATA มีลอจิก 'low' จะเป็นตัวแยกแยะว่าบิตไหนที่มีลอจิกเป็น '1' บิตไหนมีลอจิกเป็น '0' ให้ดูแผนภูมิเวลาในการเขียนบิต '1' หรือ '0' ดังรูป



ภาพที่ 3.7 จังหวะเวลาที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ใช้เขียนอ่านข้อมูล '0' หรือ '1' ไปยังอุปกรณ์บนบัส

ช่วงเวลาระหว่าง 15 – 120 ไมโครวินาที หลังไมโครคอนโทรลเลอร์ทำให้สาย DATA มีลอจิก 'low' ในตอนนี้จะเรียกว่าช่วงการอ่านสถานะบิตข้อมูล (Sampling Window)

ในการอ่านบิตข้อมูลจากบัสแบบ 1 – Wire Bus ตอนแรกไมโครคอนโทรลเลอร์จะต้องทำให้สาย DATA มีลอจิก 'low' เป็นเวลานานไม่เกิน 15 ไมโครวินาทีแล้วจึงปล่อยให้สาย DATA กลับมามีลอจิก 'high' เช่นเดิม จากนั้นอุปกรณ์ 1 – Wire Device ก็จะเข้าควบคุมสาย DATA แทน โดยจะส่งบิต '0' โดยการทำให้สาย DATA มีลอจิกเป็น 'low' และส่งบิต '1' โดยการปล่อยให้สาย DATA กลับมามีลอจิก 'high' ตามเดิม

เมื่อส่งข้อมูลออกไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์เรียบร้อยแล้ว จะมีการพักอยู่ชั่วขณะหนึ่ง จากนั้นอุปกรณ์ 1 – Wire Device จะปล่อยการควบคุมจากสาย DATA ให้เป็นอิสระ และรอรับคำสั่งการอ่านข้อมูลครั้งต่อไป ถ้าอุปกรณ์ 1 – Wire Device ส่งบิต '0' ออกไป ไมโครคอนโทรลเลอร์ก็จะสามารถตรวจสอบจุดสิ้นสุดของลอจิก '0' นี้ได้ง่ายเพราะสาย DATA จะกลับมาอยู่ที่ลอจิก 'high' ตามเดิม แต่ถ้าตรวจสอบจุดสิ้นสุดของการส่งบิต '1' ของอุปกรณ์ 1 – Wire Device จะต้องใช้เทคนิคมากกว่านี้ เพราะสาย DATA จะอยู่ที่ลอจิก 'high' อยู่แล้ว นี่ก็เป็น

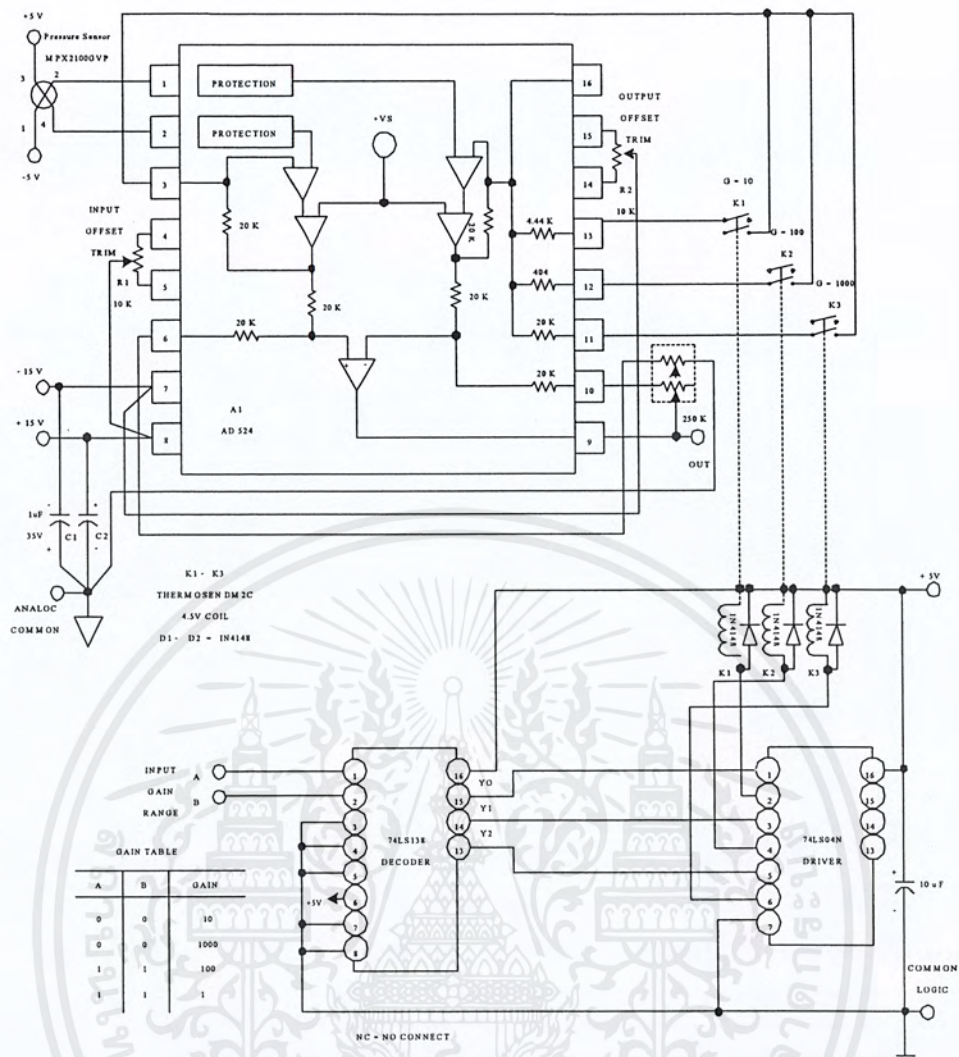
เหตุผลว่าทำไมจึงหวั่นเวลาในการอ่านเขียนข้อมูลจึงเป็นเรื่องที่สำคัญมาก เมื่อจะอ่านบิต '1' จากอุปกรณ์ 1 – Wire Device ไมโครคอนโทรลเลอร์จะต้องทำตามเวลาที่แสดงในแผนภูมิเวลาอย่างเคร่งครัด และต้องไม่ทำการอ่านลจิกของบิตถัดมา จนกว่าจะผ่านเวลาไปแล้วอย่างน้อย 60 ไมโครวินาที

3.2.2 วงจรตรวจจับความดันและขยายสัญญาณสัญญาณ

ในส่วนของตัวตรวจจับความดันนั้น ใช้ IC เบอร์ MPX2100GVP ซึ่งเป็น Sensor ที่เปลี่ยนค่าความดันลมมาอยู่ในรูปของสัญญาณไฟฟ้า โดยมีย่านค่าความดันทางด้าน Input อยู่ที่ 0 – 100 kPa และให้ Output ในรูปของสัญญาณไฟฟ้า ตั้งแต่ -5 – 40 mVdc ซึ่งมีค่า Sensitivity อยู่ที่ 0.4 mV/kPa ในส่วนของวงจรขยายสัญญาณนั้นจะใช้ Instrument Amp เบอร์ AD504 :7 ซึ่งมีคุณสมบัติคือ

- Low Noise: 0.3 mV p-p 0.1 Hz to 10 Hz
- Low Nonlinearity: 0.003% (G = 1)
- High CMRR: 120 dB (G = 1000)
- Low Offset Voltage: 50 mV
- Low Offset Voltage Drift: 0.5 mV/8C
- Gain Bandwidth Product: 25 MHz
- Pin Programmable Gains of 1, 10, 100, 1000
- Input Protection, Power On–Power Off
- No External Components Required
- Internally Compensated
- MIL-STD-883B and Chips Available
- 16-Lead Ceramic DIP and SOIC Packages and 20-Terminal Leadless Chip Carriers Available

ลักษณะการต่อใช้งานดังรูปภาพที่ 3.8



ภาพที่ 3.8 วงจรตรวจจับความดันและขยายสัญญาณสัญญาณ

จะเห็นว่าทรานสดิวเซอร์ที่ใช้วัดแรงดันของลมที่เรียกว่า Pressure เพื่อทำการแปลงเป็นสัญญาณไฟฟ้าสัญญาณที่ได้นี้มีขนาดเล็กเกินไปดังนั้นเราจึงต้องทำการขยายสัญญาณให้แรงขึ้นพอที่จะแยกแยะระดับสัญญาณได้โดยใช้วงจรขยายสัญญาณ เมื่อได้สัญญาณที่มีขนาดความแรงตามต้องการแล้วก็จะนำไปแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลต่อไป สำหรับวงจรขยายสัญญาณนั้นเราเลือกใช้ Interment Amp เบอร์ AD524 ซึ่ง

AD524 เป็น Amplifier ที่ใช้ในการวัด ให้ออกแบบสำหรับประยุกต์ใช้ในการประมวลผลข้อมูล ที่มีความแม่นยำสูงภายใต้เงื่อนไขของการทำงานที่มีข้อผิดพลาดมาก ประโยชน์หลักของมันคือ มีความเป็นเชิงเส้นสูง และสามารถกำจัดสัญญาณที่เป็น Common mode ได้ดี มีการผิดพลาดทางด้าน Voltage offset และมีสัญญาณรบกวนต่ำเหมาะสำหรับการประมวลผลของระบบที่มีจำนวนมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD524 การเลื่อนค่าแรงดันทางด้าน Output น้อยกว่า $25\mu\text{V} / ^\circ\text{C}$ และการเลื่อนค่าของแรงดันทางด้าน Input น้อยกว่า $0.5\mu\text{V} / ^\circ\text{C}$ และ CMR มากกว่า 90 dB ที่อัตราขยายเท่ากับ 1 (120 dB ที่ $G = 1000$) และมีค่าความไวไม่เป็นเชิงเส้นมากที่สุดเป็น 0.003 % ที่ $G = 1$ นอกจากนี้ AD524 ที่ $G = 100$ ให้ bandwidth gain 25 MHz เพื่อที่จะให้ AD524 ประมวลผลข้อมูลที่มีความเร็วสูง ถูกเสร็จให้ Output slew rate $25\text{ V} / \mu\text{S}$ และค่า Settles $15\mu\text{S}$ ที่อัตราขยาย 1-1000

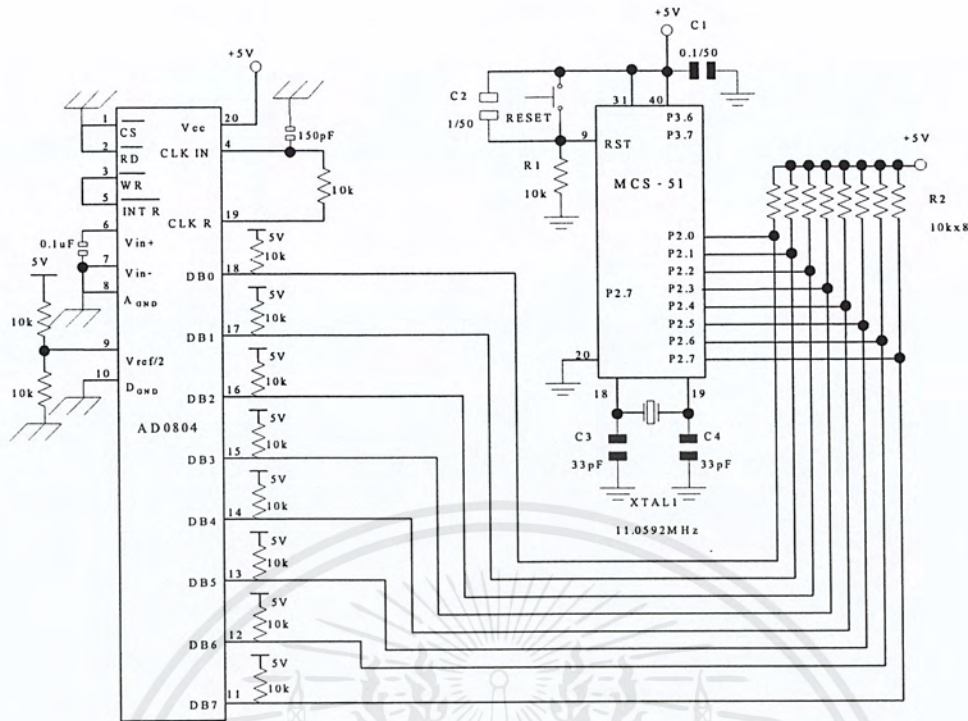
AD524 เป็น Amplifier ที่สมบูรณ์แบบไม่จำเป็นจะต้องมีการต่ออุปกรณ์ภายนอกเพิ่มเติม สำหรับการตั้งค่าอัตราขยายเป็น 1, 10, 100 และ 1000 สำหรับอัตราขยายอื่นๆ อยู่ระหว่าง 100 – 1000 สามารถปรับแต่งค่าอัตราขยายได้โดยการใช้ตัวต้านทานเพียง 1 ตัว AD524 มีการป้องกันช่วง ณ Input อย่างสมบูรณ์ ในกรณีที่มีปัญหาเกี่ยวกับข้อผิดพลาดของ Power on และ Power off

ลักษณะเด่น

1. AD524 รับประกัน Voltage offset ต่ำ, Voltage offset เลื่อนต่ำ และค่าการรบกวนต่ำเหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้งานที่มีความแม่นยำสูง
2. AD524 เป็นฟังก์ชันที่สมบูรณ์ในตัวเองสามารถ Program gain เป็น 1, 10, 100 และ 1000 และสามารถกำหนดค่า ได้โดยการใช้ตัวต้านทาน
3. Input และ Output offset มีความต้านทานสูง ถูกจัดเตรียมใช้สำหรับการประยุกต์ใช้งานระบบที่มีความละเอียดสูง แรงดัน Offset น้อย
4. AD524 มีตัวป้องกันภาค Input และ Output สำหรับเงื่อนไขที่มีความผิดพลาด
5. AD524 จะใช้งานได้ดีที่สุดที่สุดที่มี Gain bandwidth gain 25 MHz มีการตอบสนองทางด้าน Full power 75 MHz และเวลา Setting $15\mu\text{S}$ ถึง 0.01% ของระดับ 20 V ($G = 100$)

3.2.3 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลจะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าที่ถูกแปลงมาสัญญาณความดันจากรานสดิวเซอร์ความดัน(MXP2100GVP)ซึ่งเป็นสัญญาณไฟฟ้าผ่านการขยายสัญญาณจากวงจรขยายสัญญาณซึ่งเป็นสัญญาณที่ต่อเนื่องให้เป็นสัญญาณดิจิทัลเพื่อที่จะนำค่าของสัญญาณดิจิทัลไปประมวลผลใน MCS – 51 โดยใช้ A/D 0804



ภาพที่ 3.9 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

3.2.4 โมดูล LCD

ในส่วนของการแสดงผลเลือกใช้โมดูล LCD ขนาด 16 ตัวอักษร 1 บรรทัด โมดูล LCD ขนาด 16 x 1 มีขาต่อใช้งานทั้งสิ้น 14 ขา สำหรับรายละเอียดการทำงานของแต่ละขามีดังนี้

- GND (ขา 1) ต่อกราวด์
- Vcc (ขา 2) ต่อไฟเลี้ยง +5 โวลต์
- Vo (ขา 3) เป็นขาอินพุตรับแรงดันเพื่อปรับความเข้มของการแสดงผล
- RS (ขา 4) เป็นขาอินพุตใช้ในการแยกชนิดของข้อมูลที่ทำการประมวลผลในขณะนั้นว่าเป็นคำสั่งสำหรับรีจิสเตอร์ IR หรือเป็นข้อมูลสำหรับรีจิสเตอร์ DR โดยถ้าขานี้เป็น “ 0 ” ข้อมูลที่ส่งมาจะเป็นคำสั่ง แต่ถ้าขานี้เป็น “1” ข้อมูลที่ส่งมาจะเป็นข้อมูลสำหรับการแสดงผล
- R/W (ขา 5) เป็นขาที่ใช้เลือกการอ่านหรือเขียนข้อมูลกับ โมดูล LCD ถ้าเป็น “ 0 ” เป็นการกำหนดให้เขียนข้อมูล แต่ถ้าเป็น “1” จะเป็นการอ่านข้อมูล
- E (ขา 6) เป็นขาสำหรับรับสัญญาณพัลส์เอ็นเอเบิล โมดูล LCD ให้ทำงาน
- D0 – D7 (ขา 7-14) เป็นขาที่ใช้เป็นทางผ่านของข้อมูลระหว่าง LCD กับอุปกรณ์ภายนอกขนาด 8 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4.1 การเขียนคำสั่งและข้อมูลให้แก่โมดูล LCD

ในการเขียนข้อมูลเพื่อควบคุมให้โมดูล LCD แสดงผลตามที่ผู้ใช้งานต้องการ ต้องส่งคำสั่ง (instruction) แล้วกำหนดโหมดการทำงานให้แก่โมดูล LCD ก่อน จากนั้นจึงค่อยส่งข้อมูล (data) ที่ต้องการแสดงผล เนื่องจากบัสข้อมูลของโมดูล LCD มี 8 เส้นคือ D0 - D7 และใช้เป็นทางผ่านของทั้งคำสั่งและข้อมูล ดังนั้นในการส่งคำสั่งและข้อมูลจึงต้องอาศัยการกำหนดสัญญาณลอคที่ขา RS ถ้าหากที่ขา RS ได้ลอคจิก “ 0 ” หมายความว่า ข้อมูลที่ป้อนให้แก่โมดูล LCD ขณะนั้นเป็นคำสั่ง ในทางตรงข้ามหากขา RS ได้รับลอคจิก “ 1 ” ข้อมูลที่ป้อนให้ขณะนั้นเป็นข้อมูลที่ใช้ในการแสดงผล

เมื่อต้องการเขียนหรืออ่านข้อมูลใน CGRAM และ DDRAM เริ่มต้นต้องกำหนดแอดเดรสที่ต้องการอ่านหรือเขียนก่อน โดยใช้คำสั่งเลือกแอดเดรส จากนั้นกำหนดให้ขา RS เป็น “1” เพื่อแจ้งให้ตัวควบคุมภายใน โมดูล LCD ทราบว่าข้อมูลที่ปรากฏต่อไปนี้เป็นข้อมูลปกติไม่ใช่คำสั่ง

ในกรณีที่ต้องการอ่านข้อมูลต้องกำหนดให้ขา R/W เป็น “ 1 ” ข้อมูลขนาด 8 บิต (หรือ 4 บิต) ก็จะปรากฏบนบัสข้อมูล โดยข้อมูลที่อ่านออกมาได้จะเป็นข้อมูลจากแอดเดรสของ CGRAM และ DDRAM ตามที่ต้องการ

ในกรณีที่ต้องการเขียนข้อมูล เมื่อกำหนดแอดเดรสและป้อนลอคจิก “ 1 ” ให้ขา RS แล้วต้องกำหนดให้ขา R/W เป็น “ 0 ” ข้อมูลที่อยู่บนบัสข้อมูลจะถูกเขียนลงในรีจิสเตอร์ DR จากนั้นจึงถ่ายทอดลงใน DDRAM ต่อไป

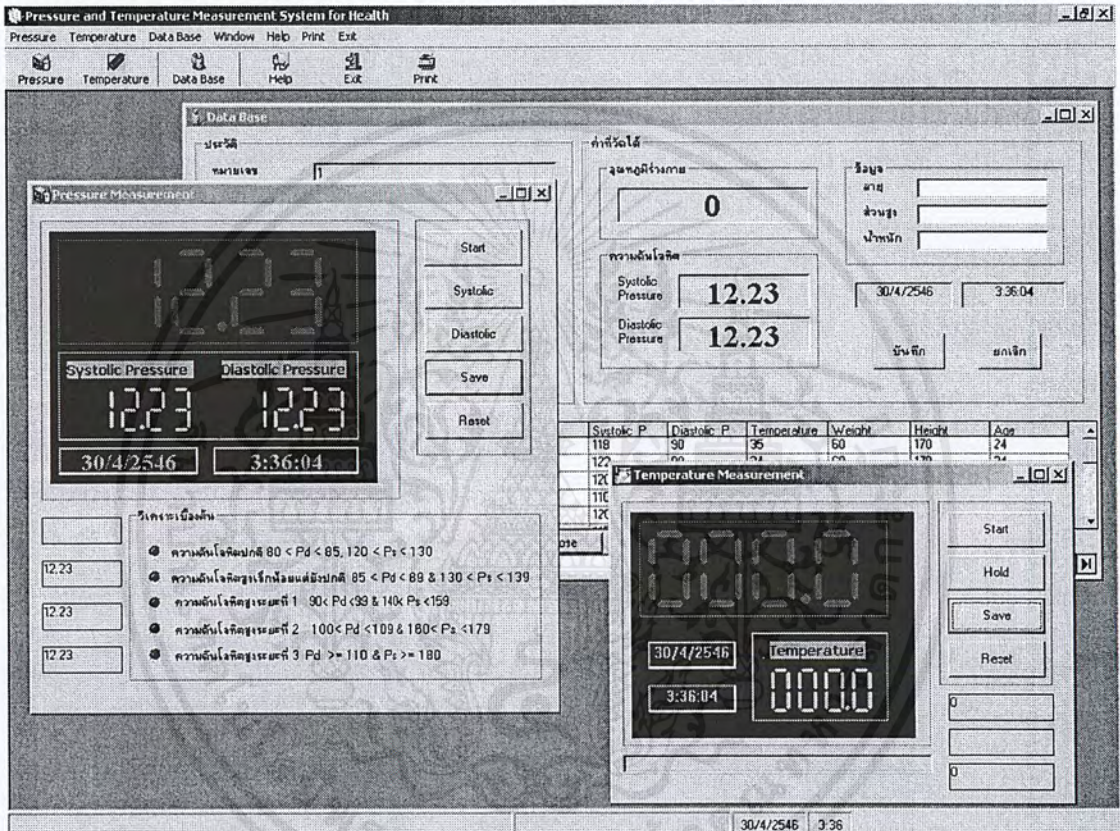
3.2.4.2 จังหวะการทำงานของ LCD โมดูล

ในการติดต่อกับ โมดูล LCD จะต้องมีกรหน่วงเวลาหลังจากที่ทำการส่งรหัสคำสั่งหรือข้อมูล เนื่องจากต้องรอให้คอนโทรลเลอร์ภายใน LCD โมดูล แปลความหมายของรหัสคำสั่งและทำงานตามคำสั่งให้เรียบร้อยก่อน จากนั้นจึงจะรับข้อมูลหรือดำเนินการต่อไป

ดังนั้นในการใช้งาน โมดูล LCD ผู้เขียนโปรแกรมต้องมีโปรแกรมเพื่อหน่วงเวลารอให้โมดูล LCD พร้อมทำงาน โดยเมื่อเริ่มจ่ายไฟให้แก่โมดูล LCD ต้องรอประมาณ 10 มิลลิวินาที เพื่อให้โมดูล LCD ทำการเตรียมความพร้อมหรืออินิเชียล (initial) หลังจากนั้นก็จะกำหนดลอคจิกให้แก่ขา RS ของโมดูล LCD แล้วต้องหน่วงเวลาอีกประมาณ 2 มิลลิวินาทีเพื่อให้คอนโทรลเลอร์ในโมดูล LCD แปลความหมายของลอคจิกที่ขา RS ว่า ข้อมูลต่อไปที่จะได้รับนั้นเป็นรหัสคำสั่งหรือข้อมูลที่ต้องการแสดงผล จากนั้นจะเป็นการส่งข้อมูลมารอบที่บัสข้อมูล D0-D7 (ในกรณีทำงานในโหมด 8 บิต) ขั้นตอนต่อไปจะเป็นการส่งสัญญาณพัลส์ไปที่ขา E เพื่อเอ็นเอเบิล โมดูล LCD ให้รับข้อมูลจากบัสข้อมูลเข้าไป โดยพัลส์ที่ป้อนเข้าที่ขา E ของโมดูล LCD ต้องเป็นพัลส์ขอบขาขึ้น จากนั้นทำการหน่วงเวลา 2 มิลลิวินาที

3.3 การใช้งานโปรแกรม Pressure and Temperature Measurement System for Health

โปรแกรม Pressure and Temperature Measurement System for Health เป็นโปรแกรมที่ใช้ในการติดต่อกันระหว่าง เครื่องวัดความดัน และอุณหภูมิของร่างกาย กับคอมพิวเตอร์ เพื่อใช้ในการแสดงค่า ความดัน และอุณหภูมิของร่างกาย และใช้เก็บเป็นฐานข้อมูลของผู้ใช้บริการ ซึ่งเขียนด้วยโปรแกรม Visual Basic 6.0



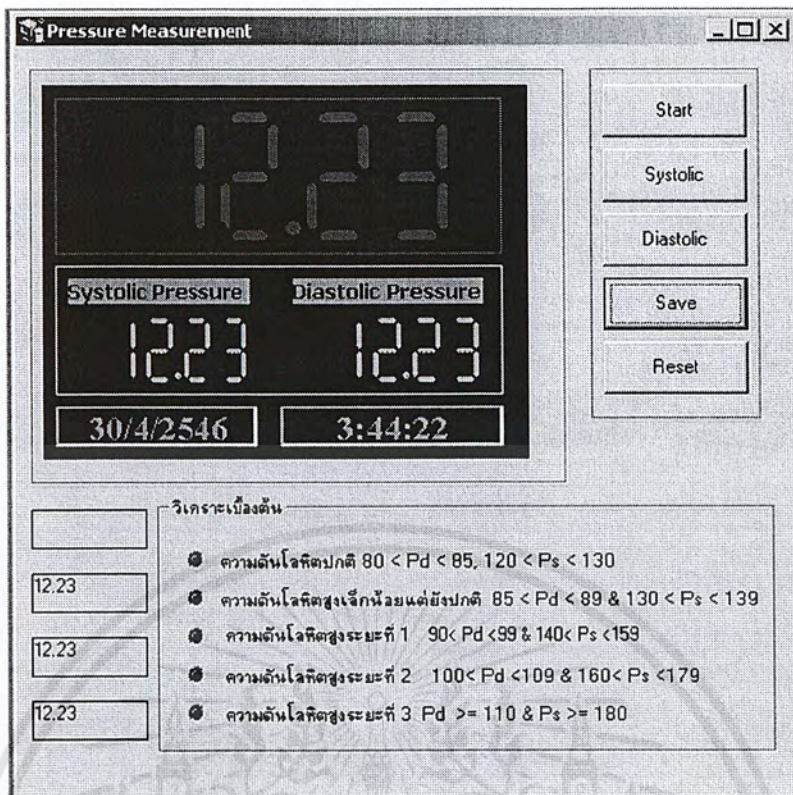
ภาพที่ 3.10 โปรแกรม Pressure and Temperature Measurement System for Health

การทำงานของโปรแกรมแบ่งออกเป็น 3 ส่วน คือ

3.3.1 แสดงผลค่าความดันโลหิต

ในส่วนนี้จะรับค่าความดันจากตัวเครื่องมาแสดงผลที่คอมพิวเตอร์ ทั้งความดัน Systolic และความดัน Diastolic ผู้ใช้งานสามารถเรียก หน้าต่าง Pressure Measurement โดยการคลิกที่ เมนู Pressure หรือที่ ทูลบาร์ Pressure ก็ได้

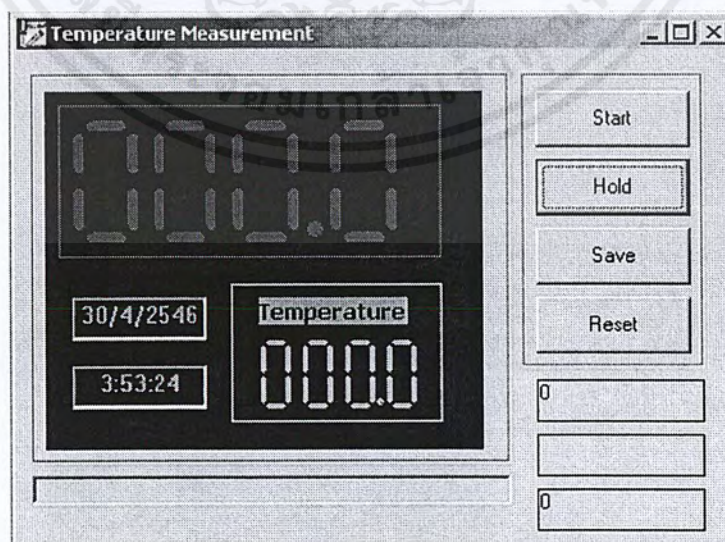
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.11 หน้าต่างแสดงผลค่าความดันโลหิต

3.3.2 แสดงผลค่าอุณหภูมิ

ในส่วนนี้จะรับค่าอุณหภูมิจากตัวเครื่องมาแสดงผลที่คอมพิวเตอร์ ผู้ใช้งานสามารถเรียกหน้าต่าง Temperature Measurement โดยการคลิกที่เมนู Temperature หรือที่ ทูลบาร์ Temperature ก็ได้



ภาพที่ 3.12 หน้าต่างแสดงผลค่าของอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3 ฐานข้อมูล

ในส่วนของฐานข้อมูลนั้นจะเก็บประวัติของผู้ใช้บริการ ตลอดจนค่าต่างๆ ที่วัดได้ และสามารถที่จะปลี่ยนออกมาอยู่ในรูปของรายงาน และสามารถกลับมาสืบค้นได้ในภายหลัง ผู้ใช้งานสามารถเรียก หน้าต่าง Data Base โดยการคลิกที่ เมนู Data Base หรือที่ ทูลบาร์ Data Base ก็ได้ นอกจากนี้ถ้าเราคลิกปุ่ม Save ในหน้าต่างของ Pressure Measurement หรือ Temperature Measurement โปรแกรมก็จะเรียกหน้าต่าง Data Base ขึ้นมาโดยอัตโนมัติ

ID	Date	Time	Systolic P	Diastolic P	Temperature	Weight	Height	Age
1	20/4/2546	9:10:52	118	90	35	60	170	24
1	20/4/2546	10:00:30	122	80	34	60	170	24
1	21/4/2546	11:10:20	120	82	34	60	170	24
1	18/4/2546	23:05:40	110	80	34	59	169	24
1	18/4/2546	23:30:58	120	90	35	60	170	24
1	18/4/2546	23:30:58	115	80	38	60	170	24
1	20/4/2546	8:15:15	120	85	33	60	170	24

ภาพที่ 3.11 หน้าต่างฐานข้อมูล

บทที่ 4

การทดลอง และผลการทดลอง

4.1 กล่าวนำ

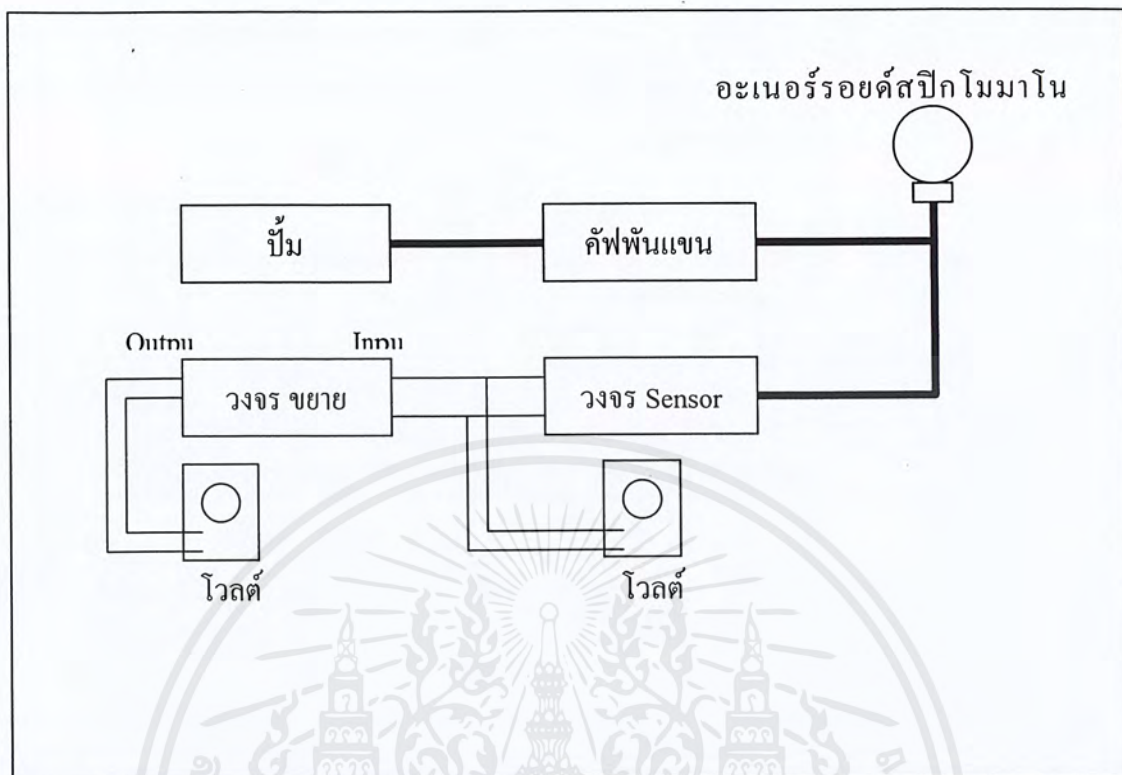
การทดลองวงจรในแต่ละส่วนของเครื่องวัดความดันโลหิต และอุณหภูมิร่างกายนี้ ก็เพื่อให้ทราบถึงการทำงานและปัญหาของวงจรต่าง ๆ เพื่อหาแนวทางแก้ไขและพัฒนาให้มีประสิทธิภาพยิ่งขึ้นและไม่ให้เกิดปัญหาในภายหลังเมื่อนำวงจรมาประกอบรวมกันในเครื่องวัดความดันโลหิต และอุณหภูมิร่างกายระบบดิจิทัล ซึ่งจะอธิบายได้ตามหัวข้อที่จะกล่าวดังต่อไปนี้

4.2 การทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันลมและวงจรขยายสัญญาณ

4.2.1 ลำดับขั้นการทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันลมและวงจรขยายสัญญาณ

1. นำเครื่องอะเนอโรยด์สปิก โมมา โนมิเตอร์มาต่อเข้ากับท่อลมด้านออกของคัพฟันแซน โดยเราจะทำการต่อสายแยกอีกทางหนึ่งเพื่อไปเข้าทรานสดิวเซอร์
2. นำท่อลมทางด้านเข้าของคัพฟันแซนต่อเข้ากับปั๊มลม
3. นำมัลติมิเตอร์ ตั้งย่านวัดแรงดันไฟตรง โดยวัดเอาต์พุตของทรานสดิวเซอร์ และเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ
4. เพิ่มความดันลมให้กับ คัพฟันแซน โดยการปั๊มลมเข้าไปตั้งแต่ 20 mmHg.-300 mmHg. แล้วอ่านค่าแรงดันไฟตรงจากมัลติมิเตอร์ตามค่าความดันลมที่อะเนอโรยด์สปิก โมมา โนมิเตอร์เปลี่ยนแปลงแล้วบันทึกผลการทดลองในตาราง

4.2.2 วงจรการทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันลมและวงจรขยายสัญญาณ



ภาพที่ 4.1 วงจรการทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันลมและวงจรขยายสัญญาณ



ภาพที่ 4.2 การทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันลมและวงจรขยายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 ผลการทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันลมและวงจรรขยายสัญญาณ

ตารางที่ 4.1 การทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันลมและวงจรรขยายสัญญาณ

ความดันลม (mmHg)	แรงดันเอาต์พุตของ ทรานสดิวเซอร์ (mV)			ค่าเฉลี่ย	แรงดันเอาต์พุต Instrument Amp (V)			ค่าเฉลี่ย
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3		ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	
20	1.90	1.90	1.90	1.90	0.36	0.27	0.31	0.31
30	2.70	2.60	2.60	2.63	0.54	0.46	0.49	0.50
40	3.40	3.40	3.40	3.40	0.70	0.63	0.69	0.67
50	4.20	4.20	4.20	4.20	0.89	0.82	0.88	0.86
60	5.00	5.00	4.90	4.97	1.06	1.01	1.02	1.03
70	5.80	5.70	5.70	5.73	1.27	1.21	1.23	1.24
80	6.50	6.50	6.50	6.50	1.45	1.37	1.42	1.41
90	7.30	7.30	7.30	7.30	1.62	1.57	1.59	1.59
100	8.20	8.10	8.10	8.13	1.83	1.75	1.79	1.79
110	8.90	8.90	8.90	8.90	2.00	1.94	1.98	1.97
120	9.70	9.60	9.60	9.63	2.18	2.12	2.14	2.15
130	10.50	10.50	10.50	10.50	2.38	2.32	2.33	2.34
140	11.30	11.30	11.20	11.27	2.56	2.52	2.50	2.53
150	12.10	12.10	12.00	12.07	2.76	2.75	2.77	2.76
160	12.80	12.80	12.80	12.80	2.92	2.91	2.95	2.93
170	13.60	13.60	13.60	13.60	3.11	3.09	3.14	3.11
180	14.20	14.40	14.40	14.33	3.30	3.29	3.33	3.31
190	15.20	15.20	15.20	15.20	3.49	3.47	3.53	3.50
200	16.00	16.00	16.00	16.00	3.67	3.67	3.73	3.69
210	16.80	16.80	16.80	16.80	3.86	3.85	3.84	3.85
220	17.60	17.50	17.50	17.53	4.04	4.02	4.09	4.05
230	18.30	18.40	18.30	18.33	4.22	4.22	4.25	4.23
240	19.10	19.20	19.10	19.13	4.39	4.33	4.36	4.36
250	19.90	19.90	19.80	19.87	4.58	4.53	4.48	4.53

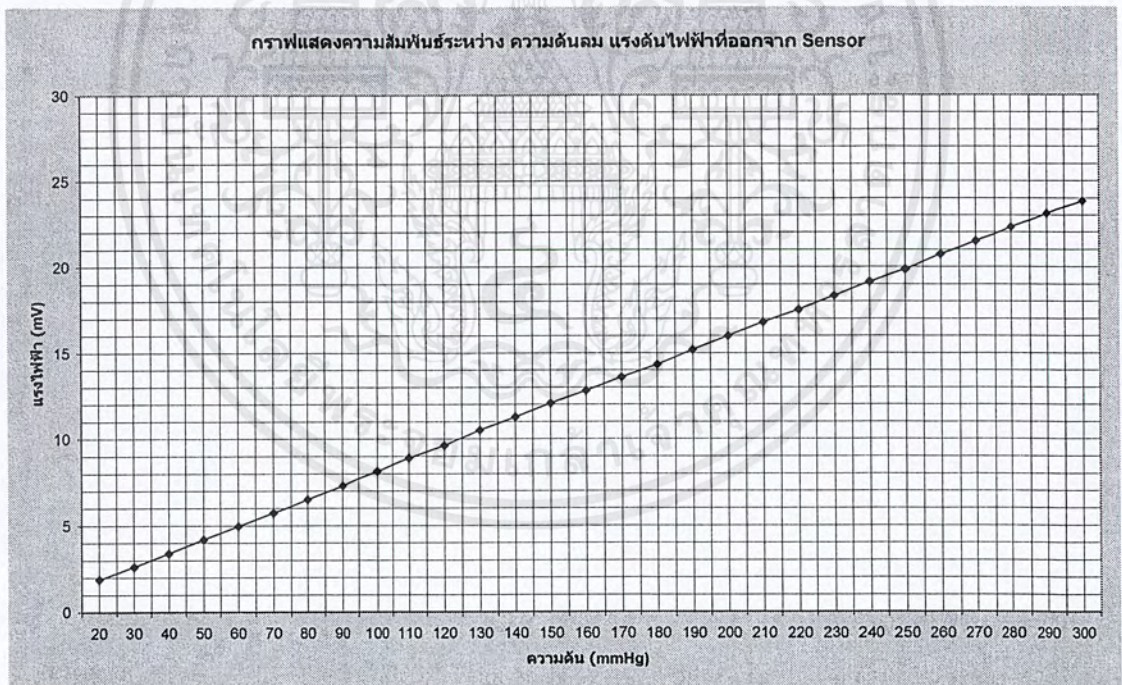
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1(ต่อ) การทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจวัดความดันลมและวงจรมหาขยายสัญญาณ

ความดันลม (mmHg)	แรงดันเอาต์พุตของ ทรานสดิวเซอร์ (mV)			ค่าเฉลี่ย	แรงดันเอาต์พุต Instrument Amp (V)			ค่าเฉลี่ย
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3		ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	
260	20.80	20.70	20.70	20.73	4.73	4.73	4.62	4.69
270	21.50	21.50	21.50	21.50	4.90	4.90	4.86	4.89
280	22.20	22.40	22.30	22.30	5.00	5.01	5.00	5.00
290	23.10	23.10	23.10	23.10	5.10	5.11	5.10	5.10
300	23.80	23.80	23.90	23.83	5.18	5.18	5.15	5.17

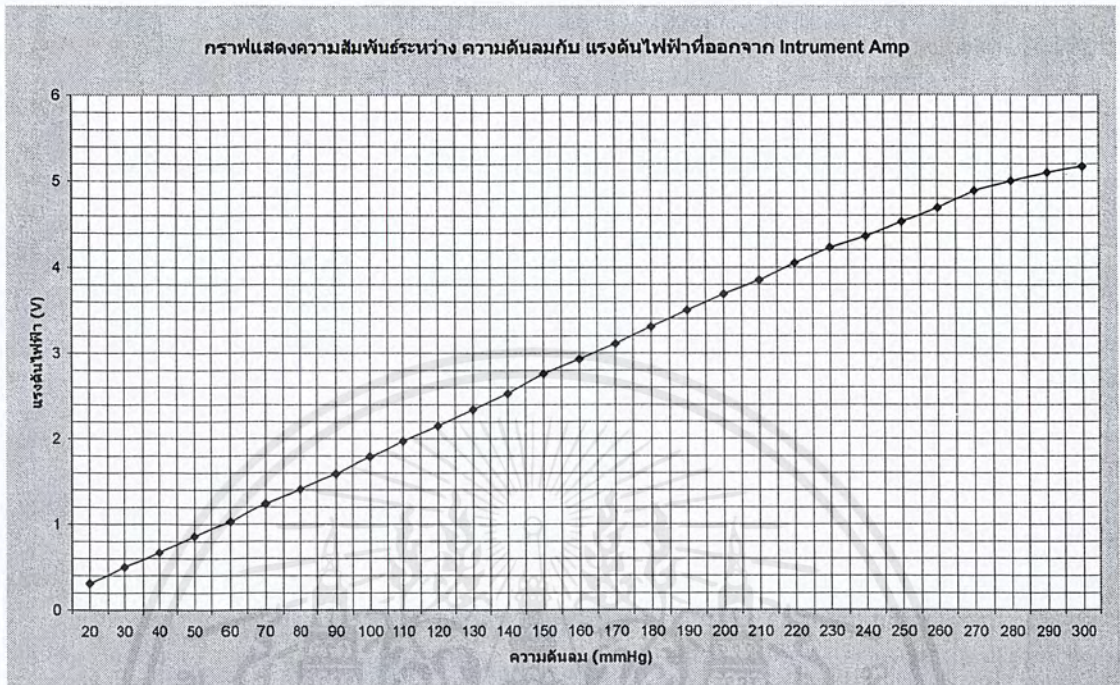
4.2.4 กราฟผลการทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจวัดความดันลมและวงจรมหาขยายสัญญาณ

1 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ความดันลม แรงดัน ไฟฟ้าที่ออกจาก Sensor

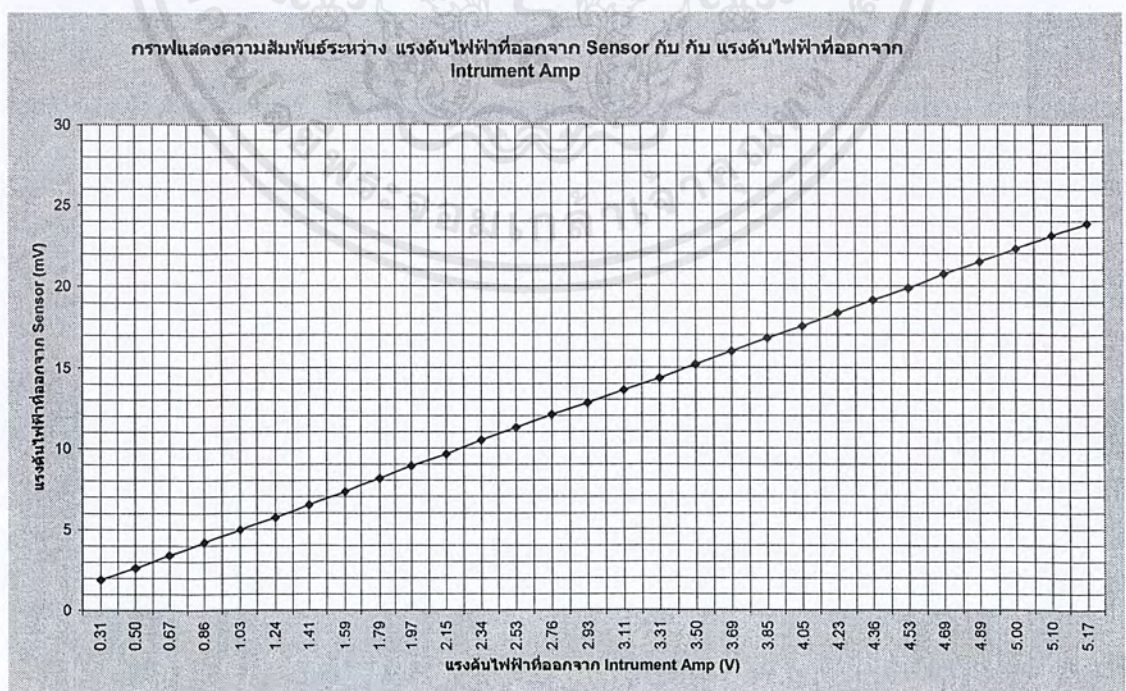


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ความดันลมกับ แรงดันไฟฟ้าที่ออกจาก Instrument Amp



3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันไฟฟ้าที่ออกจาก Sensor กับ กับ แรงดันไฟฟ้าที่ออกจาก Instrument Amp



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.5 สรุปผลการทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันและวงจรมหาสัญญาณ

จากผลการทดลองในส่วนของการทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดัน จากตารางจะเห็นได้ว่าค่าแรงดันที่ได้จะมีความสัมพันธ์กัน ซึ่งจากผลการทดลองนี้จะเป็นตัวบอกระดับความดันลมเปรียบเทียบกับค่าที่แรงดันที่ได้จากเอาต์พุตของทรานสดิวเซอร์ ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าค่าแรงดันทางเอาต์พุตของทรานสดิวเซอร์ของวงจรมีค่าลดลงตามค่าความดันทางด้าน อะเนอร์รอยด์สปริงโมมามิเตอร์ที่ค่อย ๆ ลดลงตามค่าแรงดันที่ค่อย ๆ ปล่อยไปและในทางกลับกัน ถ้าเราเพิ่มความดันลมเข้าที่คัพพันแขนค่าแรงดันไฟฟ้าก็จะเพิ่มตามในอัตราที่ค่อนข้างคงที่ ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าแรงดันเอาต์พุตมีอัตราส่วนโดยตรงกับค่าความดันลมที่ป้อนให้ ในส่วนของแรงดันที่ออกจาก Instrument Amp ซึ่งจะขยายสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของทรานสดิวเซอร์ ก็มีความสัมพันธ์ กับแรงดันลม และมีค่าความเป็นเชิงเส้น

4.2.6 ปัญหาที่พบในการทดลองทรานสดิวเซอร์ตรวจจับความดันและวงจรมหาสัญญาณ

ในการทดลองพบข้อผิดพลาดในการอ่านค่าเล็กน้อยเพราะว่า ค่าความดันลมจะเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาซึ่งต้องคอยรักษาระดับค่าความดันลมให้อยู่ในระดับที่ต้องการให้ได้โดยการหมุนปิดที่ก้นลมไว้แล้วค่อย ๆ รักษาระดับความดันลมโดยการปั๊มลมเข้าเล็กน้อย เพื่อที่จะให้ได้ค่าที่แม่นยำจริง ๆ และอีกอย่างหนึ่งก็มีปัญหาในการอ่านค่าจากการวัดซึ่ง อะเนอร์รอยด์สปริงโมมามิเตอร์เป็นแบบเข็มค่าที่อ่านอาจคลาดเคลื่อนไปบ้าง

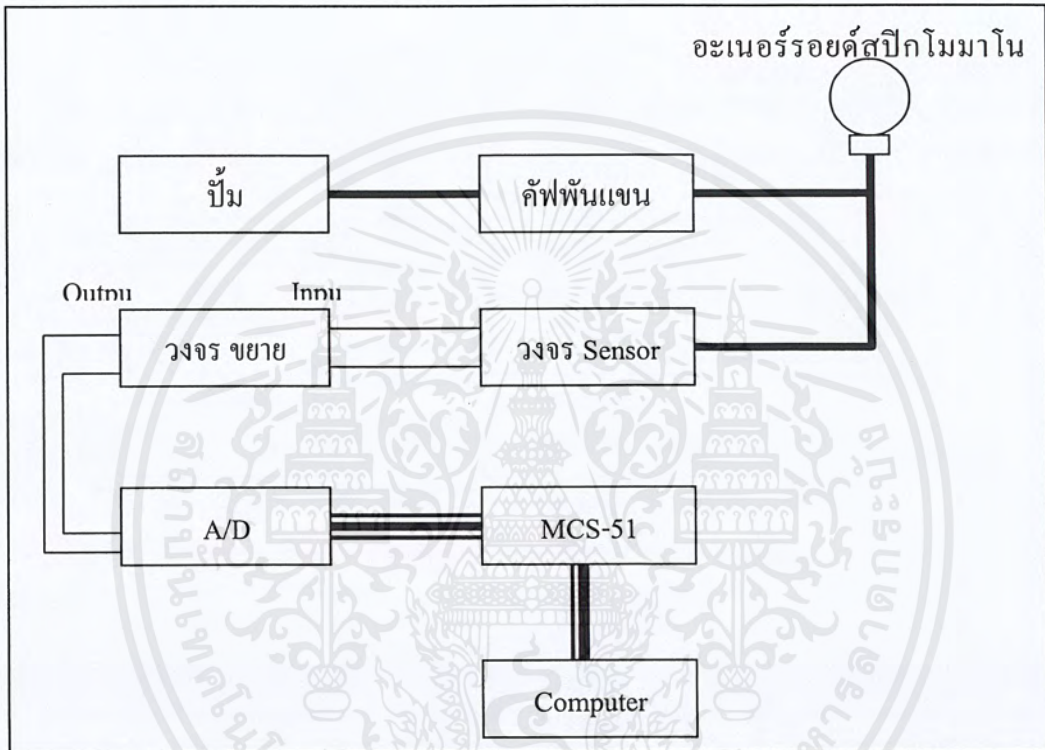
4.3 การทดลองวงจรมหาสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

4.3.1 ลำดับขั้นการทดลองวงจรมหาสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

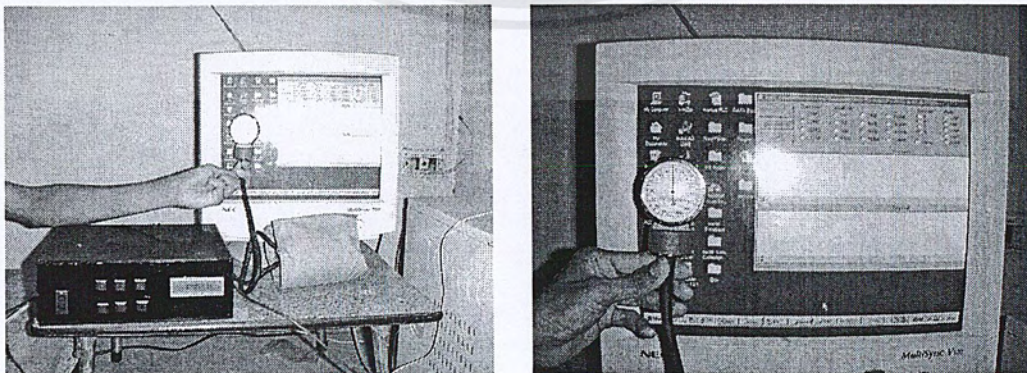
1. นำเครื่องอะเนอร์รอยด์สปริงโมมาโนมิเตอร์มาต่อเข้ากับท่อลมด้านออกของคัพพันแขน โดยเราจะทำการต่อสายแยกอีกทางหนึ่งเพื่อ ไปเข้า Sensor
2. นำท่อลมทางด้านเข้าของคัพพันแขนต่อเข้ากับปั๊มลม
3. ต่อวงจร Sensor วงจรมหาสัญญาณ วงจร A/D และบอร์ด MCS-51 เข้าด้วยกัน ดังรูป
4. ต่อบอร์ดของ MCS-51 เข้ากับคอมพิวเตอร์เปิด โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อที่จะดูค่าที่ส่งมาจาก A/D ซึ่งจะอยู่ในรูปของเลขฐานสิบมีค่าตั้งแต่ 0-255 เปรียบเทียบกับค่าความดันที่อ่านได้จากอะเนอร์รอยด์สปริงโมมาโนมิเตอร์
5. เพิ่มความดันลมให้กับคัพพันแขน โดยการปั๊มลมเข้าไปตั้งแต่ 20 mmHg.-300 mmHg. แล้วดูค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่าความดันลมที่อะเนอร์รอยด์สปริงโมมาโนมิเตอร์เปลี่ยนแปลงแล้วบันทึกผลการทดลองในตาราง

6. นำผลการทดลองที่ 1 ในส่วนของแรงดันไฟฟ้าออกจากวงจรขยายสัญญาณมาเปรียบเทียบกับด้วย
7. หาสมการการเปลี่ยนแปลงจากความดันมาเป็นค่าที่ออกจาก A/D เพื่อที่จะนำไปเขียน Program โหลดค่าความดันที่ LCD และ Computer ต่อไป

4.3.2 วงจรการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล



ภาพที่ 4.3 วงจรการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล



ภาพที่ 4.4 รูปการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.3 ผลการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

ตารางที่ 4.2 ตารางผลการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

ความดันลม (mmHg)	ค่าเฉลี่ยแรงดันไฟฟ้า จากการทดลองที่ 1 (V)	ค่าที่ได้จาก A/D (ดูจากProgram ใน Computer)
20	0.31	11
30	0.50	20
40	0.67	29
50	0.86	39
60	1.03	47
70	1.24	57
80	1.41	67
90	1.59	76
100	1.79	85
110	1.97	96
120	2.15	104
130	2.34	114
140	2.53	124
150	2.76	132
160	2.93	142
170	3.11	152
180	3.31	161
190	3.50	171
200	3.69	181
210	3.85	190
220	4.05	199
230	4.23	207
240	4.36	217
250	4.53	227
260	4.69	237

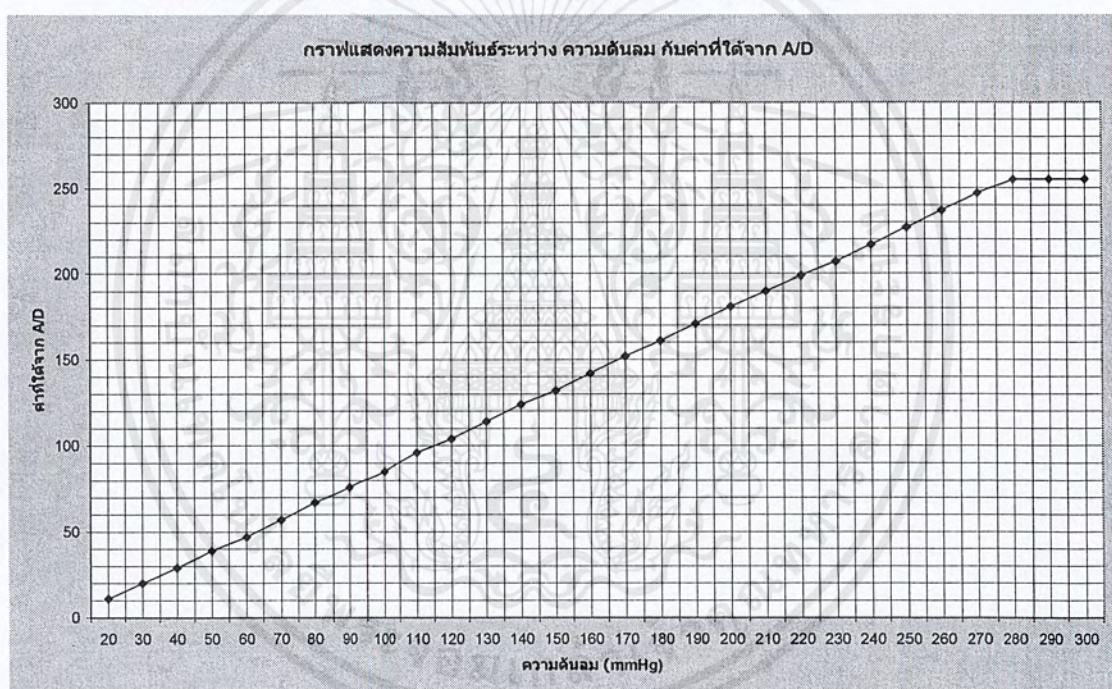
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 (ต่อ) ตารางผลการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

ความดันลม (mmHg)	ค่าเฉลี่ยแรงดันไฟฟ้า จากการทดลองที่ 1 (V)	ค่าที่ได้จาก A/D (ดูจากProgram ใน Computer)
270	4.89	247
280	5.00	255
290	5.10	255
300	5.17	255

4.3.4 กราฟผลการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความดันลมกับค่าที่ได้จาก A/D



4.3.5 สรุปผลการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

การทดลองจะพบว่าค่าที่ได้จาก A/D ซึ่งเป็นเลขฐานสิบมีค่าตั้งแต่ 0-255 จะ แปรเปลี่ยนตามค่าแรงดันไฟฟ้าที่เปลี่ยนไปก่อนค่าจะเป็นเส้นตรง สำหรับ ที่ความดันตั้งแต่ 280-300 mmHg ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ออกจาก Instrument Amp จะมีค่ามากกว่า 5 โวลต์ ค่าที่ได้จาก A/D จึงมีค่าเท่ากับ 255

จากกราฟจะได้ว่าก่อนค่าที่จะเป็นเชิงเส้นดังนั้นเราสามารถหาค่าความชันของกราฟได้ เมื่อเราได้ค่าความชันแล้วก็ใช้การ Interpolation ที่ค่าต่างๆที่รับจาก A/D เพื่อเปลี่ยนเป็นค่าความดัน ซึ่งจะได้สมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P = \left[\frac{(280 - 20)}{(255 - 11)} \times (D - 11) \right] + 20 \quad (4.1)$$

เมื่อ P คือค่าความดันที่ต้องการแสดง

D คือค่าที่ได้จาก A/D

4.3.6 ปัญหาที่พบในการทดลองการทดลองวงจรเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

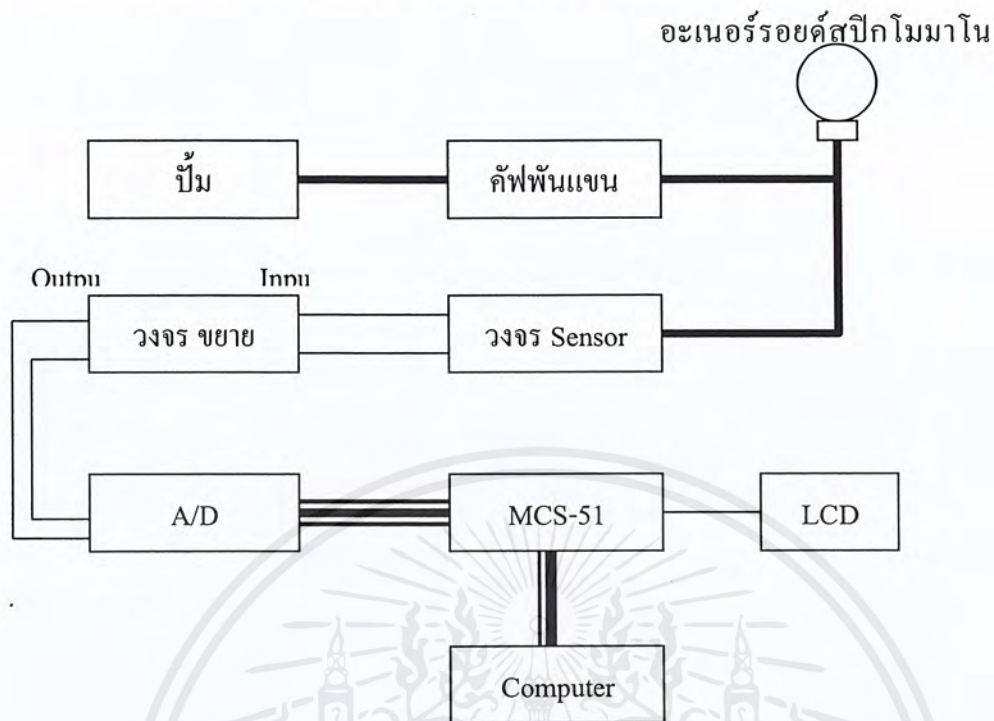
ปัญหาที่พบในการทดลองนี้คือระบบกราวด์ของวงจรเนื่องจากว่าเมื่อต่อวงจรของ Microcontroller เข้ากับคอมพิวเตอร์แล้วจะทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ออกจาก Instrument Amp มีค่าเพิ่มขึ้นและสวิงไม่คงที่ ดังนั้นเราจำเป็นต้องต่อตัวต้านทานที่ปรับค่าได้ที่สายกราวด์ของวงจร Instrument Amp เพื่อแก้ปัญหาเหล่านี้

4.4 การทดลองการเปรียบเทียบค่าความดัน

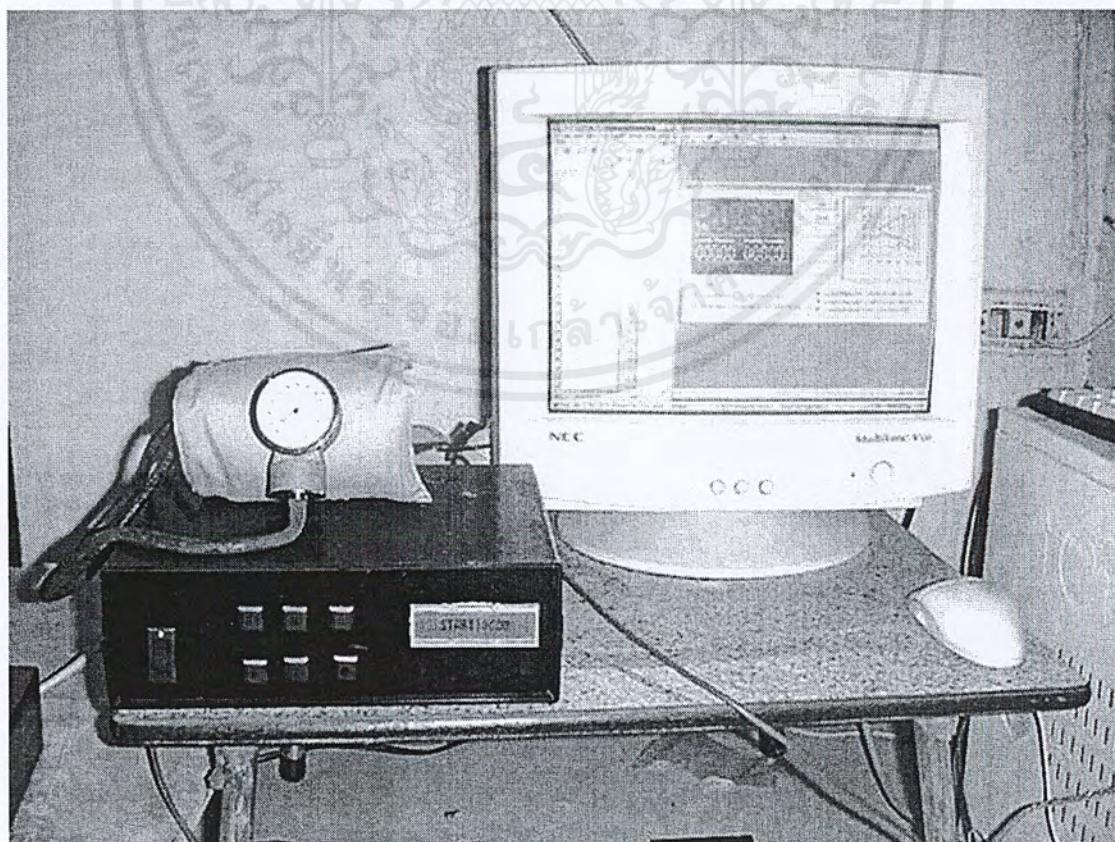
4.4.1 ลำดับขั้นการทดลองการเปรียบเทียบค่าความดัน

1. นำเครื่องอะเนอรรอยด์สปีก โมนาโนมิเตอร์มาต่อเข้ากับท่อลมด้านออกของคัพพินแกน โดยเราจะทำการต่อสายแยกอีกทางหนึ่งเพื่อ ไปเข้า Sensor
2. นำท่อลมทางด้านเข้าของคัพพินแกนต่อเข้ากับปั๊มลม
3. ต่อวงจร Sensor วงจรขยายสัญญาณ วงจร A/D และบอร์ด MCS-51 เข้าด้วยกัน ดังรูป
4. ต่อบอร์ดของ MCS-51 เข้ากับ ส่วนแสดงผล (LCD) แลคอมพิวเตอร์เปิด โปรแกรมวัดความดัน
5. เพิ่มความดันลมให้กับคัพพินแกน โดยการปั๊มลมเข้าไปตั้งแต่ 20 mmHg.-300 mmHg. แล้วดูค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่าความดันลมที่อะเนอรรอยด์สปีก โมนาโนมิเตอร์ และอ่านค่าความดันที่ LCD และคอมพิวเตอร์แล้วบันทึกผลการทดลองในตาราง
6. เปรียบเทียบค่าความดันทั้งสาม หาเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดโดยยึดค่าความดันที่อ่านได้จากอะเนอรรอยด์สปีก โมนาโนมิเตอร์ เป็นหลัก

4.4.2 วงจรการทดลองการเปรียบเทียบค่าความดัน



ภาพที่ 4.5 วงจรการทดลองเปรียบเทียบค่าความดัน



ภาพที่ 4.6 การทดลองเปรียบเทียบค่าความดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.3 ผลการทดลองการเปรียบเทียบค่าความดัน

ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองเปรียบเทียบค่าความดัน

ความดัน อ่านจาก อะ เนอรัรอยด์สปีกโมมา โนมิเตอร์ (mmHg)	ค่าความดันที่ได้จากการ คำนวณในสมการจาก การทดลองที่ 2 (mmHg)	ความดัน อ่านจาก LCD (mmHg)	ความดัน อ่านจาก Computer (mmHg)
20.00	20.00	18.90	18.93
30.00	29.63	29.60	29.63
40.00	39.26	39.20	39.26
50.00	49.96	48.80	48.89
60.00	58.52	58.50	58.52
70.00	69.22	69.20	69.22
80.00	79.92	78.80	78.85
90.00	89.50	89.50	89.55
100.00	99.18	98.10	99.18
110.00	110.95	109.80	109.81
120.00	119.51	119.50	119.51
130.00	130.21	130.20	130.21
140.00	140.91	139.80	139.64
150.00	149.47	149.40	149.47
160.00	160.17	160.10	159.10
170.00	170.87	170.80	170.80
180.00	180.50	179.40	179.43
190.00	191.20	190.10	189.06
200.00	201.90	201.90	200.83
210.00	211.53	210.40	210.46
220.00	221.16	220.00	220.09
230.00	229.72	229.70	229.72
240.00	240.42	240.40	240.42
250.00	251.12	250.00	251.12

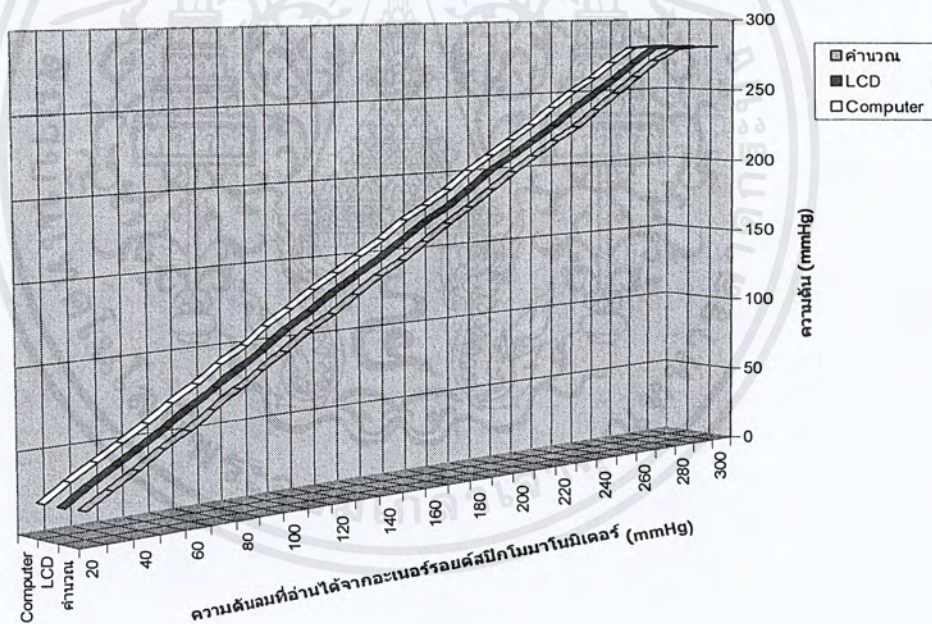
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3(ต่อ) ผลการทดลองเปรียบเทียบค่าความดัน

ความดัน อ่านจาก อะ เนอรัรอยด์สปิกโมมา โนมิเตอร์ (mmHg)	ค่าความดันที่ได้จากการ คำนวณในสมการจาก การทดลองที่ 2 (mmHg)	ความดัน อ่านจาก LCD (mmHg)	ความดัน อ่านจาก Computer (mmHg)
260.00	261.82	259.60	259.75
270.00	272.52	270.31	270.31
280.00	280.01	280.02	280.01
290.00	281.08	281.08	281.08
300.00	281.08	281.08	281.08

4.4.4 กราฟผลการทดลองการเปรียบเทียบค่าความดัน

แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ความดันลมที่อ่านได้จากอะเนอรัรอยด์สปิกโมมาโนมิเตอร์, LCD, Computer



4.4.5 สรุปผลการทดลองการเปรียบเทียบค่าความดัน

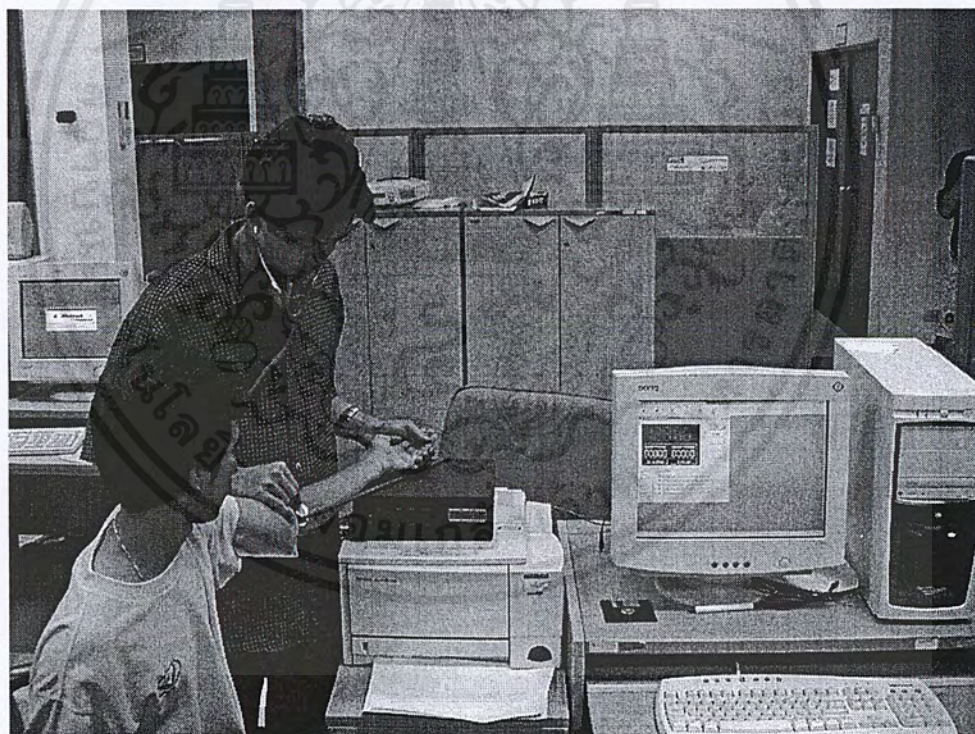
จากผลการทดลอง ค่าความดันที่อ่านได้จาก LCD และ Computer จะมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการคำนวณ และค่าที่วัดได้จากอะเนอรัรอยด์สปิกโมมาโนมิเตอร์

4.5 การทดลองการทำงานชุดวัดความดันโลหิต

4.5.1 ลำดับขั้นตอนการทดลองการทำงานชุดวัดความดันโลหิต

1. ทำการเปิดเครื่องวัดเครื่องความดัน โลหิต
2. นำคัพมาพันที่แขนเหนือข้อศอกเล็กน้อย
3. ทำการบีบลมเข้าที่คัพโดยมีค่าความลมประมาณ 200 มิลลเมตรปรอทแล้วกดสวิทช์ปล่อยลม
4. ใช้สเต็ดโตสโคปฟังเสียงตามวิธีการวัดความดัน โลหิตที่กล่าวมา
5. อ่านค่าความดันจาก LCD บันทึกผลลงในตารางทดลอง
6. ทำการวัดความดัน โลหิตใหม่อีกครั้ง โดยใช้เครื่องอะเนอรัรอยด์สปีกโมมา โนมิเตอร์ บันทึกค่าลงในตาราง

4.5.2 รูปการทดลองการทำงานชุดวัดความดันโลหิต



ภาพที่ 4.7 การทดลองทำงานชุดวัดความดัน โลหิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.3 ผลการทดลองการทำงานชุดวัดความดันโลหิต

ตารางที่ 4.4 ผลการวัดการทำงานของชุดวัดความดันโลหิต

จำนวนคนที่ทำการวัดคนที่	ค่าความดันที่อ่านได้จากเครื่องวัดความดันโลหิต		ค่าความดันที่อ่านได้จากเครื่องอะนอร์รอยด์สปิกโมมาโนมิเตอร์	
	ความดันซิสตอลิก	ความดันไดแอสโตลิก	ความดันซิสตอลิก	ความดันไดแอสโตลิก
1	118.5	78.6	120	80
2	118	80.2	120	80
3	112	71.8	110	70
4	120.7	84.4	122	86
5	107.7	72.4	105	70
6	123.8	78.1	126	80
7	130.5	92.9	130	92
8	118.6	81	120	82
9	110.4	75.2	110	72
10	130.7	81.5	130	80

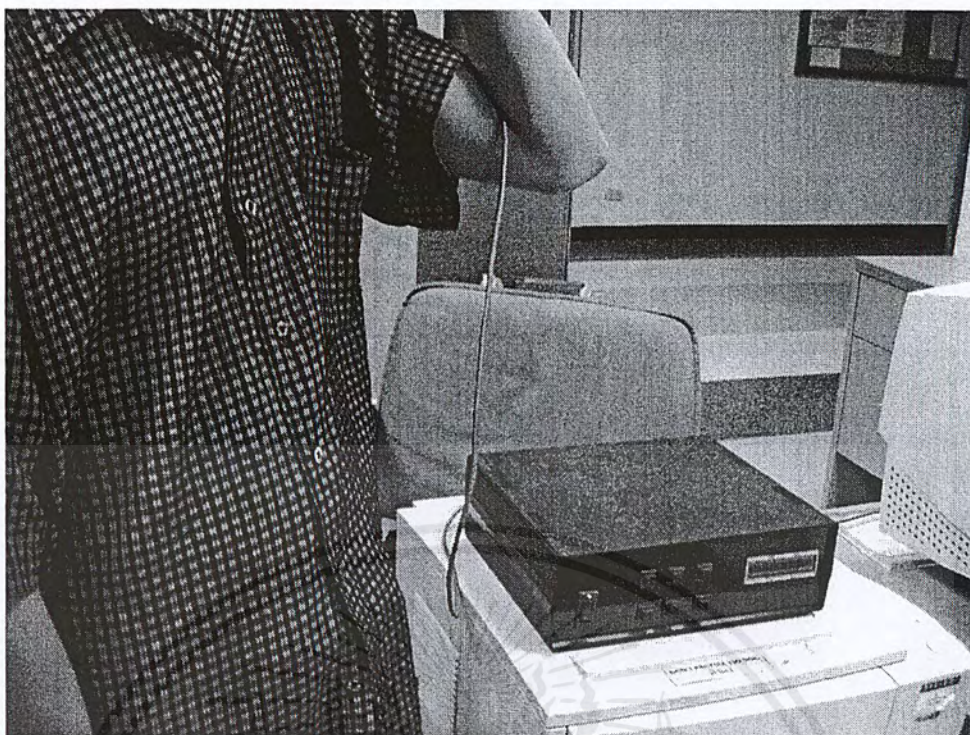
4.5.4 สรุปผลการทดลองการทำงานชุดวัดความดันโลหิต

จากการทดลองจะเห็นว่าค่าความดันโลหิตที่วัดได้จากเครื่องวัดความดันโลหิตนั้นมีค่าใกล้เคียงกับที่วัดได้จากเครื่องอะนอร์รอยด์สปิกโมมาโนมิเตอร์ ซึ่งใช้หูฟังมากมีค่าผิดพลาดไม่เกิน $\pm 5\%$

4.6 การทดลองวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ

4.6.1 ลำดับขั้นตอนการทดลองวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ

1. ทำการต่อวงจรตรวจวัดอุณหภูมิดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 3
2. นำเอาไอซีไมโครคอนโทรลเลอร์ไปโปรแกรมตามที่เขียนไว้ให้มีการทำงานแบบสื่อสารผ่านสายเส้นเดียว ให้ทำการอ่านค่าที่ได้จากทรานสดิวเซอร์มาแสดงผล
3. นำไอซีต่อเข้ากับวงจร จากนั้นจ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจร
4. นำเอาทรานสดิวเซอร์ที่ต่อสายยาว ๆ ไปวัดคั้งที่ต้องการ
5. สังเกตผลที่ได้จากLCDเทียบกับปรอทวัดไข้



ภาพที่ 4.8 การทดลองวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ

4.6.2 ผลการทดลองวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ

ตารางที่ 4.5 ตารางบันทึกผลการทดลองวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ

ตำแหน่งที่ทำการวัดอุณหภูมิ ทำการวัดนาน 2 นาที	อุณหภูมิที่ได้จากปรอทวัดไข้ (องศาเซลเซียส)	อุณหภูมิที่ได้จากวงจร (องศาเซลเซียส)
ใต้คาง	36	36.5
รักแร้	37	36
ข้อพับแขน	35	35.5
อากาศ	26	25

4.6.3 ผลการทดลองวงจรตรวจวัดอุณหภูมิ

จากการทดลองจะเห็นว่าอุณหภูมิที่ได้จากวงจรและอุณหภูมิที่ได้จากปรอทวัดไข้ ซึ่งทำการวัดที่จุดต่าง ๆ ใกล้เคียงกัน จะมีค่าผิดพลาดไม่เกิน ± 0.5 องศาเซลเซียสเท่านั้น

บทที่ 5

บทสรุป ปัญหา แนวทางแก้ไข และการพัฒนา

5.1 บทสรุป

เครื่องวัดความดันโลหิต ตรวจจับการเต้นของชีพจรและวัดอุณหภูมิร่างกายระบบดิจิตอล ที่ได้พัฒนาสร้างขึ้นมา นี้ สามารถสรุปคุณสมบัติของเครื่องดังรายละเอียดต่อไปนี้

1. สามารถวัดความโลหิต โดยมีค่าความผิดพลาด ไม่เกิน $\pm 5\%$ และวัดอุณหภูมิร่างกาย ได้โดยมีค่าความผิดพลาด ไม่เกิน ± 0.5 องศา
2. ขนาดของเครื่องวัดมีขนาดกะทัดรัด สามารถเคลื่อนย้ายได้สะดวก
3. การแสดงผลเป็นแบบดิจิตอล โดยแสดงผลแยกเป็นส่วนๆ

จากการที่ทดลองใช้วัดความดันโลหิตจากหลายคน โดยเทียบกับการวัดที่ใช้เครื่องอะนาล็อก สปีก โมมา โนมิเตอร์ ปรากฏว่าค่าที่วัดได้นั้นมีค่าใกล้เคียงกันต่างกันเพียงเล็กน้อย ซึ่งในการใช้งานจริงค่าการวัดที่ต่างกันเพียงเล็กน้อยนี้ไม่ผลกับการตรวจวินิจฉัยโรค เพราะในการอ่านจริงจากเครื่องวัดความดันโลหิตแบบอนาลอกจะใช้ค่าที่อ่านได้โดยประมาณเท่านั้น ซึ่งก็ขึ้นอยู่กับ การอ่านของผู้วัด เครื่องวัดความดันโลหิตนี้สามารถแสดงผลได้ 3หลัก คือแสดงผลได้ 0 – 999 ค่า โดยหน่วยการวัดเป็น มิลลิเมตรปรอท แต่เนื่องจากว่าไม่สามารถป้อนลมเข้าคัพในขณะที่ทำการวัดได้เกิน 250 มิลลิเมตรปรอทได้เพราะจะทำให้ลัพรีดเซนเซอร์ของผู้ถูกวัดมากเกินไปอาจเป็นอันตรายต่อผู้ถูกวัดได้

ในส่วนของการวัดอุณหภูมิร่างกายก็สามารถวัดค่าออกมาได้ใกล้เคียงกับค่าที่วัดได้จากปรอทวัดไข้โดยมีค่าความผิดพลาด ± 0.5 องศาเซลเซียส

ในเรื่องของอุปกรณ์ เช่น ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ Instrument Amp, และตัวทรานสดิวเซอร์นั้นจะมีผลกับอุณหภูมิ คือเมื่ออุณหภูมิเกิดการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นหรือลดลงในปริมาณที่มากแล้วอาจทำให้ค่าของอุปกรณ์เกิดการเปลี่ยนแปลง จนทำให้การวัดเกิดการผิดพลาดไปมากเป็นเรื่องที่ค่อนข้างยากในการแก้ไข แต่ได้พยายามเลือกใช้ค่าอุปกรณ์ที่มีความผิดพลาดต่ำ เพื่อให้เกิดความผิดพลาดน้อยที่สุด

เครื่องวัดความดันโลหิต และวัดอุณหภูมิร่างกายระบบดิจิตอล ที่ได้พัฒนาสร้างขึ้นมาเป็นเครื่องต้นแบบ ได้ทำการทดสอบการใช้งานกับคนปกติ

5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข

จากการที่ทำการทดลองวงจรการทำงานของเครื่องวัดความดันโลหิต และวัดอุณหภูมิร่างกายระบบดิจิทัลทางคณะผู้จัดทำได้ทำการแยกปัญหาที่เกิดขึ้นออกเป็นส่วนๆ ดังนี้

1. ปัญหา ที่เกิดจากวงจรตรวจจับความดันโลหิตสูงและความดันโลหิตต่ำ เนื่องจากได้ใช้หูฟังเป็นตัวตรวจจับซึ่งต้องอาศัยการได้ยินของมนุษย์ จึงทำให้การวัดแต่ละคนมีค่าไม่เท่ากัน

แนวทางแก้ไข ในขณะที่ทำการวัดความดันโลหิต ผู้ที่ถูกวัดจะต้องอยู่นิ่งๆ เพื่อที่จะได้ผลจากการวัดที่ถูกต้อง

2. ปัญหา ในการปรับค่าเอาต์พุตของวงจรขยายทรานสดิวเซอร์เนื่องจากความไวของตัวต้านทานปรับค่าได้ที่ใช้มีความไวมากเกินไปทำให้การปรับค่าเป็นไปได้อย่าง

แนวทางแก้ไข เปลี่ยนตัวต้านทานปรับค่าได้ที่ใช้เป็นแบบทิมพอร์ดที่มีความไวในการปรับค่าน้อยกว่าชนิดธรรมดา

3. ปัญหา สัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายไฟทำให้การแสดงผลผิดพลาดมีการกระพริบของจอแสดงผล

แนวทางแก้ไข ทำการต่อคาปาซิเตอร์ค่า 0.1 μF 50 โวลต์เข้าที่ VCC ของ IC ทุกตัว

4. ปัญหา เกิดจากเซนเซอร์ที่ใช้วัดอุณหภูมิไม่สามารถวัดในที่เปียกชื้นและถอดทำความสะอาดได้

แนวทางแก้ไข ทำการห่อหุ้มตัวเซนเซอร์ให้มีลักษณะมิดชิดและนำไปใช้

5.3 แนวทางการพัฒนา

เนื่องจากเครื่องวัดความดันโลหิตและวัดอุณหภูมิร่างกายระบบดิจิทัลเครื่องนี้ ได้จัดทำวงจรการทำงานแยกออกเป็นส่วน ๆ แต่ละส่วนสามารถแยกออกจากกันได้ จึงเป็นการง่ายที่จะนำไปพัฒนาให้มีประสิทธิภาพให้สูงขึ้น ตัวอย่างเช่น ที่วงจรตรวจจับความดันด้านสูงและด้านต่ำ ถ้ามีวงจรที่สามารถตรวจจับได้แม่นยำกว่าก็สามารถนำมาเปลี่ยน แทนที่ได้ทันทีโดยไม่ต้องแก้วงจรใหม่ และในส่วนของการตรวจจับความดันสูงและความดันต่ำนั้นควรจะใช้ Sensor เป็นตัวตรวจจับแทนการใช้หูฟัง เพื่อให้ผลการวัดถูกต้องแม่นยำ และเป็นไปอย่างอัตโนมัติมากยิ่งขึ้น

บรรณานุกรม

1. ชัชวาล สุภเกษม, การเขียนโปรแกรมบนวินโดวส์ ด้วย Microsoft Visual Basic 6.0 ภาคปฏิบัติ, พิมพ์ครั้งที่ 1, บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น, 2542
2. ชีรวัฒน์ ประกอบผล, การพัฒนาไมโครคอนโทรลเลอร์ด้วยภาษาซี, พิมพ์ครั้งที่ 1, สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น), 2545
3. สุภชัย สมพานิช, สร้างระบบงานฐานข้อมูลด้วย Visual Basic 6.0 ฉบับโปรแกรมเมอร์, พิมพ์ครั้งที่ 1, สำนักพิมพ์ อินโฟเพรส, 2544
4. สมศักดิ์ กীরตวิมุติเศรษฐ์, หลักการและการใช้งาน เครื่องมือวัดอุตสาหกรรม, พิมพ์ครั้งที่ 15, สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น), 2543





ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



100 kPa On-Chip Temperature Compensated & Calibrated Silicon Pressure Sensors

The MPX2100 and MPX2101 series device is a silicon piezoresistive pressure sensors providing a highly accurate and linear voltage output — directly proportional to the applied pressure. The sensor is a single, monolithic silicon diaphragm with the strain gauge and a thin-film resistor network integrated on-chip. The chip is laser trimmed for precise span and offset calibration and temperature compensation.

Features

- Temperature Compensated Over 0°C to +85°C
- Unique Silicon Shear Stress Strain Gauge
- Easy to Use Chip Carrier Package Options
- Available in Absolute, Differential and Gauge Configurations
- Ratiometric to Supply Voltage
- ±0.25% Linearity (MPX2100D)

Application Examples

- Pump/Motor Controllers
- Robotics
- Level Indicators
- Medical Diagnostics
- Pressure Switching
- Barometers
- Altimeters

Figure 1 illustrates a block diagram of the internal circuitry on the stand-alone pressure sensor chip.

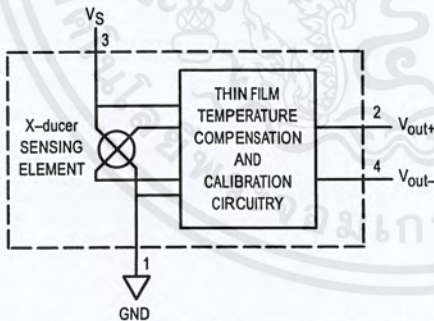


Figure 1. Temperature Compensated Pressure Sensor Schematic

VOLTAGE OUTPUT versus APPLIED DIFFERENTIAL PRESSURE

The differential voltage output of the X-ducer is directly proportional to the differential pressure applied.

The absolute sensor has a built-in reference vacuum. The output voltage will decrease as vacuum, relative to ambient, is drawn on the pressure (P1) side.

The output voltage of the differential or gauge sensor increases with increasing pressure applied to the pressure (P1) side relative to the vacuum (P2) side. Similarly, output voltage increases as increasing vacuum is applied to the vacuum (P2) side relative to the pressure (P1) side.

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

Senseon and X-ducer are trademarks of Motorola, Inc.

REV 6

**MPX2100
MPX2101
SERIES**
Motorola Preferred Device

0 to 100 kPa (0 to 14.5 psi)
40 mV FULL SCALE SPAN
(TYPICAL)

**BASIC CHIP
CARRIER ELEMENT
CASE 344-15, STYLE 1**

**DIFFERENTIAL
PORT OPTION
CASE 344C-01, STYLE 1**

NOTE: Pin 1 is the notched pin.

PIN NUMBER			
1	Gnd	3	V _S
2	+V _{out}	4	-V _{out}



MPX2100 MPX2101 SERIES

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Overpressure ⁽⁸⁾ (P1 > P2)	P _{max}	400	kPa
Burst Pressure ⁽⁸⁾ (P1 > P2)	P _{burst}	1000	kPa
Storage Temperature	T _{stg}	-40 to +125	°C
Operating Temperature	T _A	-40 to +125	°C

OPERATING CHARACTERISTICS (V_S = 10 Vdc, T_A = 25°C unless otherwise noted, P1 > P2)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	
Pressure Range ⁽¹⁾	P _{OP}	0	—	100	kPa	
Supply Voltage ⁽²⁾	V _S	—	10	16	Vdc	
Supply Current	I _o	—	6.0	—	mAdc	
Full Scale Span ⁽³⁾	MPX2100A, MPX2100D, MPX2101D MPX2101A	V _{FSS}	38.5	40	41.5	mV
			37.5	40	42.5	
Offset ⁽⁴⁾	MPX2100D, MPX2101D MPX2100A MPX2101A	V _{off}	-1.0	—	1.0	mV
			-2.0	—	2.0	
			-3.0	—	3.0	
Sensitivity	ΔV/ΔP	—	0.4	—	mV/kPa	
Linearity ⁽⁵⁾	MPX2100D MPX2100A MPX2101D MPX2101A	—	-0.25	—	0.25	%V _{FSS}
		—	-1.0	—	1.0	
		—	-0.5	—	0.5	
		—	-2.0	—	2.0	
Pressure Hysteresis ⁽⁵⁾ (0 to 100 kPa)	—	—	±0.1	—	%V _{FSS}	
Temperature Hysteresis ⁽⁵⁾ (-40°C to +125°C)	—	—	±0.5	—	%V _{FSS}	
Temperature Effect on Full Scale Span ⁽⁵⁾	TCV _{FSS}	-1.0	—	1.0	%V _{FSS}	
Temperature Effect on Offset ⁽⁵⁾	TCV _{off}	-1.0	—	1.0	mV	
Input Impedance	Z _{in}	1000	—	2500	Ω	
Output Impedance	Z _{out}	1400	—	3000	Ω	
Response Time ⁽⁶⁾ (10% to 90%)	t _R	—	1.0	—	ms	
Warm-Up	—	—	20	—	ms	
Offset Stability ⁽⁹⁾	—	—	±0.5	—	%V _{FSS}	

MECHANICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Weight (Basic Element Case 344-15)	—	—	2.0	—	Grams
Common Mode Line Pressure ⁽⁷⁾	—	—	—	690	kPa

NOTES:

- 1.0 kPa (kiloPascal) equals 0.145 psi.
- Device is ratiometric within this specified excitation range. Operating the device above the specified excitation range may induce additional error due to device self-heating.
- Full Scale Span (V_{FSS}) is defined as the algebraic difference between the output voltage at full rated pressure and the output voltage at the minimum rated pressure.
- Offset (V_{off}) is defined as the output voltage at the minimum rated pressure.
- Accuracy (error budget) consists of the following:
 - Linearity: Output deviation from a straight line relationship with pressure, using end point method, over the specified pressure range.
 - Temperature Hysteresis: Output deviation at any temperature within the operating temperature range, after the temperature is cycled to and from the minimum or maximum operating temperature points, with zero differential pressure applied.
 - Pressure Hysteresis: Output deviation at any pressure within the specified range, when this pressure is cycled to and from the minimum or maximum rated pressure, at 25°C.
 - TcSpan: Output deviation at full rated pressure over the temperature range of 0 to 85°C, relative to 25°C.
 - TcOffset: Output deviation with minimum rated pressure applied, over the temperature range of 0 to 85°C, relative to 25°C.
- Response Time is defined as the time for the incremental change in the output to go from 10% to 90% of its final value when subjected to a specified step change in pressure.
- Common mode pressures beyond specified may result in leakage at the case-to-lead interface.
- Exposure beyond these limits may cause permanent damage or degradation to the device.
- Offset stability is the product's output deviation when subjected to 1000 hours of Pulsed Pressure, Temperature Cycling with Bias Test.

LINEARITY

Linearity refers to how well a transducer's output follows the equation: $V_{out} = V_{off} + \text{sensitivity} \times P$ over the operating pressure range. There are two basic methods for calculating nonlinearity: (1) end point straight line fit (see Figure 2) or (2) a least squares best line fit. While a least squares fit gives the "best case" linearity error (lower numerical value), the calculations required are burdensome.

Conversely, an end point fit will give the "worst case" error (often more desirable in error budget calculations) and the calculations are more straightforward for the user. Motorola's specified pressure sensor linearities are based on the end point straight line method measured at the midrange pressure.

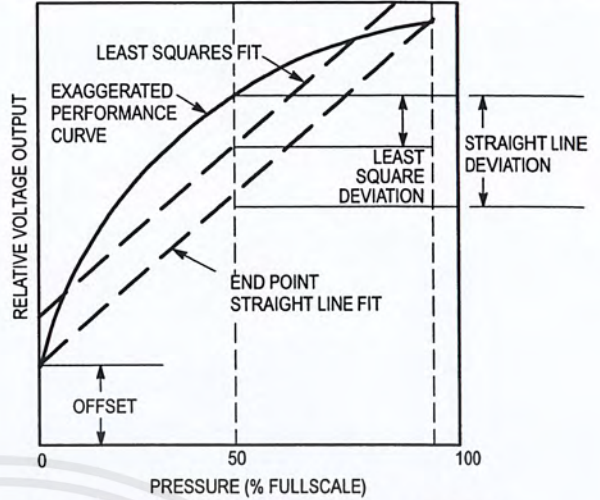


Figure 2. Linearity Specification Comparison

ON-CHIP TEMPERATURE COMPENSATION and CALIBRATION

Figure 3 shows the output characteristics of the MPX2100 series at 25°C. The output is directly proportional to the differential pressure and is essentially a straight line.

The effects of temperature on Full Scale Span and Offset are very small and are shown under Operating Characteristics.

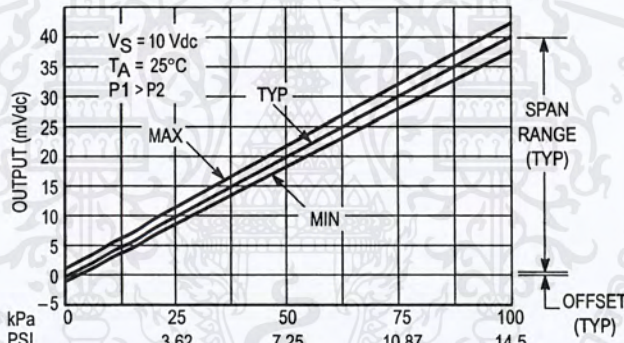


Figure 3. Output versus Pressure Differential

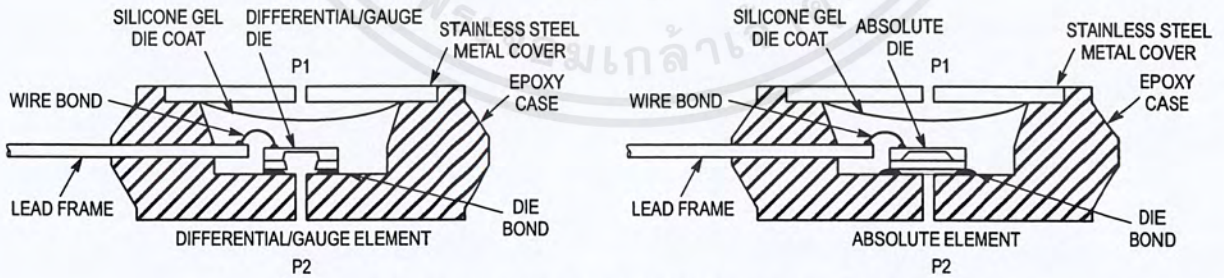


Figure 4. Cross-Sectional Diagrams (Not to Scale)

Figure 4 illustrates the absolute sensing configuration (right) and the differential or gauge configuration in the basic chip carrier (Case 344-15). A silicone gel isolates the die surface and wire bonds from the environment, while allowing the pressure signal to be transmitted to the silicon diaphragm.

The MPX2100 series pressure sensor operating characteristics and internal reliability and qualification tests are based on use of dry air as the pressure media. Media other than dry air may have adverse effects on sensor performance and long term reliability. Contact the factory for information regarding media compatibility in your application.

MPX2100 MPX2101 SERIES

PRESSURE (P1)/VACUUM (P2) SIDE IDENTIFICATION TABLE

Motorola designates the two sides of the pressure sensor as the Pressure (P1) side and the Vacuum (P2) side. The Pressure (P1) side is the side containing the silicone gel which isolates the die. The differential or gauge sensor is designed to operate with positive differential pressure

applied, $P1 > P2$. The absolute sensor is designed for vacuum applied to P1 side.

The Pressure (P1) side may be identified by using the table below:

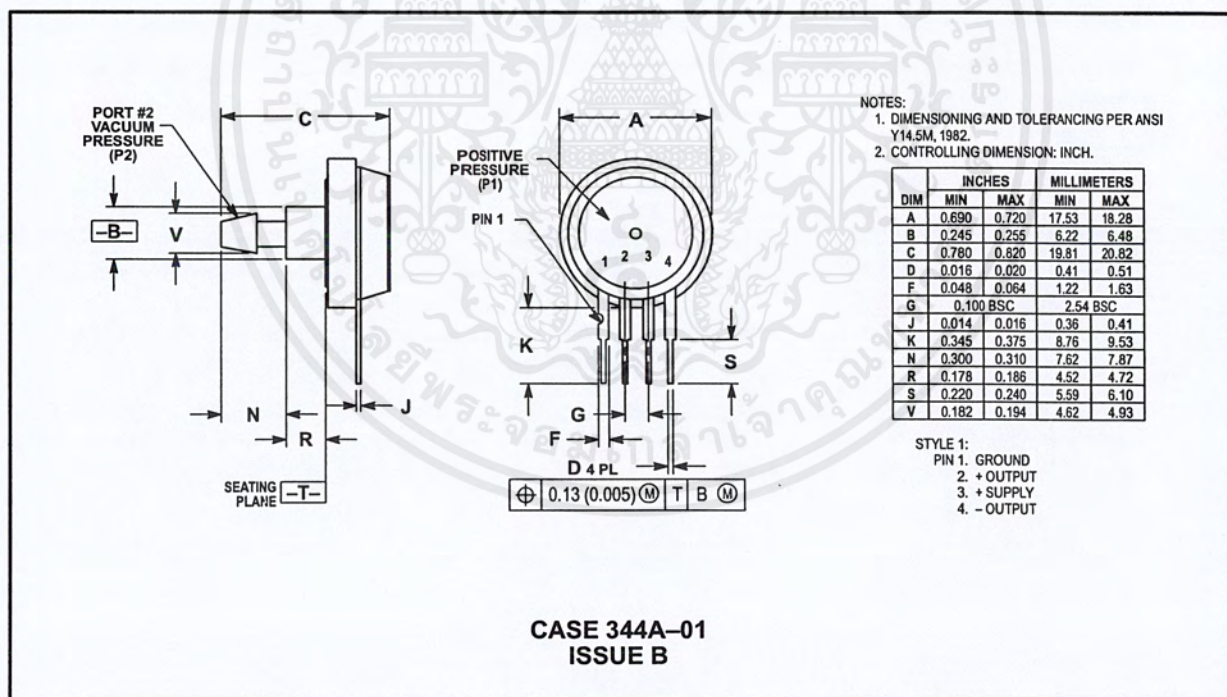
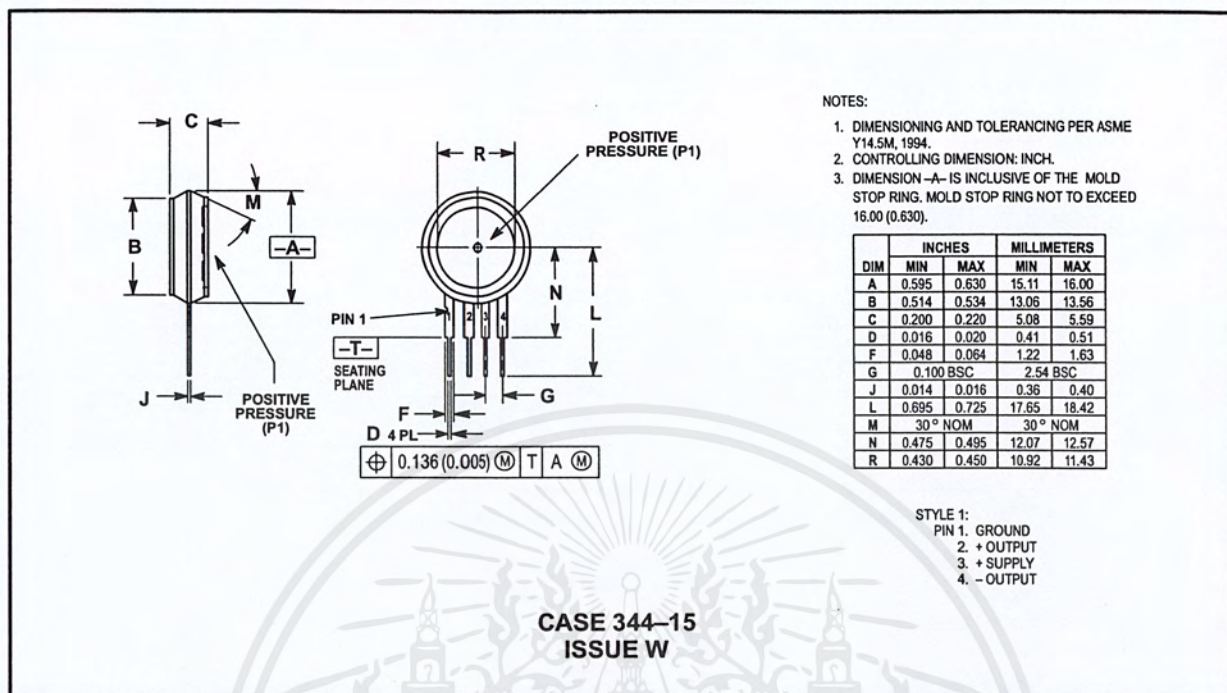
Part Number				Case Type	Pressure (P1) Side Identifier
MPX2100A	MPX2100D	MPX2101A		344-15	Stainless Steel Cap
MPX2100DP		MPX2101DP		344C-01	Side with Part Marking
MPX2100AP	MPX2100GP	MPX2101AP	MPX2101GP	344B-01	Side with Port Attached
MPX2100GVP		MPX2101GVP		344D-01	Stainless Steel Cap
MPX2100AS				344E-01	Side with Port Attached
MPX2100GVS				344A-01	Stainless Steel Cap
MPX2100ASX	MPX2100GSX		MPX2101GSX	344F-01	Side with Port Attached
MPX2100GVSX				344G-01	Stainless Steel Cap

ORDERING INFORMATION

MPX2100 series pressure sensors are available in absolute, differential and gauge configurations. Devices are available in the basic element package or with pressure port fittings which provide printed circuit board mounting ease and barbed hose pressure connections.

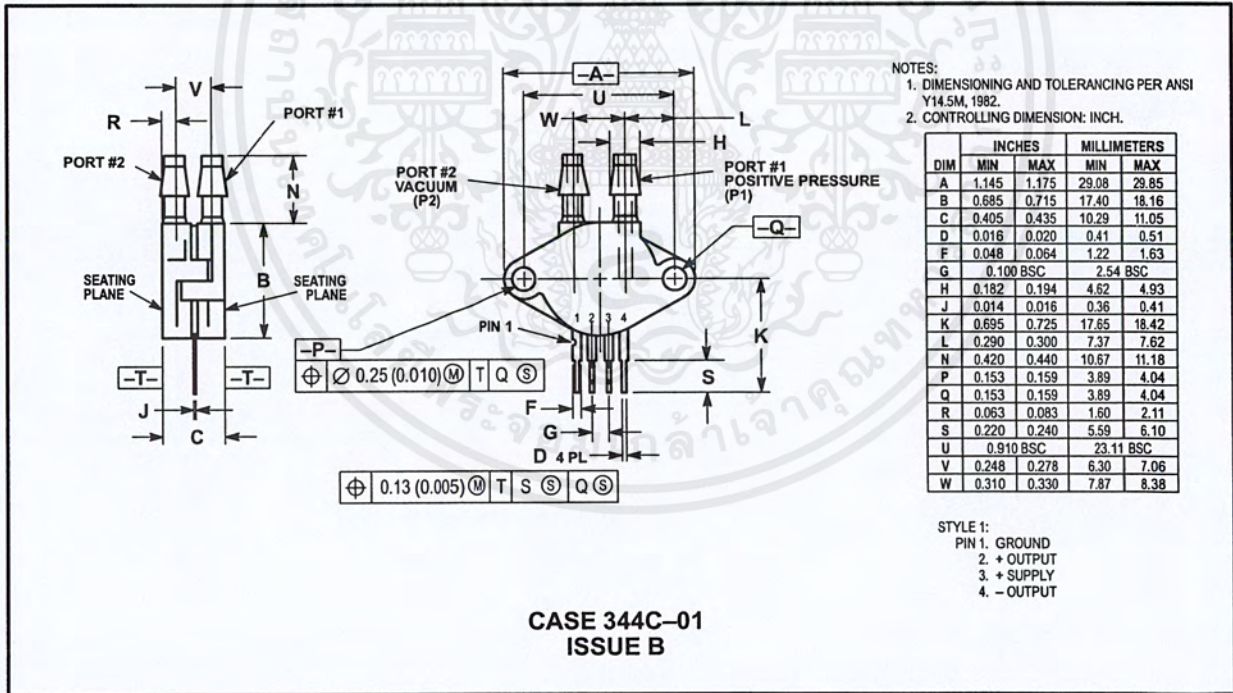
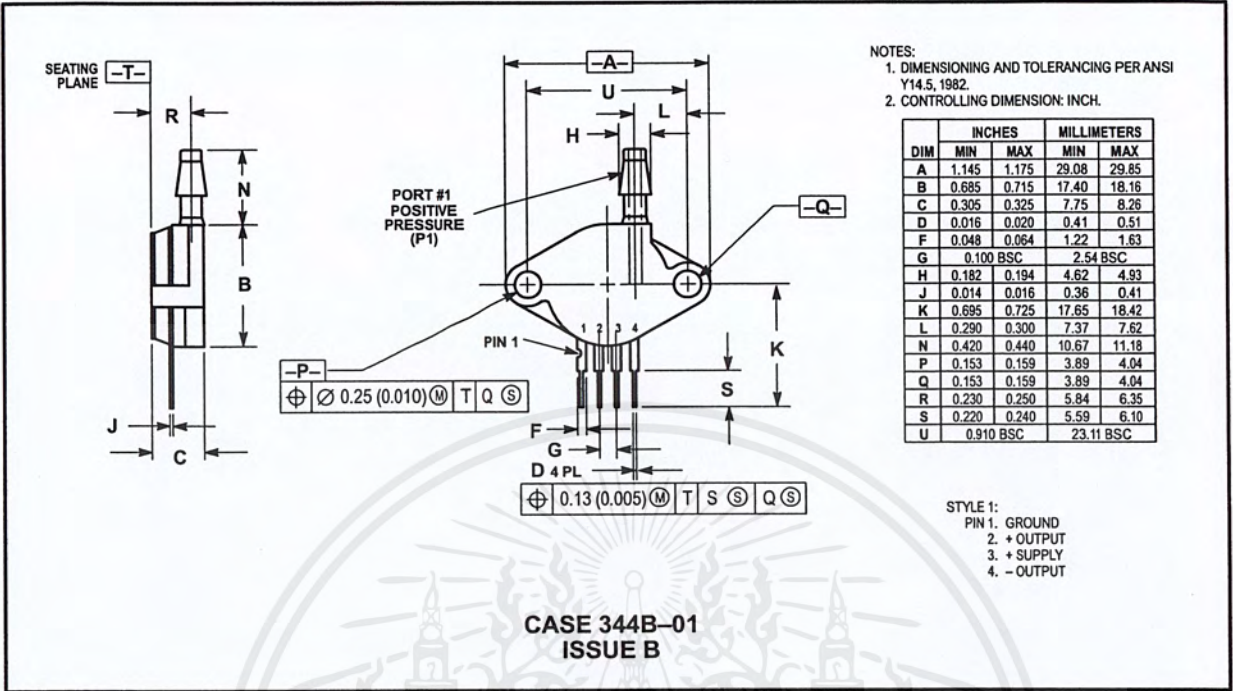
Device Type	Options	Case Type	MPX Series	
			Order Number	Device Marking
Basic Element	Absolute, Differential	Case 344-15	MPX2100A MPX2100D MPX2101A	MPX2100A MPX2100D MPX2101A
Ported Elements	Differential	Case 344C-01	MPX2100DP MPX2101DP	MPX2100DP MPX2101DP
	Absolute, Gauge	Case 344B-01	MPX2100AP MPX2100GP MPX2101AP MPX2101GP	MPX2100AP MPX2100GP MPX2101AP MPX2101GP
	Gauge Vacuum	Case 344D-01	MPX2100GVP MPX2101GVP	MPX2100GVP MPX2101GVP
	Absolute, Gauge Stove Pipe	Case 344E-01	MPX2100AS MPX2100GS	MPX2100A MPX2100D
	Gauge Vacuum Stove Pipe	Case 344A-01	MPX2100GVS	MPX2100D
	Absolute, Gauge Axial	Case 344F-01	MPX2100ASX MPX2100GSX MPX2101GSX	MPX2100A MPX2100D MPX2101D
	Gauge Vacuum Axial	Case 344G-01	MPX2100GVSX	MPX2100D

PACKAGE DIMENSIONS



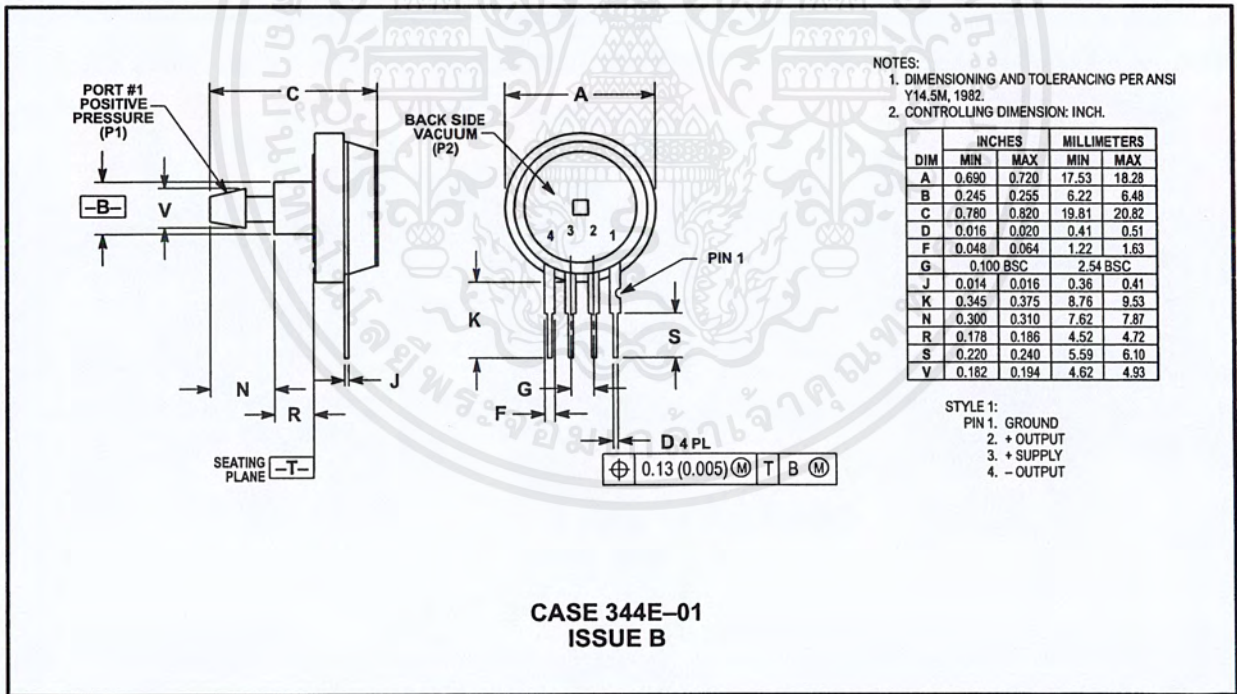
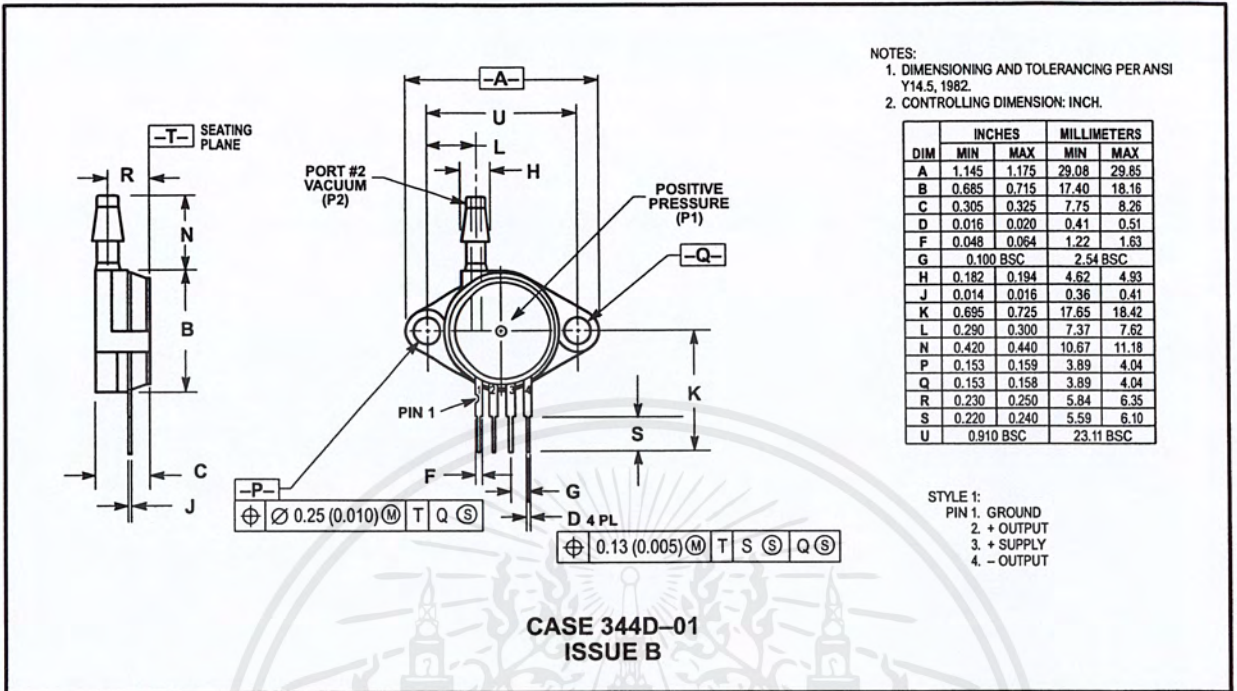
MPX2100 MPX2101 SERIES

PACKAGE DIMENSIONS — CONTINUED



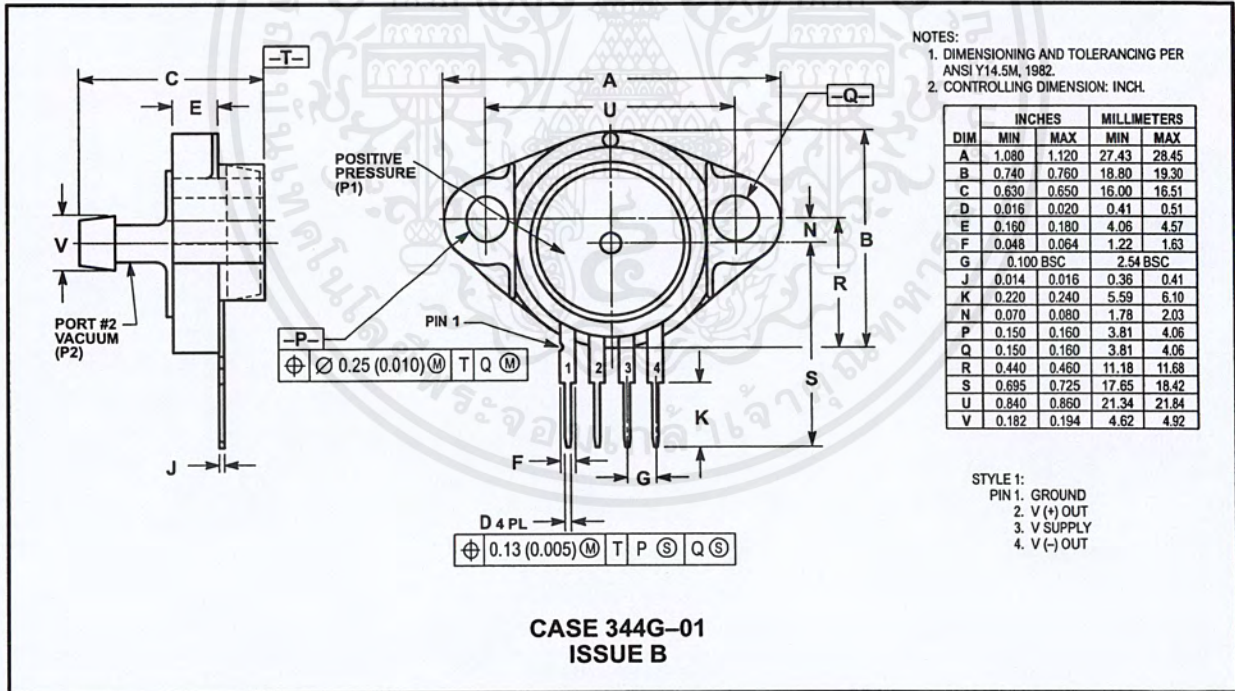
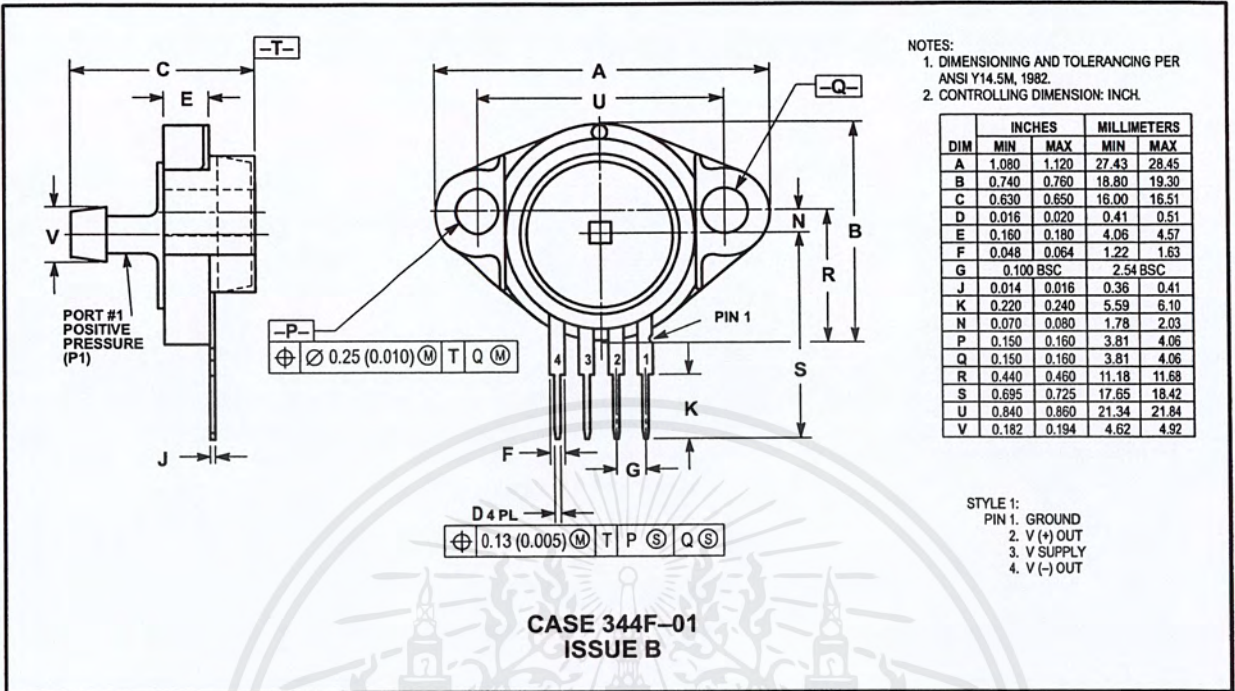
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PACKAGE DIMENSIONS — CONTINUED




MPX2100 MPX2101 SERIES

PACKAGE DIMENSIONS — CONTINUED





Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

FEATURES

Low Noise: 0.3 μV p-p 0.1 Hz to 10 Hz
Low Nonlinearity: 0.003% ($G = 1$)
High CMRR: 120 dB ($G = 1000$)
Low Offset Voltage: 50 μV
Low Offset Voltage Drift: 0.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Gain Bandwidth Product: 25 MHz
Pin Programmable Gains of 1, 10, 100, 1000
Input Protection, Power On–Power Off
No External Components Required
Internally Compensated
MIL-STD-883B and Chips Available
16-Lead Ceramic DIP and SOIC Packages and
20-Terminal Leadless Chip Carriers Available
Available in Tape and Reel in Accordance
with EIA-481A Standard
Standard Military Drawing Also Available

PRODUCT DESCRIPTION

The AD524 is a precision monolithic instrumentation amplifier designed for data acquisition applications requiring high accuracy under worst-case operating conditions. An outstanding combination of high linearity, high common mode rejection, low offset voltage drift and low noise makes the AD524 suitable for use in many data acquisition systems.

The AD524 has an output offset voltage drift of less than 25 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, input offset voltage drift of less than 0.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, CMR above 90 dB at unity gain (120 dB at $G = 1000$) and maximum nonlinearity of 0.003% at $G = 1$. In addition to the outstanding dc specifications, the AD524 also has a 25 kHz gain bandwidth product ($G = 1000$). To make it suitable for high speed data acquisition systems the AD524 has an output slew rate of 5 $\text{V}/\mu\text{s}$ and settles in 15 μs to 0.01% for gains of 1 to 100.

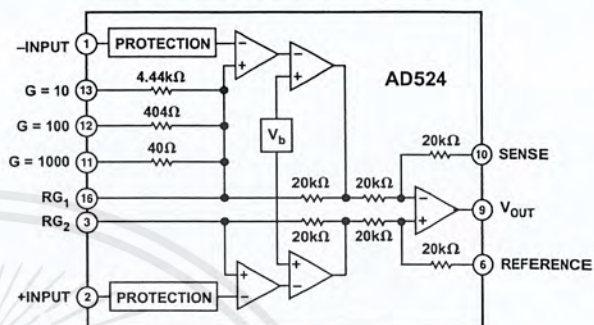
As a complete amplifier the AD524 does not require any external components for fixed gains of 1, 10, 100 and 1000. For other gain settings between 1 and 1000 only a single resistor is required. The AD524 input is fully protected for both power-on and power-off fault conditions.

The AD524 IC instrumentation amplifier is available in four different versions of accuracy and operating temperature range. The economical "A" grade, the low drift "B" grade and lower drift, higher linearity "C" grade are specified from -25°C to $+85^\circ\text{C}$. The "S" grade guarantees performance to specification over the extended temperature range -55°C to $+125^\circ\text{C}$. Devices are available in 16-lead ceramic DIP and SOIC packages and a 20-terminal leadless chip carrier.

REV. E

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PRODUCT HIGHLIGHTS

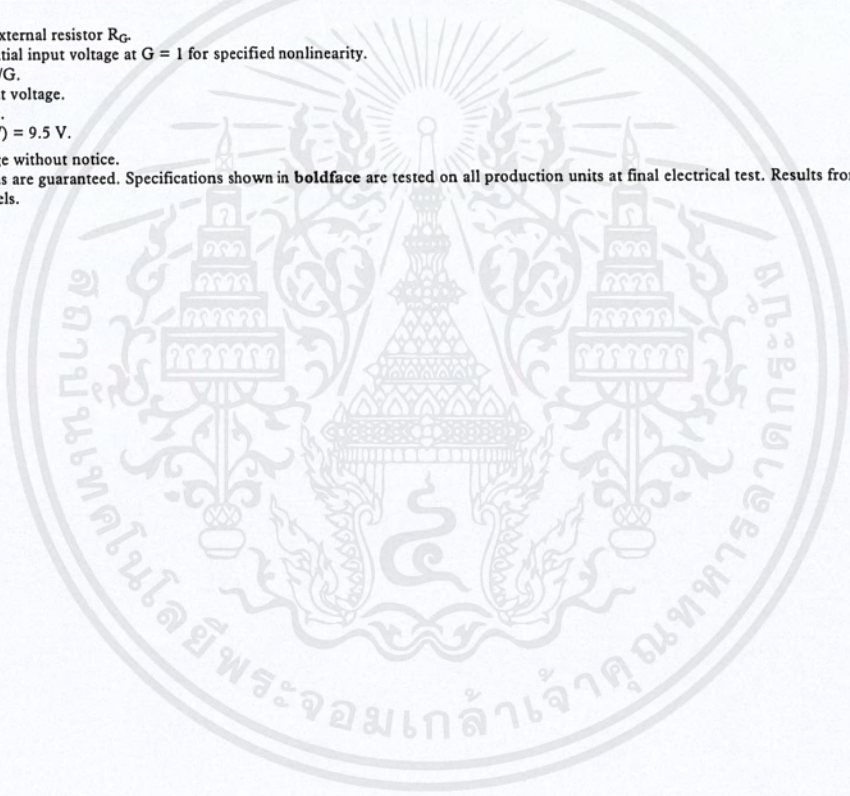
1. The AD524 has guaranteed low offset voltage, offset voltage drift and low noise for precision high gain applications.
2. The AD524 is functionally complete with pin programmable gains of 1, 10, 100 and 1000, and single resistor programmable for any gain.
3. Input and output offset nulling terminals are provided for very high precision applications and to minimize offset voltage changes in gain ranging applications.
4. The AD524 is input protected for both power-on and power-off fault conditions.
5. The AD524 offers superior dynamic performance with a gain bandwidth product of 25 MHz, full power response of 75 kHz and a settling time of 15 μs to 0.01% of a 20 V step ($G = 100$).

AD524—SPECIFICATIONS (@ $V_S = \pm 15\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ and $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Model	AD524A			AD524B			AD524C			AD524S			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN													
Gain Equation (External Resistor Gain Programming)	$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			
Gain Range (Pin Programmable)	1 to 1000			1 to 1000			1 to 1000			1 to 1000			
Gain Error ¹													
G = 1			±0.05			±0.03			±0.02			±0.05	%
G = 10			±0.25			±0.15			±0.1			±0.25	%
G = 100			±0.5			±0.35			±0.25			±0.5	%
G = 1000			±2.0			±1.0			±0.5			±2.0	%
Nonlinearity													
G = 1			±0.01			±0.005			±0.003			±0.01	%
G = 10, 100			±0.01			±0.005			±0.003			±0.01	%
G = 1000			±0.01			±0.01			±0.01			±0.01	%
Gain vs. Temperature													
G = 1			5			5			5			5	ppm/°C
G = 10			15			10			10			10	ppm/°C
G = 100			35			25			25			25	ppm/°C
G = 1000			100			50			50			50	ppm/°C
VOLTAGE OFFSET (May be Nulled)													
Input Offset Voltage vs. Temperature			250			100			50			100	μV
Output Offset Voltage vs. Temperature			5			3			2.0			3.0	mV
Offset Referred to the Input vs. Supply			100			50			25			50	μV/°C
G = 1	70			75			80			75			dB
G = 10	85			95			100			95			dB
G = 100	95			105			110			105			dB
G = 1000	100			110			115			110			dB
INPUT CURRENT													
Input Bias Current vs. Temperature			±50			±25			±15			±50	nA
Input Offset Current vs. Temperature			±100			±100			±100			±100	pA/°C
			±35			±15			±10			±35	nA
			±100			±100			±100			±100	pA/°C
INPUT													
Input Impedance													
Differential Resistance			10^9			10^9			10^9			10^9	Ω
Differential Capacitance			10			10			10			10	pF
Common-Mode Resistance			10^9			10^9			10^9			10^9	Ω
Common-Mode Capacitance			10			10			10			10	pF
Input Voltage Range													
Max Differ. Input Linear (V_{DL}) ²			±10			±10			±10			±10	V
Max Common-Mode Linear (V_{CM})			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_D \right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_D \right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_D \right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_D \right)$	V
Common-Mode Rejection dc to 60 Hz with 1 kΩ Source Imbalance													
G = 1	70			75			80			70			dB
G = 10	90			95			100			90			dB
G = 100	100			105			110			100			dB
G = 1000	110			115			120			110			dB
OUTPUT RATING													
V_{OUT} , $R_L = 2\text{ k}\Omega$			±10			±10			±10			±10	V
DYNAMIC RESPONSE													
Small Signal - 3 dB													
G = 1			1			1			1			1	MHz
G = 10			400			400			400			400	kHz
G = 100			150			150			150			150	kHz
G = 1000			25			25			25			25	kHz
Slew Rate			5.0			5.0			5.0			5.0	V/μs
Settling Time to 0.01%, 20 V Step													
G = 1 to 100			15			15			15			15	μs
G = 1000			75			75			75			75	μs
NOISE													
Voltage Noise, 1 kHz													
R.T.I.			7			7			7			7	nV/√Hz
R.T.O.			90			90			90			90	nV/√Hz
R.T.I., 0.1 Hz to 10 Hz													
G = 1			15			15			15			15	μV p-p
G = 10			2			2			2			2	μV p-p
G = 100, 1000			0.3			0.3			0.3			0.3	μV p-p
Current Noise													
0.1 Hz to 10 Hz			60			60			60			60	pA p-p

Model	AD524A			AD524B			AD524C			AD524S			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
SENSE INPUT													
R_{IN}		20			20			20			20		$k\Omega \pm 20\%$
I_{IN}		15			15			15			15		μA
Voltage Range	± 10			± 10			± 10			± 10			V
Gain to Output		1			1			1			1		%
REFERENCE INPUT													
R_{IN}		40			40			40			40		$k\Omega \pm 20\%$
I_{IN}		15			15			15			15		μA
Voltage Range	± 10			± 10			10			10			V
Gain to Output		1			1			1			1		%
TEMPERATURE RANGE													
Specified Performance	-25		+85	-25		+85	-25		+85	-55		+125	$^{\circ}C$
Storage	-65		+150	-65		+150	-65		+150	-65		+150	$^{\circ}C$
POWER SUPPLY													
Power Supply Range	± 6	± 15	± 18	± 6	± 15	± 18	± 6	± 15	± 18	± 6	± 15	± 18	V
Quiescent Current		3.5	5.0		3.5	5.0		3.5	5.0		3.5	5.0	mA

NOTES
¹ Does not include effects of external resistor R_G .
² V_{OL} is the maximum differential input voltage at $G = 1$ for specified nonlinearity.
 V_{DL} at the maximum = 10 V/G.
 V_D = Actual differential input voltage.
 Example: $G = 10$, $V_D = 0.50$.
 $V_{CM} = 12\text{ V} - (10/2 \times 0.50\text{ V}) = 9.5\text{ V}$.
 Specification subject to change without notice.
 All min and max specifications are guaranteed. Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels.



AD524

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

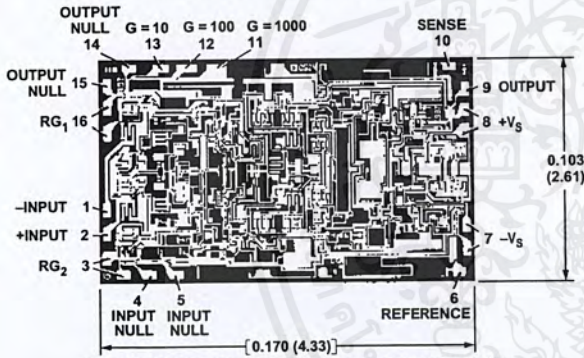
Supply Voltage	±18 V
Internal Power Dissipation	450 mW
Input Voltage ²	
(Either Input Simultaneously) $ V_{IN} + V_S $	<36 V
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range	
(R)	-65°C to +125°C
(D, E)	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	
AD524A/B/C	-25°C to +85°C
AD524S	-55°C to +125°C
Lead Temperature (Soldering 60 secs)	+300°C

NOTES

- Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.
- Max input voltage specification refers to maximum voltage to which either input terminal may be raised with or without device power applied. For example, with ±18 volt supplies max V_{IN} is ±18 volts, with zero supply voltage max V_{IN} is ±36 volts.

METALIZATION PHOTOGRAPH

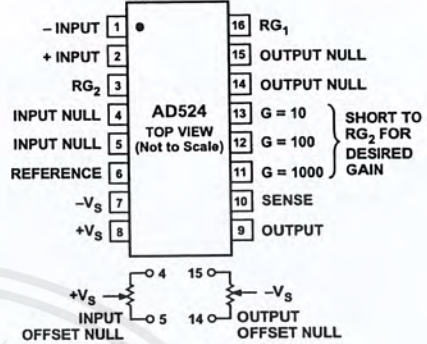
Contact factory for latest dimensions.
Dimensions shown in inches and (mm).



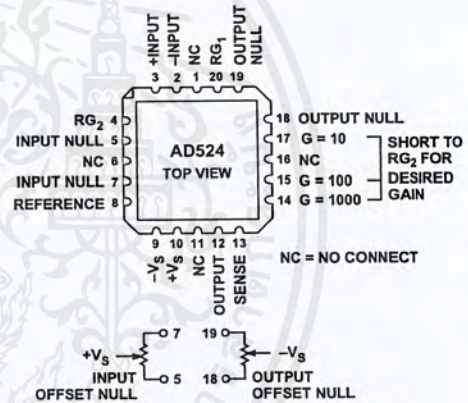
PAD NUMBERS CORRESPOND TO PIN NUMBERS FOR THE D-16 AND R-16 16-PIN CERAMIC PACKAGES.

CONNECTION DIAGRAMS

Ceramic (D) and SOIC (R) Packages



Leadless Chip Carrier



ORDERING GUIDE

Model	Temperature Ranges	Package Descriptions	Package Options
AD524AD	-40°C to +85°C	16-Lead Ceramic DIP	D-16
AD524AE	-40°C to +85°C	20-Terminal Leadless Chip Carrier	E-20A
AD524AR-16	-40°C to +85°C	16-Lead Gull-Wing SOIC	R-16
AD524AR-16-REEL	-40°C to +85°C	Tape & Reel Packaging 13"	
AD524AR-16-REEL7	-40°C to +85°C	Tape & Reel Packaging 7"	
AD524BD	-40°C to +85°C	16-Lead Ceramic DIP	D-16
AD524BE	-40°C to +85°C	20-Terminal Leadless Chip Carrier	E-20A
AD524CD	-40°C to +85°C	16-Lead Ceramic DIP	D-16
AD524SD	-55°C to +125°C	16-Lead Ceramic DIP	D-16
AD524SD/883B	-55°C to +125°C	16-Lead Ceramic DIP	D-16
5962-8853901EA*	-55°C to +125°C	16-Lead Ceramic DIP	D-16
AD524SE/883B	-55°C to +125°C	20-Terminal Leadless Chip Carrier	E-20A
AD524SCHIPS	-55°C to +125°C	Die	

*Refer to official DESC drawing for tested specifications.

CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD524 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



AD524—Typical Characteristics

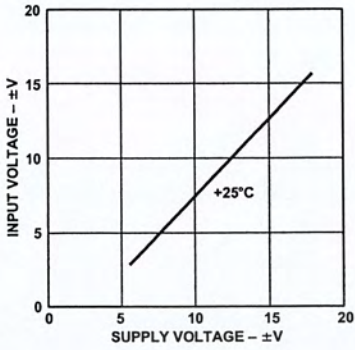


Figure 1. Input Voltage Range vs. Supply Voltage, $G = 1$

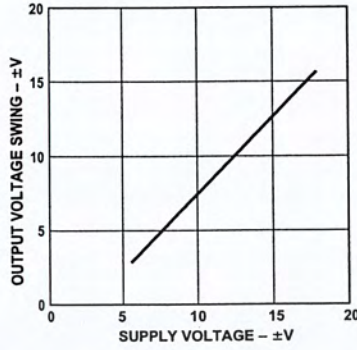


Figure 2. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

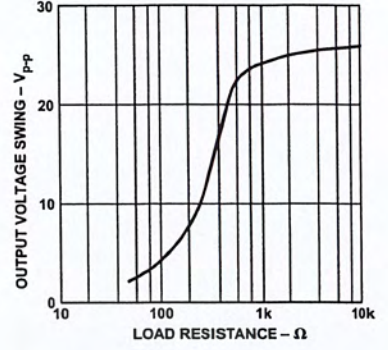


Figure 3. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

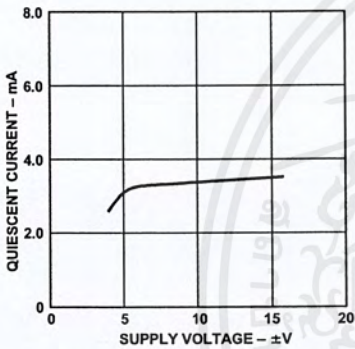


Figure 4. Quiescent Current vs. Supply Voltage

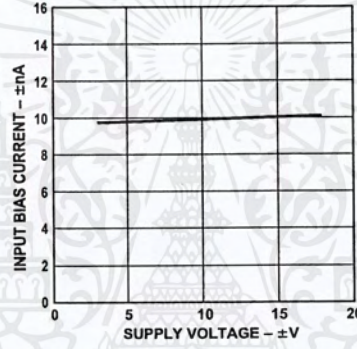


Figure 5. Input Bias Current vs. Supply Voltage

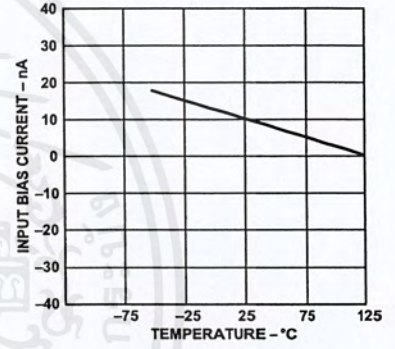


Figure 6. Input Bias Current vs. Temperature

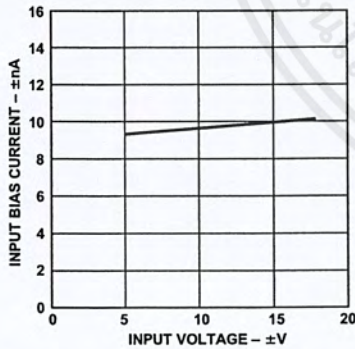


Figure 7. Input Bias Current vs. Input Voltage

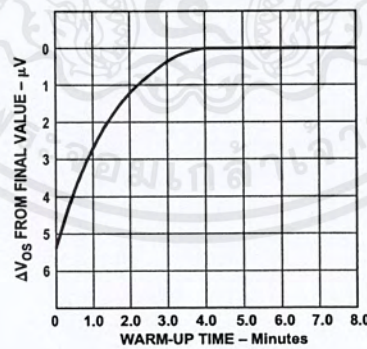


Figure 8. Offset Voltage, RTI, Turn On Drift

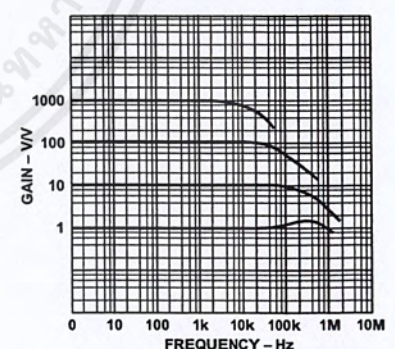


Figure 9. Gain vs. Frequency

AD524

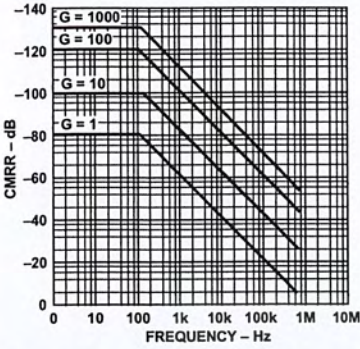


Figure 10. CMRR vs. Frequency RTI, Zero to 1k Source Imbalance

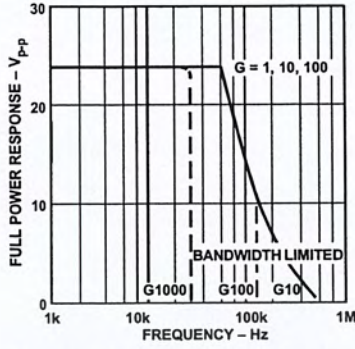


Figure 11. Large Signal Frequency Response

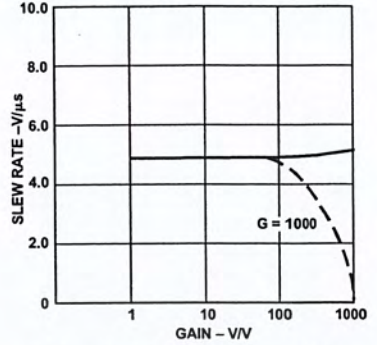


Figure 12. Slew Rate vs. Gain

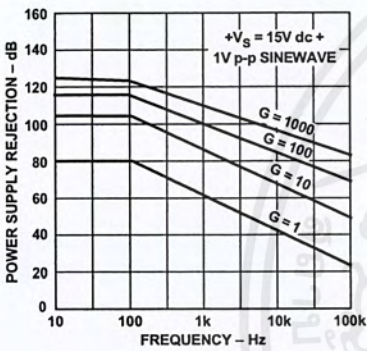


Figure 13. Positive PSRR vs. Frequency

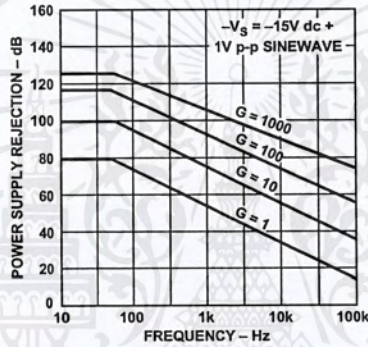


Figure 14. Negative PSRR vs. Frequency

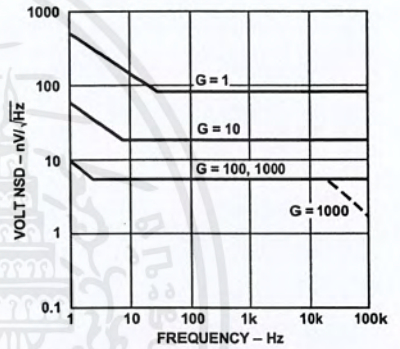


Figure 15. RTI Noise Spectral Density vs. Gain

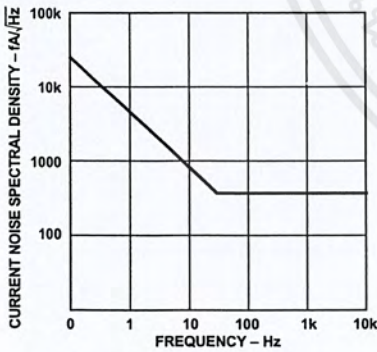


Figure 16. Input Current Noise vs. Frequency

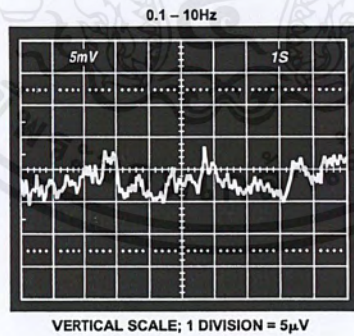


Figure 17. Low Frequency Noise - G = 1 (System Gain = 1000)

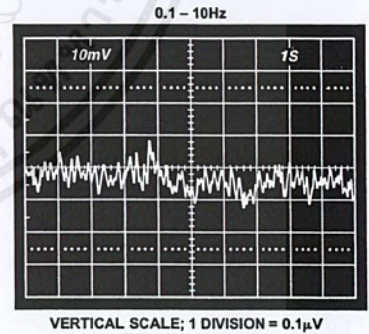


Figure 18. Low Frequency Noise - G = 1000 (System Gain = 100,000)

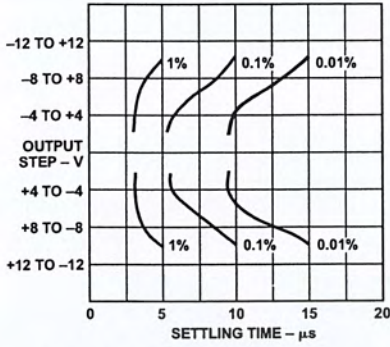


Figure 19. Settling Time Gain = 1

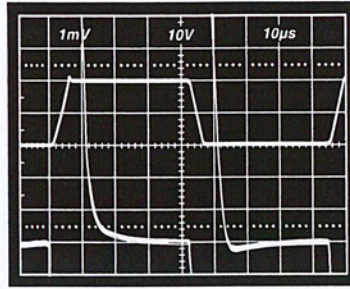


Figure 20. Large Signal Pulse Response and Settling Time - $G = 1$

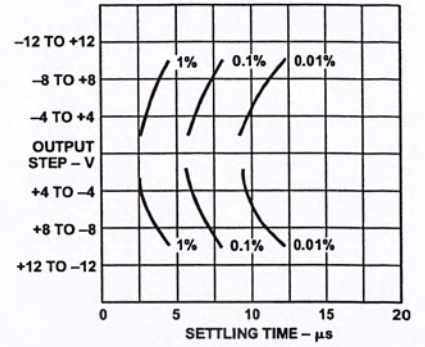


Figure 21. Settling Time Gain = 10

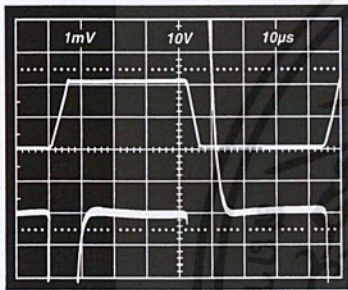


Figure 22. Large Signal Pulse Response and Settling Time $G = 10$

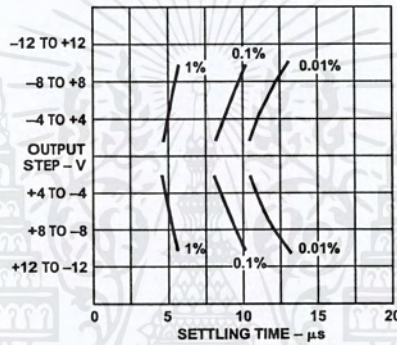


Figure 23. Settling Time Gain = 100

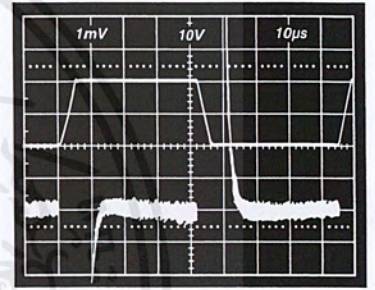


Figure 24. Large Signal Pulse Response and Settling Time $G = 100$

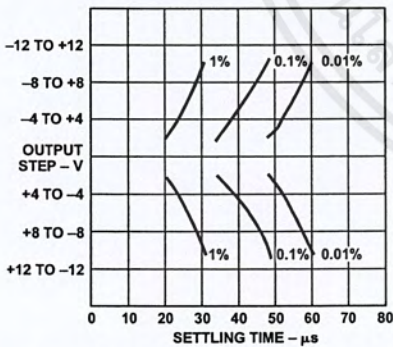


Figure 25. Settling Time Gain = 1000

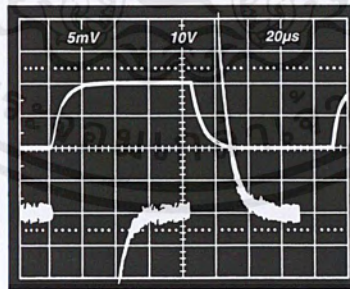


Figure 26. Large Signal Pulse Response and Settling Time $G = 1000$

AD524

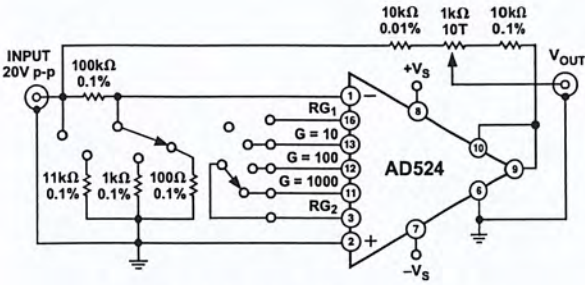


Figure 27. Settling Time Test Circuit

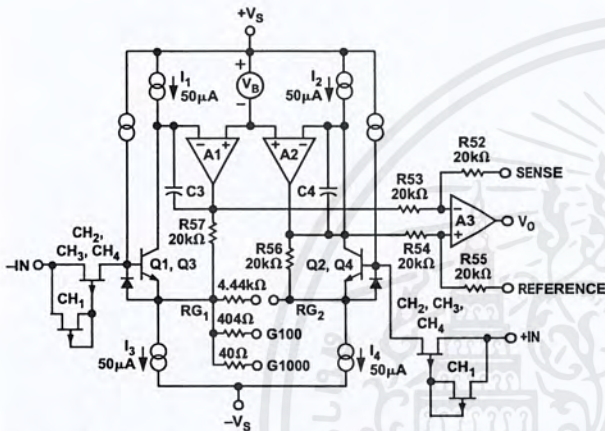


Figure 28 Simplified Circuit of Amplifier; Gain Is Defined as $((R56 + R57)/(R_G)) + 1$. For a Gain of 1, R_G Is an Open Circuit

Theory of Operation

The AD524 is a monolithic instrumentation amplifier based on the classic 3 op amp circuit. The advantage of monolithic construction is the closely matched components that enhance the performance of the input preamp. The preamp section develops the programmed gain by the use of feedback concepts. The programmed gain is developed by varying the value of R_G (smaller values increase the gain) while the feedback forces the collector currents Q1, Q2, Q3 and Q4 to be constant, which impresses the input voltage across R_G .

As R_G is reduced to increase the programmed gain, the transconductance of the input preamp increases to the transconductance of the input transistors. This has three important advantages. First, this approach allows the circuit to achieve a very high open loop gain of 3×10^8 at a programmed gain of 1000, thus reducing gain-related errors to a negligible 30 ppm. Second, the gain bandwidth product, which is determined by C3 or C4 and the input transconductance, reaches 25 MHz. Third, the input voltage noise reduces to a value determined by the collector current of the input transistors for an RTI noise of $7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at $G = 1000$.

INPUT PROTECTION

As interface amplifiers for data acquisition systems, instrumentation amplifiers are often subjected to input overloads, i.e., voltage levels in excess of the full scale for the selected gain range. At low gains, 10 or less, the gain resistor acts as a current limiting element in series with the inputs. At high gains the lower value of R_G will not adequately protect the inputs from excessive currents. Standard practice would be to place series limiting resistors in each input, but to limit input current to below 5 mA with a full differential overload (36 V) would require over 7k of resistance which would add $10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ of noise. To provide both input protection and low noise a special series protect FET was used.

A unique FET design was used to provide a bidirectional current limit, thereby, protecting against both positive and negative overloads. Under nonoverload conditions, three channels CH_2 , CH_3 , CH_4 , act as a resistance ($\approx 1 \text{ k}\Omega$) in series with the input as before. During an overload in the positive direction, a fourth channel, CH_1 , acts as a small resistance ($\approx 3 \text{ k}\Omega$) in series with the gate, which draws only the leakage current, and the FET limits I_{DSS} . When the FET enhances under a negative overload, the gate current must go through the small FET formed by CH_1 and when this FET goes into saturation, the gate current is limited and the main FET will go into controlled enhancement. The bidirectional limiting holds the maximum input current to 3 mA over the 36 V range.

INPUT OFFSET AND OUTPUT OFFSET

Voltage offset specifications are often considered a figure of merit for instrumentation amplifiers. While initial offset may be adjusted to zero, shifts in offset voltage due to temperature variations will cause errors. Intelligent systems can often correct for this factor with an autozero cycle, but there are many small-signal high-gain applications that don't have this capability.

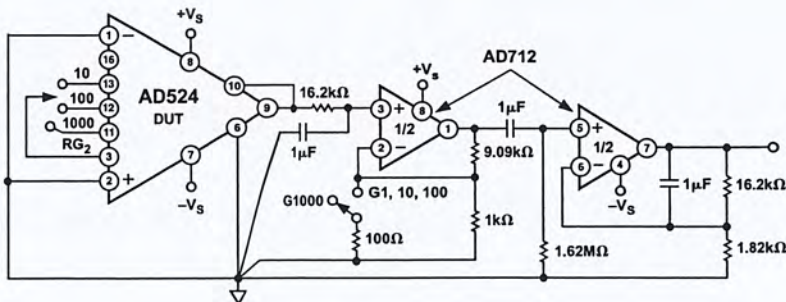


Figure 29. Noise Test Circuit

Voltage offset and drift comprise two components each; input and output offset and offset drift. Input offset is that component of offset that is directly proportional to gain i.e., input offset as measured at the output at $G = 100$ is 100 times greater than at $G = 1$. Output offset is independent of gain. At low gains, output offset drift is dominant, while at high gains input offset drift dominates. Therefore, the output offset voltage drift is normally specified as drift at $G = 1$ (where input effects are insignificant), while input offset voltage drift is given by drift specification at a high gain (where output offset effects are negligible). All input-related numbers are referred to the input (RTI) which is to say that the effect on the output is "G" times larger. Voltage offset vs. power supply is also specified at one or more gain settings and is also RTI.

By separating these errors, one can evaluate the total error independent of the gain setting used. In a given gain configuration both errors can be combined to give a total error referred to the input (R.T.I.) or output (R.T.O.) by the following formula:

$$\text{Total Error R.T.I.} = \text{input error} + (\text{output error}/\text{gain})$$

$$\text{Total Error R.T.O.} = (\text{Gain} \times \text{input error}) + \text{output error}$$

As an illustration, a typical AD524 might have a $+250 \mu\text{V}$ output offset and a $-50 \mu\text{V}$ input offset. In a unity gain configuration, the total output offset would be $200 \mu\text{V}$ or the sum of the two. At a gain of 100, the output offset would be -4.75 mV or: $+250 \mu\text{V} + 100(-50 \mu\text{V}) = -4.75 \text{ mV}$.

The AD524 provides for both input and output offset adjustment. This simplifies very high precision applications and minimize offset voltage changes in switched gain applications. In such applications the input offset is adjusted first at the highest programmed gain, then the output offset is adjusted at $G = 1$.

GAIN

The AD524 has internal high accuracy pretrimmed resistors for pin programmable gain of 1, 10, 100 and 1000. One of the preset gains can be selected by pin strapping the appropriate gain terminal and R_{G2} together (for $G = 1$ R_{G2} is not connected).

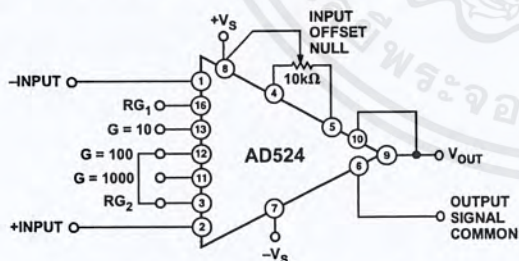


Figure 30. Operating Connections for $G = 100$

The AD524 can be configured for gains other than those that are internally preset; there are two methods to do this. The first method uses just an external resistor connected between pins 3 and 16, which programs the gain according to the formula

$$R_G = \frac{40k}{G-1}$$

(see Figure 31).

For best results R_G should be a precision resistor with a low temperature coefficient. An external R_G affects both gain accuracy and gain drift due to the mismatch between it and the internal thin-film resistors. Gain accuracy is determined by the tolerance of the external R_G and the absolute accuracy of the internal resistors ($\pm 20\%$). Gain drift is determined by the mismatch of the temperature coefficient of R_G and the temperature coefficient of the internal resistors ($-50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ typ).

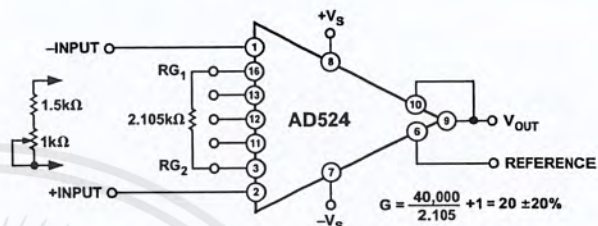


Figure 31. Operating Connections for $G = 20$

The second technique uses the internal resistors in parallel with an external resistor (Figure 32). This technique minimizes the gain adjustment range and reduces the effects of temperature coefficient sensitivity.

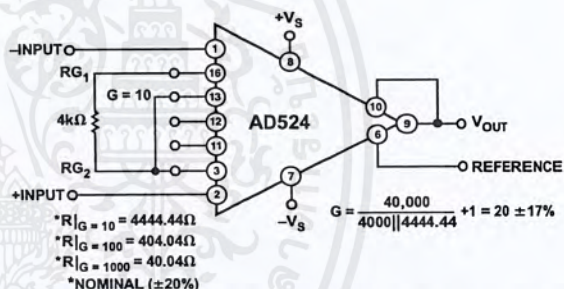


Figure 32. Operating Connections for $G = 20$, Low Gain T.C. Technique

The AD524 may also be configured to provide gain in the output stage. Figure 33 shows an H pad attenuator connected to the reference and sense lines of the AD524. R_1 , R_2 and R_3 should be made as low as possible to minimize the gain variation and reduction of CMRR. Varying R_2 will precisely set the gain without affecting CMRR. CMRR is determined by the match of R_1 and R_3 .

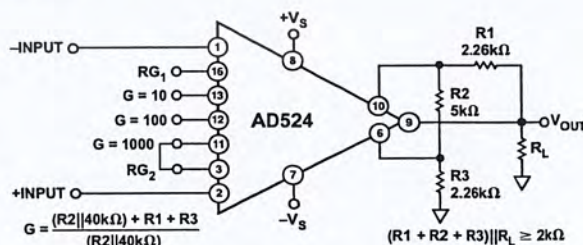


Figure 33. Gain of 2000

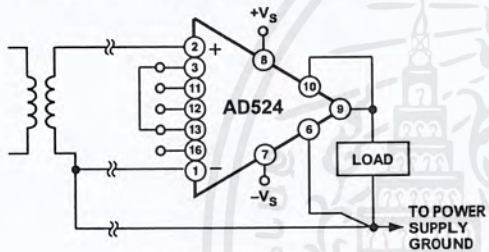
AD524

Table I. Output Gain Resistor Values

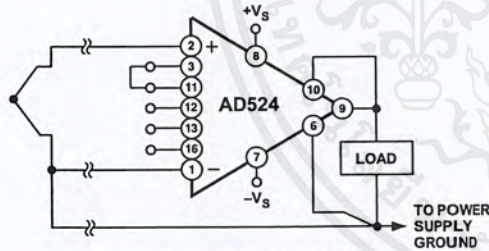
Output Gain	R2	R1, R3	Nominal Gain
2	5 kΩ	2.26 kΩ	2.02
5	1.05 kΩ	2.05 kΩ	5.01
10	1 kΩ	4.42 kΩ	10.1

INPUT BIAS CURRENTS

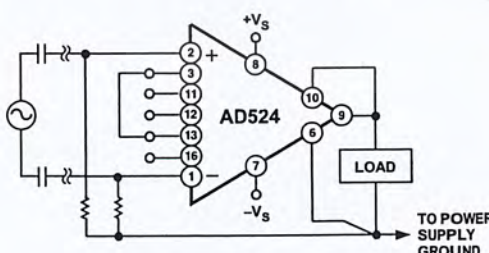
Input bias currents are those currents necessary to bias the input transistors of a dc amplifier. Bias currents are an additional source of input error and must be considered in a total error budget. The bias currents, when multiplied by the source resistance, appear as an offset voltage. What is of concern in calculating bias current errors is the change in bias current with respect to signal voltage and temperature. Input offset current is the difference between the two input bias currents. The effect of offset current is an input offset voltage whose magnitude is the offset current times the source impedance imbalance.



a. Transformer Coupled



b. Thermocouple



c. AC Coupled

Figure 34. Indirect Ground Returns for Bias Currents

Although instrumentation amplifiers have differential inputs, there must be a return path for the bias currents. If this is not provided, those currents will charge stray capacitances, causing the output to drift uncontrollably or to saturate. Therefore, when amplifying “floating” input sources such as transformers and thermocouples, as well as ac-coupled sources, there must still be a dc path from each input to ground.

COMMON-MODE REJECTION

Common-mode rejection is a measure of the change in output voltage when both inputs are changed equal amounts. These specifications are usually given for a full-range input voltage change and a specified source imbalance. “Common-Mode Rejection Ratio” (CMRR) is a ratio expression while “Common-Mode Rejection” (CMR) is the logarithm of that ratio. For example, a CMRR of 10,000 corresponds to a CMR of 80 dB.

In an instrumentation amplifier, ac common-mode rejection is only as good as the differential phase shift. Degradation of ac common-mode rejection is caused by unequal drops across differing track resistances and a differential phase shift due to varied stray capacitances or cable capacitances. In many applications shielded cables are used to minimize noise. This technique can create common mode rejection errors unless the shield is properly driven. Figures 35 and 36 shows active data guards that are configured to improve ac common mode rejection by “bootstrapping” the capacitances of the input cabling, thus minimizing differential phase shift.

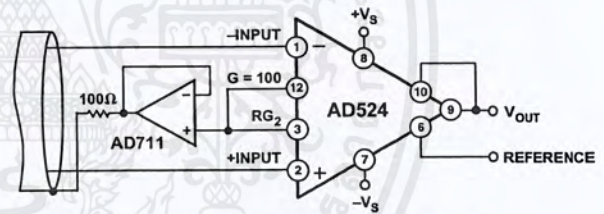


Figure 35. Shield Driver, $G \geq 100$

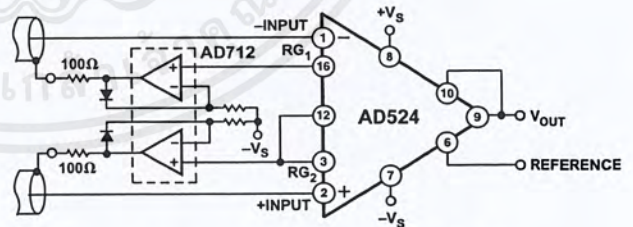


Figure 36. Differential Shield Driver

GROUNDING

Many data acquisition components have two or more ground pins that are not connected together within the device. These grounds must be tied together at one point, usually at the system power-supply ground. Ideally, a single solid ground would be desirable. However, since current flows through the ground wires and etch stripes of the circuit cards, and since these paths have resistance and inductance, hundreds of millivolts can be generated between the system ground point and the data

acquisition components. Separate ground returns should be provided to minimize the current flow in the path from the sensitive points to the system ground point. In this way supply currents and logic-gate return currents are not summed into the same return path as analog signals where they would cause measurement errors.

Since the output voltage is developed with respect to the potential on the reference terminal, an instrumentation amplifier can solve many grounding problems.

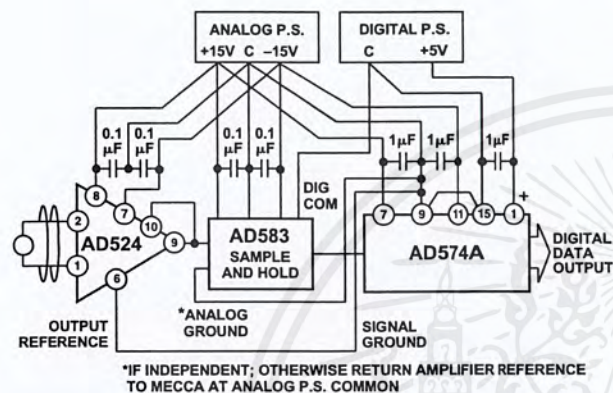


Figure 37. Basic Grounding Practice

SENSE TERMINAL

The sense terminal is the feedback point for the instrument amplifier's output amplifier. Normally it is connected to the instrument amplifier output. If heavy load currents are to be drawn through long leads, voltage drops due to current flowing through lead resistance can cause errors. The sense terminal can be wired to the instrument amplifier at the load, thus putting the IxR drops "inside the loop" and virtually eliminating this error source.

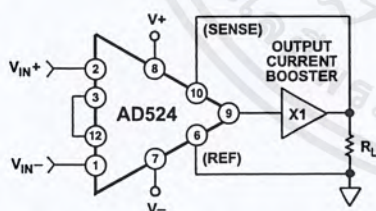


Figure 38. AD524 Instrumentation Amplifier with Output Current Booster

Typically, IC instrumentation amplifiers are rated for a full ±10 volt output swing into 2 kΩ. In some applications, however, the need exists to drive more current into heavier loads. Figure 38 shows how a high-current booster may be connected "inside the loop" of an instrumentation amplifier to provide the required current boost without significantly degrading overall performance. Nonlinearities, offset and gain inaccuracies of the buffer are minimized by the loop gain of the IA output amplifier. Offset drift of the buffer is similarly reduced.

REFERENCE TERMINAL

The reference terminal may be used to offset the output by up to ±10 V. This is useful when the load is "floating" or does not share a ground with the rest of the system. It also provides a direct means of injecting a precise offset. It must be remembered that the total output swing is ±10 volts to be shared between signal and reference offset.

When the IA is of the three-amplifier configuration it is necessary that nearly zero impedance be presented to the reference terminal.

Any significant resistance from the reference terminal to ground increases the gain of the noninverting signal path, thereby upsetting the common-mode rejection of the IA.

In the AD524 a reference source resistance will unbalance the CMR trim by the ratio of 20 kΩ/RREF. For example, if the reference source impedance is 1 Ω, CMR will be reduced to 86 dB (20 kΩ/1 Ω = 86 dB). An operational amplifier may be used to provide that low impedance reference point as shown in Figure 39. The input offset voltage characteristics of that amplifier will add directly to the output offset voltage performance of the instrumentation amplifier.

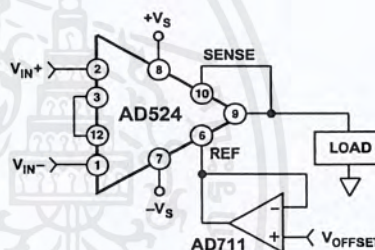
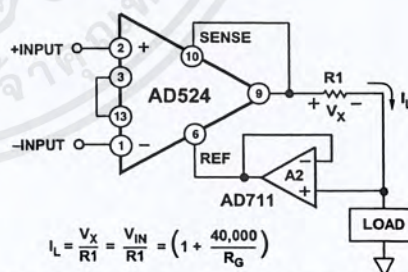


Figure 39. Use of Reference Terminal to Provide Output Offset

An instrumentation amplifier can be turned into a voltage-to-current converter by taking advantage of the sense and reference terminals as shown in Figure 40.



$$I_L = \frac{V_x}{R_1} = \frac{V_{IN}}{R_1} = \left(1 + \frac{40,000}{R_g}\right)$$

Figure 40. Voltage-to-Current Converter

By establishing a reference at the "low" side of a current setting resistor, an output current may be defined as a function of input voltage, gain and the value of that resistor. Since only a small current is demanded at the input of the buffer amplifier A2, the forced current IL will largely flow through the load. Offset and drift specifications of A2 must be added to the output offset and drift specifications of the IA.

AD524

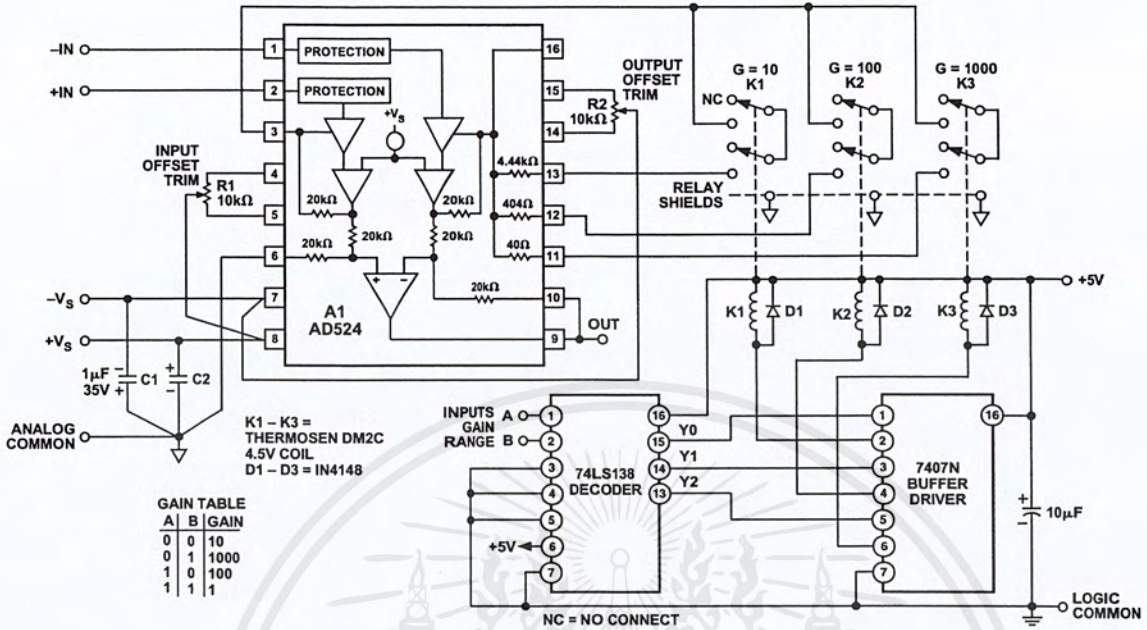


Figure 41. Three Decade Gain Programmable Amplifier

PROGRAMMABLE GAIN

Figure 41 shows the AD524 being used as a software programmable gain amplifier. Gain switching can be accomplished with mechanical switches such as DIP switches or reed relays. It should be noted that the “on” resistance of the switch in series with the internal gain resistor becomes part of the gain equation and will have an effect on gain accuracy.

The AD524 can also be connected for gain in the output stage. Figure 42 shows an AD711 used as an active attenuator in the output amplifier’s feedback loop. The active attenuation presents a very low impedance to the feedback resistors, therefore minimizing the common-mode rejection ratio degradation.

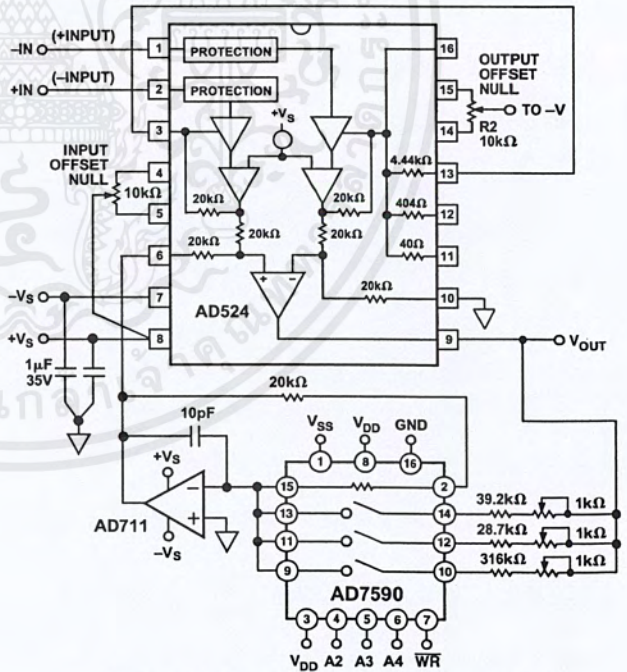


Figure 42. Programmable Output Gain

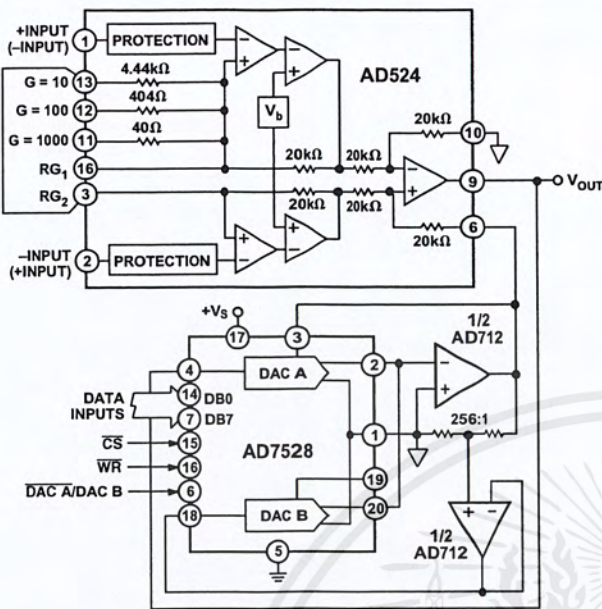


Figure 43. Programmable Output Gain Using a DAC

Another method for developing the switching scheme is to use a DAC. The AD7528 dual DAC, which acts essentially as a pair of switched resistive attenuators having high analog linearity and symmetrical bipolar transmission, is ideal in this application. The multiplying DAC's advantage is that it can handle inputs of either polarity or zero without affecting the programmed gain. The circuit shown uses an AD7528 to set the gain (DAC A) and to perform a fine adjustment (DAC B).

AUTOZERO CIRCUITS

In many applications it is necessary to provide very accurate data in high gain configurations. At room temperature the offset effects can be nulled by the use of offset trim pots. Over the operating temperature range, however, offset nulling becomes a problem. The circuit of Figure 44 show a CMOS DAC operating in the bipolar mode and connected to the reference terminal to provide software controllable offset adjustments.

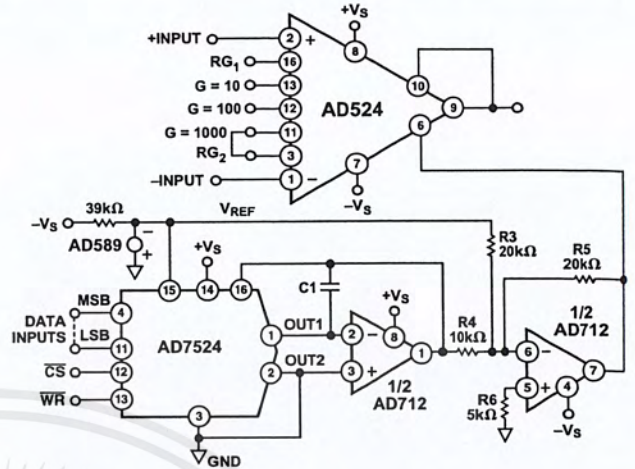


Figure 44. Software Controllable Offset

In many applications complex software algorithms for autozero applications are not available. For those applications Figure 45 provides a hardware solution.

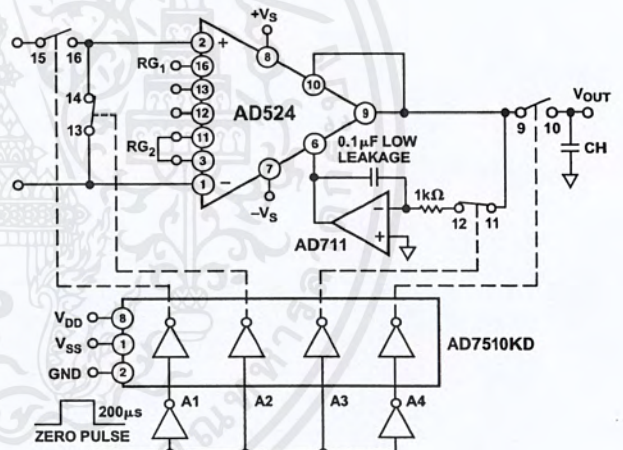


Figure 45. Autozero Circuit

AD524

ERROR BUDGET ANALYSIS

To illustrate how instrumentation amplifier specifications are applied, we will now examine a typical case where an AD524 is required to amplify the output of an unbalanced transducer. Figure 46 shows a differential transducer, unbalanced by 100 Ω, supplying a 0 to 20 mV signal to an AD524C. The output of the IA feeds a 14-bit A-to-D converter with a 0 to 2 volt input voltage range. The operating temperature range is -25°C to +85°C. Therefore, the largest change in temperature ΔT within the operating range is from ambient to +85°C (85°C - 25°C = 60°C).

In many applications, differential linearity and resolution are of prime importance. This would be so in cases where the absolute value of a variable is less important than changes in value. In these applications, only the irreducible errors (45 ppm = 0.004%) are significant. Furthermore, if a system has an intelligent processor monitoring the A-to-D output, the addition of an auto-gain/autozero cycle will remove all reducible errors and may eliminate the requirement for initial calibration. This will also reduce errors to 0.004%.

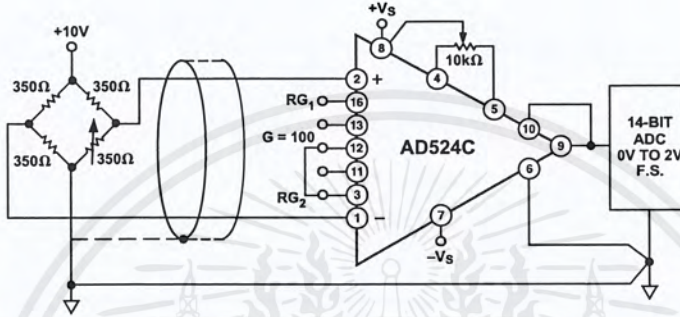


Figure 46. Typical Bridge Application

Table II. Error Budget Analysis of AD524CD in Bridge Application

Error Source	AD524C Specifications	Calculation	Effect on Absolute Accuracy at T _A = +25°C	Effect on Absolute Accuracy at T _A = +85°C	Effect on Resolution
Gain Error	±0.25%	±0.25% = 2500 ppm	2500 ppm	2500 ppm	-
Gain Instability	25 ppm	(25 ppm/°C)(60°C) = 1500 ppm	-	1500 ppm	-
Gain Nonlinearity	±0.003%	±0.003% = 30 ppm	-	-	30 ppm
Input Offset Voltage	±50 μV, RTI	±50 μV/20 mV = ±2500 ppm	2500 ppm	2500 ppm	-
Input Offset Voltage Drift	±0.5 μV/°C	(±0.5 μV/°C)(60°C) = 30 μV 30 μV/20 mV = 1500 ppm	-	1500 ppm	-
Output Offset Voltage*	±2.0 mV	±2.0 mV/20 mV = 1000 ppm	1000 ppm	1000 ppm	-
Output Offset Voltage Drift*	±25 μV/°C	(±25 μV/°C)(60°C) = 1500 μV 1500 μV/20 mV = 750 ppm	-	750 ppm	-
Bias Current-Source Imbalance Error	±15 nA	(±15 nA)(100 Ω) = 1.5 μV 1.5 μV/20 mV = 75 ppm	75 ppm	75 ppm	-
Bias Current-Source Imbalance Drift	±100 pA/°C	(±100 pA/°C)(100 Ω)(60°C) = 0.6 μV 0.6 μV/20 mV = 30 ppm	-	30 ppm	-
Offset Current-Source Imbalance Error	±10 nA	(±10 nA)(100 Ω) = 1 μV 1 μV/20 mV = 50 ppm	50 ppm	50 ppm	-
Offset Current-Source Imbalance Drift	±100 pA/°C	(100 pA/°C)(100 Ω)(60°C) = 0.6 μV 0.6 μV/20 mV = 30 ppm	-	30 ppm	-
Offset Current-Source Resistance-Error	±10 nA	(10 nA)(175 Ω) = 3.5 μV 3.5 μV/20 mV = 87.5 ppm	87.5 ppm	87.5 ppm	-
Offset Current-Source Resistance-Drift	±100 pA/°C	(100 pA/°C)(175 Ω)(60°C) = 1 μV 1 μV/20 mV = 50 ppm	-	50 ppm	-
Common Mode Rejection 5 V dc	115 dB	115 dB = 1.8 ppm × 5 V = 8.8 μV 8.8 μV/20 mV = 444 ppm	444 ppm	444 ppm	-
Noise, RTI (0.1 Hz-10 Hz)	0.3 μV p-p	0.3 μV p-p/20 mV = 15 ppm	-	-	15 ppm
Total Error			6656.5 ppm	10516.5 ppm	45 ppm

*Output offset voltage and output offset voltage drift are given as RTI figures.

Figure 47 shows a simple application, in which the variation of the cold-junction voltage of a Type J thermocouple-iron(+)-constantan—is compensated for by a voltage developed in series by the temperature-sensitive output current of an AD590 semiconductor temperature sensor.

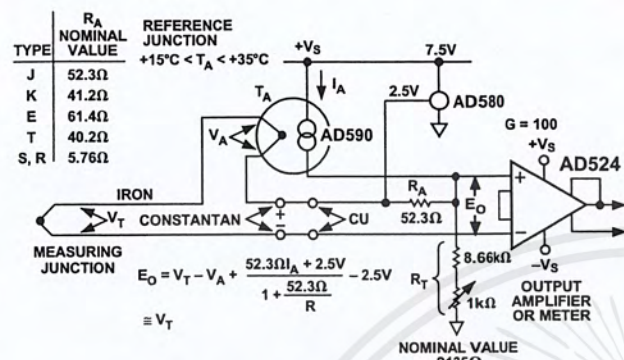


Figure 47. Cold-Junction Compensation

The circuit is calibrated by adjusting R_T for proper output voltage with the measuring junction at a known reference temperature

and the circuit near 25°C. If resistors with low tempcos are used, compensation accuracy will be to within ±0.5°C, for temperatures between +15°C and +35°C. Other thermocouple types may be accommodated with the standard resistance values shown in the table. For other ranges of ambient temperature, the equation in the figure may be solved for the optimum values of R_T and R_A.

The microprocessor controlled data acquisition system shown in Figure 48 includes both autozero and autogain capability. By dedicating two of the differential inputs, one to ground and one to the A/D reference, the proper program calibration cycles can eliminate both initial accuracy errors and accuracy errors over temperature. The autozero cycle, in this application, converts a number that appears to be ground and then writes that same number (8-bit) to the AD7524, which eliminates the zero error since its output has an inverted scale. The autogain cycle converts the A/D reference and compares it with full scale. A multiplicative correction factor is then computed and applied to subsequent readings.

For a comprehensive study of instrumentation amplifier design and applications, refer to the *Instrumentation Amplifier Application Guide*, available free from Analog Devices.

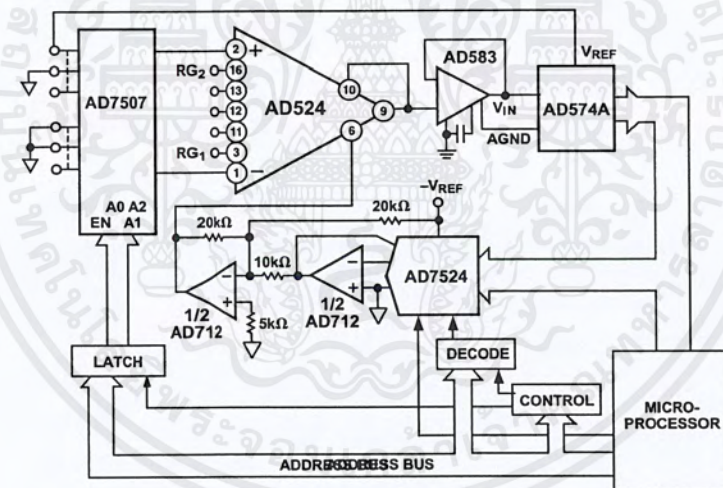
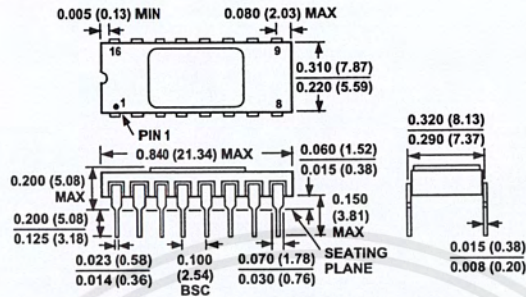


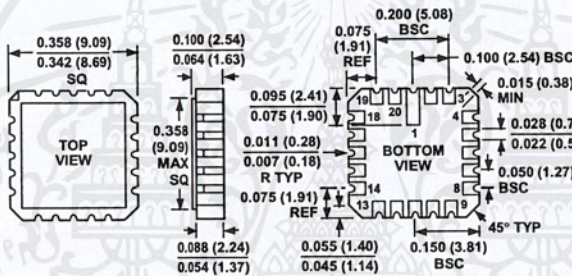
Figure 48. Microprocessor Controlled Data Acquisition System

OUTLINE DIMENSIONS
Dimensions shown in inches and (mm).

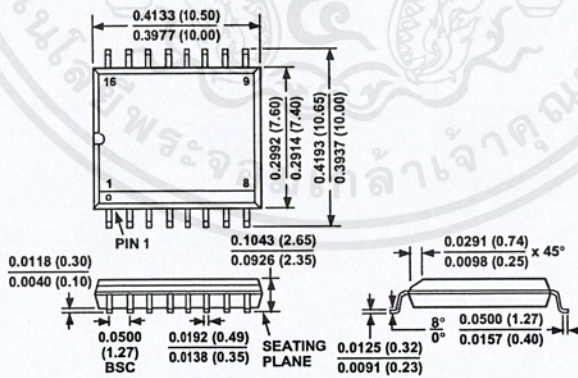
**16-Lead Ceramic DIP
(D-16)**



**20-Terminal Leadless Chip Carrier
(E-20A)**



**16-Lead SOIC
(R-16)**



FEATURES

- Unique 1-wire interface requires only one port pin for communication
- Each device has a unique 64-bit serial code stored in an on-board ROM
- Multi-drop capability simplifies distributed temperature sensing applications
- Requires no external components
- Can be powered from data line. Power supply range is 3.0V to 5.5V
- Measures temperatures from -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ (-67°F to $+257^{\circ}\text{F}$)
- $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ accuracy from -10°C to $+85^{\circ}\text{C}$
- 9-bit thermometer resolution
- Converts temperature in 750 ms (max.)
- User-definable nonvolatile alarm settings
- Alarm search command identifies and addresses devices whose temperature is outside of programmed limits (temperature alarm condition)
- Applications include thermostatic controls, industrial systems, consumer products, thermometers, or any thermally sensitive system

PIN ASSIGNMENT



(BOTTOM VIEW)
TO-92
(DS18S20)



8-pin 150-mil SOIC
(DS18S20Z)

PIN DESCRIPTION

- GND - Ground
- DQ - Data In/Out
- V_{DD} - Power Supply Voltage
- NC - No Connect

DESCRIPTION

The DS18S20 Digital Thermometer provides 9-bit centigrade temperature measurements and has an alarm function with nonvolatile user-programmable upper and lower trigger points. The DS18S20 communicates over a 1-wire bus that by definition requires only one data line (and ground) for communication with a central microprocessor. It has an operating temperature range of -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ and is accurate to $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ over the range of -10°C to $+85^{\circ}\text{C}$. In addition, the DS18S20 can derive power directly from the data line (“parasite power”), eliminating the need for an external power supply.

Each DS18S20 has a unique 64-bit serial code, which allows multiple DS18S20s to function on the same 1-wire bus; thus, it is simple to use one microprocessor to control many DS18S20s distributed over a large area. Applications that can benefit from this feature include HVAC environmental controls, temperature monitoring systems inside buildings, equipment or machinery, and process monitoring and control systems.

DETAILED PIN DESCRIPTIONS Table 1

8-PIN SOIC*	TO-92	SYMBOL	DESCRIPTION
5	1	GND	Ground.
4	2	DQ	Data Input/Output pin. Open-drain 1-wire interface pin. Also provides power to the device when used in parasite power mode (see "Parasite Power" section.)
3	3	V _{DD}	Optional V_{DD} pin. V _{DD} must be grounded for operation in parasite power mode.

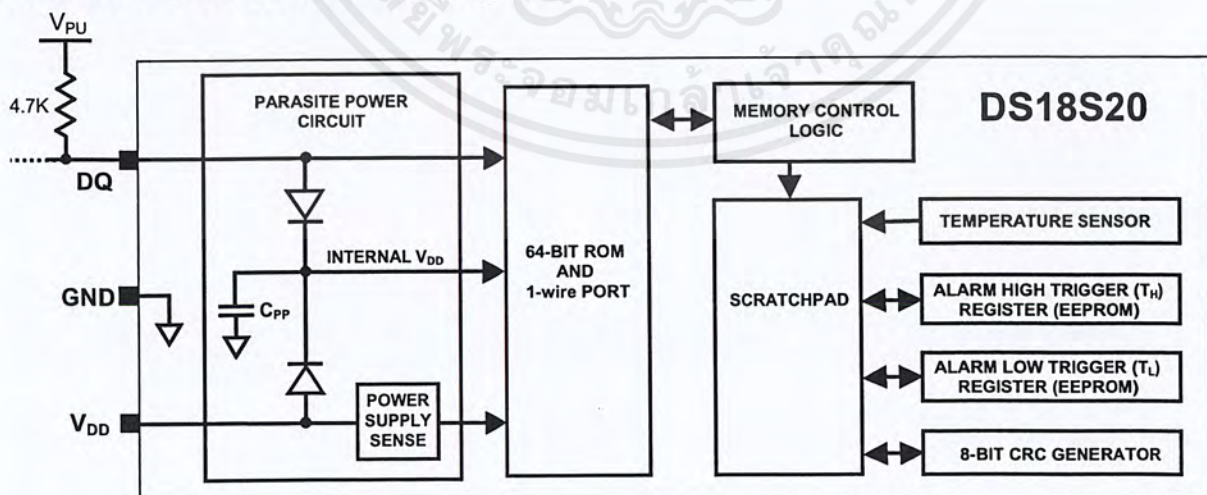
*All pins not specified in this table are "No Connect" pins.

OVERVIEW

Figure 1 shows a block diagram of the DS18S20, and pin descriptions are given in Table 1. The 64-bit ROM stores the device's unique serial code. The scratchpad memory contains the 2-byte temperature register that stores the digital output from the temperature sensor. In addition, the scratchpad provides access to the 1-byte upper and lower alarm trigger registers (T_H and T_L). The T_H and T_L registers are nonvolatile (EEPROM), so they will retain data when the device is powered down.

The DS18S20 uses Dallas' exclusive 1-wire bus protocol that implements bus communication using one control signal. The control line requires a weak pullup resistor since all devices are linked to the bus via a 3-state or open-drain port (the DQ pin in the case of the DS18S20). In this bus system, the microprocessor (the master device) identifies and addresses devices on the bus using each device's unique 64-bit code. Because each device has a unique code, the number of devices that can be addressed on one bus is virtually unlimited. The 1-wire bus protocol, including detailed explanations of the commands and "time slots," is covered in the 1-WIRE BUS SYSTEM section of this datasheet.

Another feature of the DS18S20 is the ability to operate without an external power supply. Power is instead supplied through the 1-wire pullup resistor via the DQ pin when the bus is high. The high bus signal also charges an internal capacitor (C_{PP}), which then supplies power to the device when the bus is low. This method of deriving power from the 1-wire bus is referred to as "parasite power." As an alternative, the DS18S20 may also be powered by an external supply on V_{DD}.

DS18S20 BLOCK DIAGRAM Figure 1

OPERATION – MEASURING TEMPERATURE

The core functionality of the DS18S20 is its direct-to-digital temperature sensor. The temperature sensor output has 9-bit resolution, which corresponds to 0.5°C steps. The DS18S20 powers-up in a low-power idle state; to initiate a temperature measurement and A-to-D conversion, the master must issue a Convert T [44h] command. Following the conversion, the resulting thermal data is stored in the 2-byte temperature register in the scratchpad memory and the DS18S20 returns to its idle state. If the DS18S20 is powered by an external supply, the master can issue “read time slots” (see the 1-WIRE BUS SYSTEM section) after the Convert T command and the DS18S20 will respond by transmitting 0 while the temperature conversion is in progress and 1 when the conversion is done. If the DS18S20 is powered with parasite power, this notification technique cannot be used since the bus must be pulled high by a strong pullup during the entire temperature conversion. The bus requirements for parasite power are explained in detail in the POWERING THE DS18S20 section of this datasheet.

The DS18S20 output data is calibrated in degrees centigrade; for Fahrenheit applications, a lookup table or conversion routine must be used. The temperature data is stored as a 16-bit sign-extended two’s complement number in the temperature register (see Figure 2). The sign bits (S) indicate if the temperature is positive or negative: for positive numbers S = 0 and for negative numbers S = 1. Table 2 gives examples of digital output data and the corresponding temperature reading.

Resolutions greater than 9 bits can be calculated using the data from the temperature, COUNT REMAIN and COUNT PER °C registers in the scratchpad. Note that the COUNT PER °C register is hard-wired to 16 (10h). After reading the scratchpad, the TEMP_READ value is obtained by truncating the 0.5°C bit (bit 0) from the temperature data (see Figure 2). The extended resolution temperature can then be calculated using the following equation:

$$TEMPERATURE = TEMP_READ - 0.25 + \frac{COUNT_PER_C - COUNT_REMAIN}{COUNT_PER_C}$$

Additional information about high-resolution temperature calculations can be found in Application Note 105: “High Resolution Temperature Measurement with Dallas Direct-to-Digital Temperature Sensors”.

TEMPERATURE REGISTER FORMAT Figure 2

	bit 7	bit 6	bit 5	bit 4	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0
LS Byte	2 ⁶	2 ⁵	2 ⁴	2 ³	2 ²	2 ¹	2 ⁰	2 ⁻¹
	bit 15	bit 14	bit 13	bit 12	bit 11	bit 10	bit 9	bit 8
MS Byte	S	S	S	S	S	S	S	S

TEMPERATURE/DATA RELATIONSHIP Table 2

TEMPERATURE	DIGITAL OUTPUT (Binary)	DIGITAL OUTPUT (Hex)
+85.0°C*	0000 0000 1010 1010	00AAh
+25.0°C	0000 0000 0011 0010	0032h
+0.5°C	0000 0000 0000 0001	0001h
0°C	0000 0000 0000 0000	0000h
-0.5°C	1111 1111 1111 1111	FFFFh
-25.0°C	1111 1111 1100 1110	FFCEh
-55.0°C	1111 1111 1001 0010	FF92h

*The power-on reset value of the temperature register is +85°C

OPERATION – ALARM SIGNALING

After the DS18S20 performs a temperature conversion, the temperature value is compared to the user-defined two's complement alarm trigger values stored in the 1-byte T_H and T_L registers (see Figure 3). The sign bit (S) indicates if the value is positive or negative: for positive numbers $S = 0$ and for negative numbers $S = 1$. The T_H and T_L registers are nonvolatile (EEPROM) so they will retain data when the device is powered down. T_H and T_L can be accessed through bytes 2 and 3 of the scratchpad as explained in the MEMORY section of this datasheet.

T_H AND T_L REGISTER FORMAT Figure 3

bit 7	bit 6	bit 5	bit 4	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0
S	2^6	2^5	2^5	2^5	2^2	2^1	2^0

Only bits 8 through 1 of the temperature register are used in the T_H and T_L comparison since T_H and T_L are 8-bit registers. If the result of a temperature measurement is higher than T_H or lower than T_L , an alarm condition exists and an alarm flag is set inside the DS18S20. This flag is updated after every temperature measurement; therefore, if the alarm condition goes away, the flag will be turned off after the next temperature conversion.

The master device can check the alarm flag status of all DS18S20s on the bus by issuing an Alarm Search [ECh] command. Any DS18S20s with a set alarm flag will respond to the command, so the master can determine exactly which DS18S20s have experienced an alarm condition. If an alarm condition exists and the T_H or T_L settings have changed, another temperature conversion should be done to validate the alarm condition.

POWERING THE DS18S20

The DS18S20 can be powered by an external supply on the V_{DD} pin, or it can operate in “parasite power” mode, which allows the DS18S20 to function without a local external supply. Parasite power is very useful for applications that require remote temperature sensing or that are very space constrained. Figure 1 shows the DS18S20's parasite-power control circuitry, which “steals” power from the 1-wire bus via the DQ pin when the bus is high. The stolen charge powers the DS18S20 while the bus is high, and some of the charge is stored on the parasite power capacitor (C_{PP}) to provide power when the bus is low. When the DS18S20 is used in parasite power mode, the V_{DD} pin must be connected to ground.

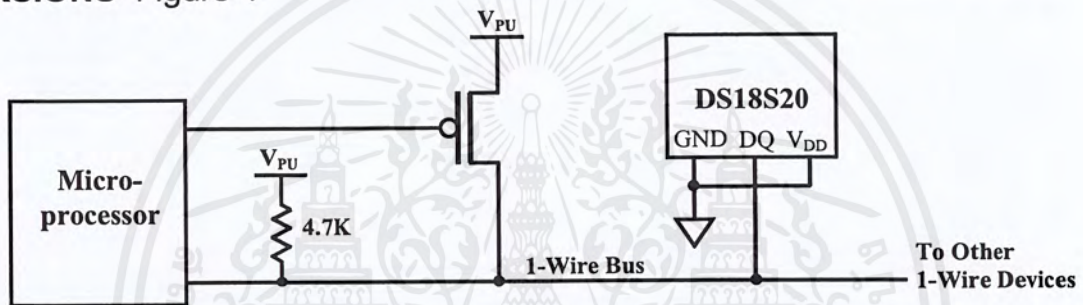
In parasite power mode, the 1-wire bus and C_{PP} can provide sufficient current to the DS18S20 for most operations as long as the specified timing and voltage requirements are met (refer to the DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS and the AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS sections of this data sheet). However, when the DS18S20 is performing temperature conversions or copying data from the scratchpad memory to EEPROM, the operating current can be as high as 1.5 mA. This current can cause an unacceptable voltage drop across the weak 1-wire pullup resistor and is more current than can be supplied by C_{PP} . To assure that the DS18S20 has sufficient supply current, it is necessary to provide a strong pullup on the 1-wire bus whenever temperature conversions are taking place or data is being copied from the scratchpad to EEPROM. This can be accomplished by using a MOSFET to pull the bus directly to the rail as shown in Figure 4. The 1-wire bus must be switched to the strong pullup within 10 μ s (max) after a Convert T [44h] or Copy Scratchpad [48h] command is issued, and the bus must be held high by the pullup for the duration of the conversion (t_{conv}) or data transfer ($t_{wr} = 10$ ms). No other activity can take place on the 1-wire bus while the pullup is enabled.

The DS18S20 can also be powered by the conventional method of connecting an external power supply to the V_{DD} pin, as shown in Figure 5. The advantage of this method is that the MOSFET pullup is not required, and the 1-wire bus is free to carry other traffic during the temperature conversion time.

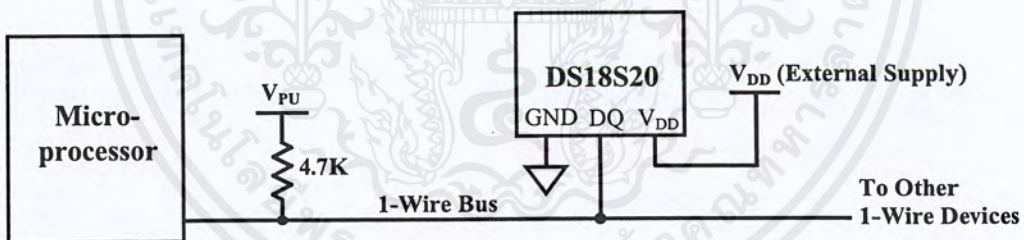
The use of parasite power is not recommended for temperatures above 100°C since the DS18S20 may not be able to sustain communications due to the higher leakage currents that can exist at these temperatures. For applications in which such temperatures are likely, it is strongly recommended that the DS18S20 be powered by an external power supply.

In some situations the bus master may not know whether the DS18S20s on the bus are parasite powered or powered by external supplies. The master needs this information to determine if the strong bus pullup should be used during temperature conversions. To get this information, the master can issue a Skip ROM [CCh] command followed by a Read Power Supply [B4h] command followed by a “read time slot”. During the read time slot, parasite powered DS18S20s will pull the bus low, and externally powered DS18S20s will let the bus remain high. If the bus is pulled low, the master knows that it must supply the strong pullup on the 1-wire bus during temperature conversions.

SUPPLYING THE PARASITE-POWERED DS18S20 DURING TEMPERATURE CONVERSIONS Figure 4



POWERING THE DS18S20 WITH AN EXTERNAL SUPPLY Figure 5



64-BIT LASERED ROM CODE

Each DS18S20 contains a unique 64-bit code (see Figure 6) stored in ROM. The least significant 8 bits of the ROM code contain the DS18S20's 1-wire family code: 10h. The next 48 bits contain a unique serial number. The most significant 8 bits contain a cyclic redundancy check (CRC) byte that is calculated from the first 56 bits of the ROM code. A detailed explanation of the CRC bits is provided in the CRC GENERATION section. The 64-bit ROM code and associated ROM function control logic allow the DS18S20 to operate as a 1-wire device using the protocol detailed in the 1-WIRE BUS SYSTEM section of this datasheet.

64-BIT LASERED ROM CODE Figure 6

8-BIT CRC		48-BIT SERIAL NUMBER		8-BIT FAMILY CODE (10h)	
MSB	LSB	MSB	LSB	MSB	LSB

MEMORY

The DS18S20's memory is organized as shown in Figure 7. The memory consists of an SRAM scratchpad with nonvolatile EEPROM storage for the high and low alarm trigger registers (T_H and T_L). Note that if the DS18S20 alarm function is not used, the T_H and T_L registers can serve as general-purpose memory. All memory commands are described in detail in the DS18S20 FUNCTION COMMANDS section.

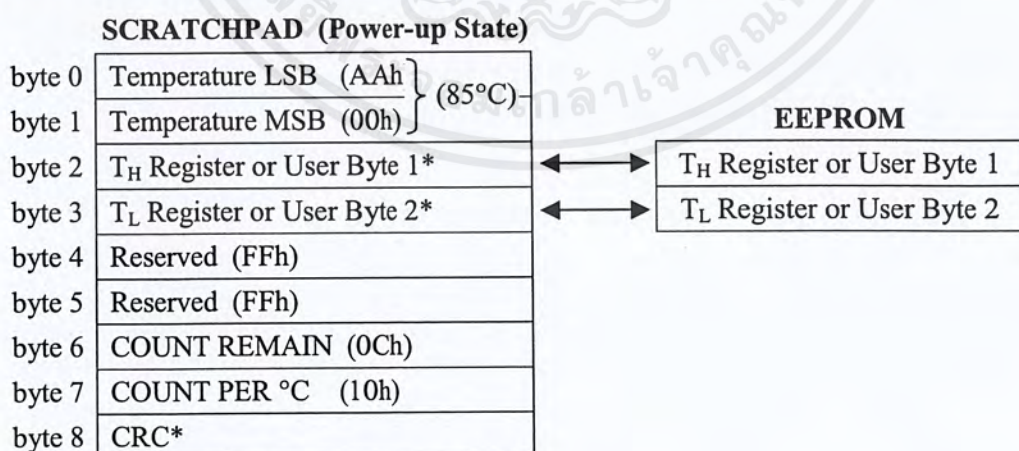
Byte 0 and byte 1 of the scratchpad contain the LSB and the MSB of the temperature register, respectively. These bytes are read-only. Bytes 2 and 3 provide access to T_H and T_L registers. Bytes 4 and 5 are reserved for internal use by the device and cannot be overwritten; these bytes will return all 1s when read. Bytes 6 and 7 contain the COUNT REMAIN and COUNT PER °C registers, which can be used to calculate extended resolution results as explained in the OPERATION – MEASURING TEMPERATURE section.

Byte 8 of the scratchpad is read-only and contains the cyclic redundancy check (CRC) code for bytes 0 through 7 of the scratchpad. The DS18S20 generates this CRC using the method described in the CRC GENERATION section.

Data is written to bytes 2 and 3 of the scratchpad using the Write Scratchpad [4Eh] command; the data must be transmitted to the DS18S20 starting with the least significant bit of byte 2. To verify data integrity, the scratchpad can be read (using the Read Scratchpad [BEh] command) after the data is written. When reading the scratchpad, data is transferred over the 1-wire bus starting with the least significant bit of byte 0. To transfer the T_H and T_L data from the scratchpad to EEPROM, the master must issue the Copy Scratchpad [48h] command.

Data in the EEPROM registers is retained when the device is powered down; at power-up the EEPROM data is reloaded into the corresponding scratchpad locations. Data can also be reloaded from EEPROM to the scratchpad at any time using the Recall E² [B8h] command. The master can issue “read time slots” (see the 1-WIRE BUS SYSTEM section) following the Recall E² command and the DS18S20 will indicate the status of the recall by transmitting 0 while the recall is in progress and 1 when the recall is done.

DS18S20 MEMORY MAP



*Power-up state depends on value(s) stored in EEPROM

1-WIRE BUS SYSTEM

The 1-wire bus system uses a single bus master to control one or more slave devices. The DS18S20 is always a slave. When there is only one slave on the bus, the system is referred to as a “single-drop” system; the system is “multi-drop” if there are multiple slaves on the bus.

All data and commands are transmitted least significant bit first over the 1-wire bus.

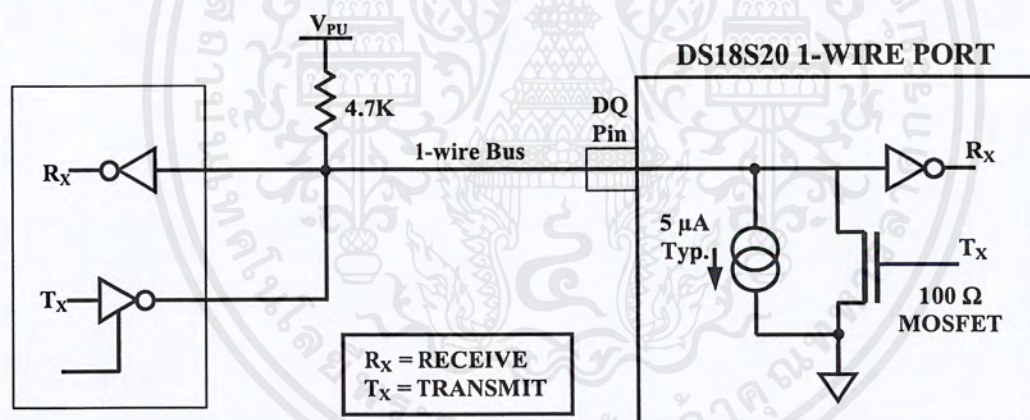
The following discussion of the 1-wire bus system is broken down into three topics: hardware configuration, transaction sequence, and 1-wire signaling (signal types and timing).

HARDWARE CONFIGURATION

The 1-wire bus has by definition only a single data line. Each device (master or slave) interfaces to the data line via an open drain or 3-state port. This allows each device to “release” the data line when the device is not transmitting data so the bus is available for use by another device. The 1-wire port of the DS18S20 (the DQ pin) is open drain with an internal circuit equivalent to that shown in Figure 9.

The 1-wire bus requires an external pullup resistor of approximately 5 k Ω ; thus, the idle state for the 1-wire bus is high. If for any reason a transaction needs to be suspended, the bus **MUST** be left in the idle state if the transaction is to resume. Infinite recovery time can occur between bits so long as the 1-wire bus is in the inactive (high) state during the recovery period. If the bus is held low for more than 480 μ s, all components on the bus will be reset.

HARDWARE CONFIGURATION Figure 9



TRANSACTION SEQUENCE

The transaction sequence for accessing the DS18S20 is as follows:

- Step 1. Initialization
- Step 2. ROM Command (followed by any required data exchange)
- Step 3. DS18S20 Function Command (followed by any required data exchange)

It is very important to follow this sequence every time the DS18S20 is accessed, as the DS18S20 will not respond if any steps in the sequence are missing or out of order. Exceptions to this rule are the Search ROM [F0h] and Alarm Search [ECh] commands. After issuing either of these ROM commands, the master must return to Step 1 in the sequence.

INITIALIZATION

All transactions on the 1-wire bus begin with an initialization sequence. The initialization sequence consists of a reset pulse transmitted by the bus master followed by presence pulse(s) transmitted by the slave(s). The presence pulse lets the bus master know that slave devices (such as the DS18S20) are on the bus and are ready to operate. Timing for the reset and presence pulses is detailed in the 1-WIRE SIGNALING section.

ROM COMMANDS

After the bus master has detected a presence pulse, it can issue a ROM command. These commands operate on the unique 64-bit ROM codes of each slave device and allow the master to single out a specific device if many are present on the 1-wire bus. These commands also allow the master to determine how many and what types of devices are present on the bus or if any device has experienced an alarm condition. There are five ROM commands, and each command is 8 bits long. The master device must issue an appropriate ROM command before issuing a DS18S20 function command. A flowchart for operation of the ROM commands is shown in Figure 14.

SEARCH ROM [F0h]

When a system is initially powered up, the master must identify the ROM codes of all slave devices on the bus, which allows the master to determine the number of slaves and their device types. The master learns the ROM codes through a process of elimination that requires the master to perform a Search ROM cycle (i.e., Search ROM command followed by data exchange) as many times as necessary to identify all of the slave devices. If there is only one slave on the bus, the simpler Read ROM command (see below) can be used in place of the Search ROM process. For a detailed explanation of the Search ROM procedure, refer to the iButton Book of Standards at www.ibutton.com/ibuttons/standard.pdf. After every Search ROM cycle, the bus master must return to Step 1 (Initialization) in the transaction sequence.

READ ROM [33h]

This command can only be used when there is one slave on the bus. It allows the bus master to read the slave's 64-bit ROM code without using the Search ROM procedure. If this command is used when there is more than one slave present on the bus, a data collision will occur when all the slaves attempt to respond at the same time.

MATCH ROM [55h]

The match ROM command followed by a 64-bit ROM code sequence allows the bus master to address a specific slave device on a multi-drop or single-drop bus. Only the slave that exactly matches the 64-bit ROM code sequence will respond to the function command issued by the master; all other slaves on the bus will wait for a reset pulse.

SKIP ROM [CCh]

The master can use this command to address all devices on the bus simultaneously without sending out any ROM code information. For example, the master can make all DS18S20s on the bus perform simultaneous temperature conversions by issuing a Skip ROM command followed by a Convert T [44h] command. Note, however, that the Skip ROM command can only be followed by the Read Scratchpad [BEh] command when there is one slave on the bus. This sequence saves time by allowing the master to read from the device without sending its 64-bit ROM code. This sequence will cause a data collision on the bus if there is more than one slave since multiple devices will attempt to transmit data simultaneously.

ALARM SEARCH [ECh]

The operation of this command is identical to the operation of the Search ROM command except that only slaves with a set alarm flag will respond. This command allows the master device to determine if any DS18S20s experienced an alarm condition during the most recent temperature conversion. After

every Alarm Search cycle (i.e., Alarm Search command followed by data exchange), the bus master must return to Step 1 (Initialization) in the transaction sequence. Refer to the OPERATION – ALARM SIGNALING section for an explanation of alarm flag operation.

DS18S20 FUNCTION COMMANDS

After the bus master has used a ROM command to address the DS18S20 with which it wishes to communicate, the master can issue one of the DS18S20 function commands. These commands allow the master to write to and read from the DS18S20's scratchpad memory, initiate temperature conversions and determine the power supply mode. The DS18S20 function commands, which are described below, are summarized in Table 4 and illustrated by the flowchart in Figure 15.

CONVERT T [44h]

This command initiates a single temperature conversion. Following the conversion, the resulting thermal data is stored in the 2-byte temperature register in the scratchpad memory and the DS18S20 returns to its low-power idle state. If the device is being used in parasite power mode, within 10 μ s (max) after this command is issued the master must enable a strong pullup on the 1-wire bus for the duration of the conversion (t_{conv}) as described in the POWERING THE DS18S20 section. If the DS18S20 is powered by an external supply, the master can issue read time slots after the Convert T command and the DS18S20 will respond by transmitting 0 while the temperature conversion is in progress and 1 when the conversion is done. In parasite power mode this notification technique cannot be used since the bus is pulled high by the strong pullup during the conversion.

WRITE SCRATCHPAD [4Eh]

This command allows the master to write 2 bytes of data to the DS18S20's scratchpad. The first byte is written into the T_H register (byte 2 of the scratchpad), and the second byte is written into the T_L register (byte 3 of the scratchpad). Data must be transmitted least significant bit first. Both bytes MUST be written before the master issues a reset, or the data may be corrupted.

READ SCRATCHPAD [BEh]

This command allows the master to read the contents of the scratchpad. The data transfer starts with the least significant bit of byte 0 and continues through the scratchpad until the 9th byte (byte 8 – CRC) is read. The master may issue a reset to terminate reading at any time if only part of the scratchpad data is needed.

COPY SCRATCHPAD [48h]

This command copies the contents of the scratchpad T_H and T_L registers (bytes 2 and 3) to EEPROM. If the device is being used in parasite power mode, within 10 μ s (max) after this command is issued the master must enable a strong pullup on the 1-wire bus for at least 10 ms as described in the POWERING THE DS18S20 section.

RECALL E² [B8h]

This command recalls the alarm trigger values (T_H and T_L) from EEPROM and places the data in bytes 2 and 3, respectively, in the scratchpad memory. The master device can issue read time slots following the Recall E² command and the DS18S20 will indicate the status of the recall by transmitting 0 while the recall is in progress and 1 when the recall is done. The recall operation happens automatically at power-up, so valid data is available in the scratchpad as soon as power is applied to the device.

READ POWER SUPPLY [B4h]

The master device issues this command followed by a read time slot to determine if any DS18S20s on the bus are using parasite power. During the read time slot, parasite powered DS18S20s will pull the bus low, and externally powered DS18S20s will let the bus remain high. Refer to the POWERING THE DS18S20 section for usage information for this command.

DS18S20 FUNCTION COMMAND SET Table 4

Command	Description	Protocol	1-Wire Bus Activity After Command is Issued	Notes
TEMPERATURE CONVERSION COMMANDS				
Convert T	Initiates temperature conversion.	44h	DS18S20 transmits conversion status to master (not applicable for parasite-powered DS18S20s).	1
MEMORY COMMANDS				
Read Scratchpad	Reads the entire scratchpad including the CRC byte.	BEh	DS18S20 transmits up to 9 data bytes to master.	2
Write Scratchpad	Writes data into scratchpad bytes 2 and 3 (T_H and T_L).	4Eh	Master transmits 2 data bytes to DS18S20.	3
Copy Scratchpad	Copies T_H and T_L data from the scratchpad to EEPROM.	48h	None	1
Recall E^2	Recalls T_H and T_L data from EEPROM to the scratchpad.	B8h	DS18S20 transmits recall status to master.	
Read Power Supply	Signals DS18S20 power supply mode to the master.	B4h	DS18S20 transmits supply status to master.	

NOTES:

1. For parasite-powered DS18S20s, the master must enable a strong pullup on the 1-wire bus during temperature conversions and copies from the scratchpad to EEPROM. No other bus activity may take place during this time.
2. The master can interrupt the transmission of data at any time by issuing a reset.
3. Both bytes must be written before a reset is issued.

1-WIRE SIGNALING

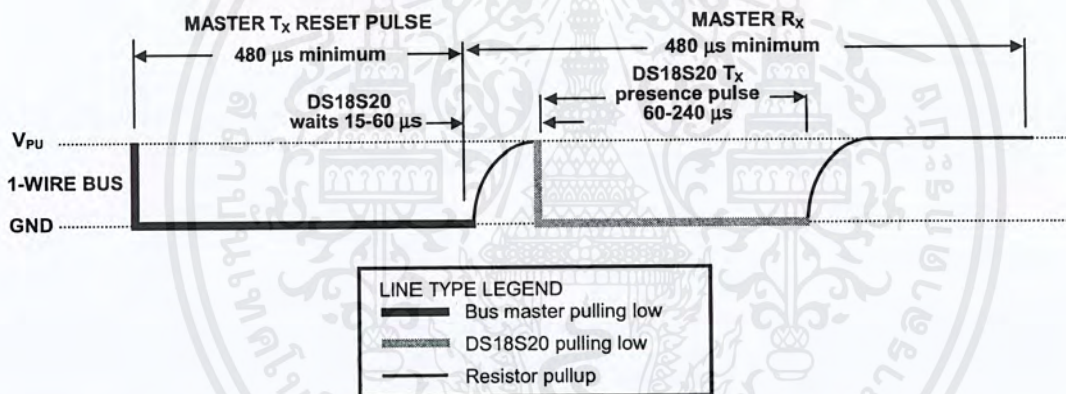
The DS18S20 uses a strict 1-wire communication protocol to insure data integrity. Several signal types are defined by this protocol: reset pulse, presence pulse, write 0, write 1, read 0, and read 1. All of these signals, with the exception of the presence pulse, are initiated by the bus master.

INITIALIZATION PROCEDURE: RESET AND PRESENCE PULSES

All communication with the DS18S20 begins with an initialization sequence that consists of a reset pulse from the master followed by a presence pulse from the DS18S20. This is illustrated in Figure 10. When the DS18S20 sends the presence pulse in response to the reset, it is indicating to the master that it is on the bus and ready to operate.

During the initialization sequence the bus master transmits (T_x) the reset pulse by pulling the 1-wire bus low for a minimum of 480 μs . The bus master then releases the bus and goes into receive mode (R_x). When the bus is released, the 5k pullup resistor pulls the 1-wire bus high. When the DS18S20 detects this rising edge, it waits 15–60 μs and then transmits a presence pulse by pulling the 1-wire bus low for 60–240 μs .

INITIALIZATION TIMING Figure 10



READ/WRITE TIME SLOTS

The bus master writes data to the DS18S20 during write time slots and reads data from the DS18S20 during read time slots. One bit of data is transmitted over the 1-wire bus per time slot.

WRITE TIME SLOTS

There are two types of write time slots: “Write 1” time slots and “Write 0” time slots. The bus master uses a Write 1 time slot to write a logic 1 to the DS18S20 and a Write 0 time slot to write a logic 0 to the DS18S20. All write time slots must be a minimum of 60 μs in duration with a minimum of a 1 μs recovery time between individual write slots. Both types of write time slots are initiated by the master pulling the 1-wire bus low (see Figure 11).

To generate a Write 1 time slot, after pulling the 1-wire bus low, the bus master must release the 1-wire bus within 15 μs . When the bus is released, the 5k pullup resistor will pull the bus high. To generate a Write 0 time slot, after pulling the 1-wire bus low, the bus master must continue to hold the bus low for the duration of the time slot (at least 60 μs). The DS18S20 samples the 1-wire bus during a window that lasts from 15 μs to 60 μs after the master initiates the write time slot. If the bus is high during the sampling window, a 1 is written to the DS18S20. If the line is low, a 0 is written to the DS18S20.

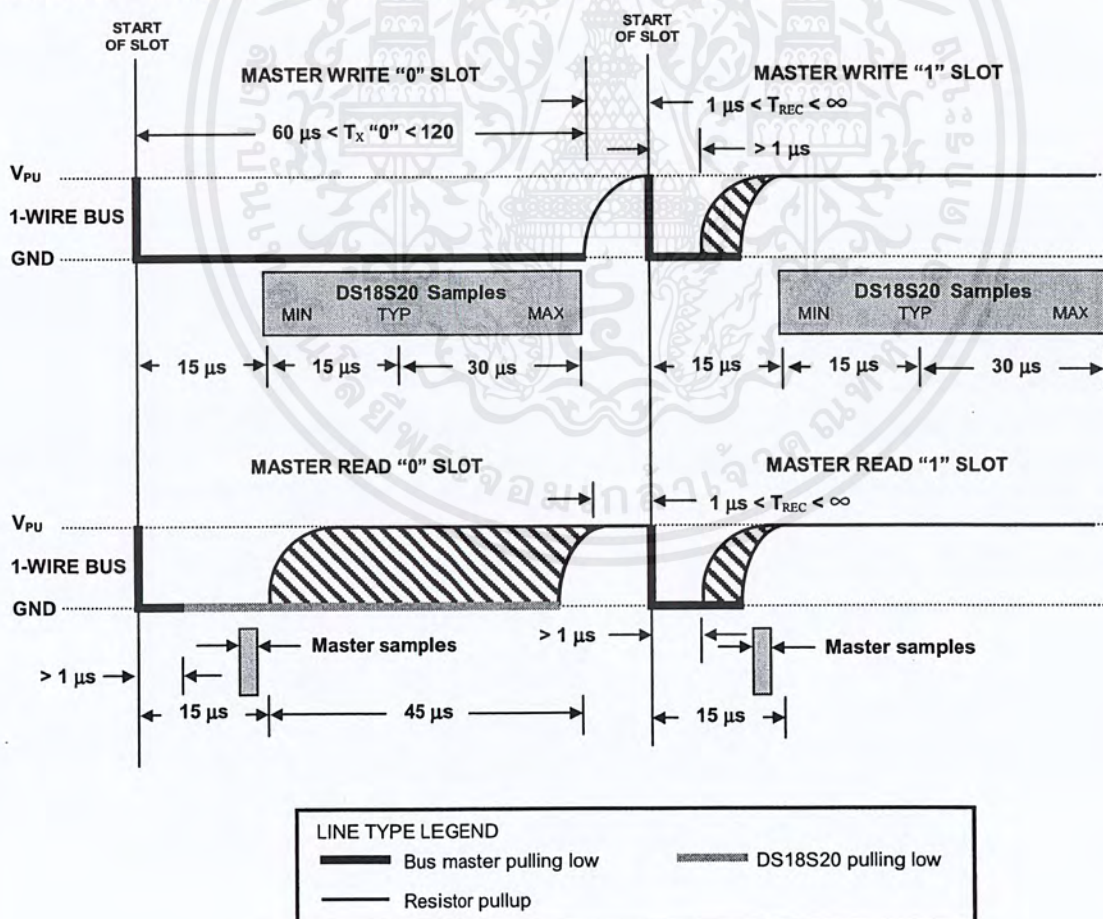
READ TIME SLOTS

The DS18S20 can only transmit data to the master when the master issues read time slots. Therefore, the master must generate read time slots immediately after issuing a Read Scratchpad [BEh] or Read Power Supply [B4h] command, so that the DS18S20 can provide the requested data. In addition, the master can generate read time slots after issuing Convert T [44h] or Recall E² [B8h] commands to find out the status of the operation as explained in the DS18S20 FUNCTION COMMAND section.

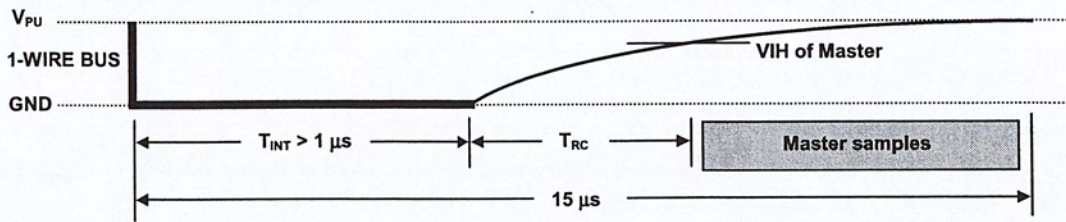
All read time slots must be a minimum of 60 μs in duration with a minimum of a 1 μs recovery time between slots. A read time slot is initiated by the master device pulling the 1-wire bus low for a minimum of 1 μs and then releasing the bus (see Figure 11). After the master initiates the read time slot, the DS18S20 will begin transmitting a 1 or 0 on bus. The DS18S20 transmits a 1 by leaving the bus high and transmits a 0 by pulling the bus low. When transmitting a 0, the DS18S20 will release the bus by the end of the time slot, and the bus will be pulled back to its high idle state by the pullup resistor. Output data from the DS18S20 is valid for 15 μs after the falling edge that initiated the read time slot. Therefore, the master must release the bus and then sample the bus state within 15 μs from the start of the slot.

Figure 12 illustrates that the sum of T_{INIT}, T_{RC}, and T_{SAMPLE} must be less than 15 μs for a read time slot. Figure 13 shows that system timing margin is maximized by keeping T_{INIT} and T_{RC} as short as possible and by locating the master sample time during read time slots towards the end of the 15 μs period.

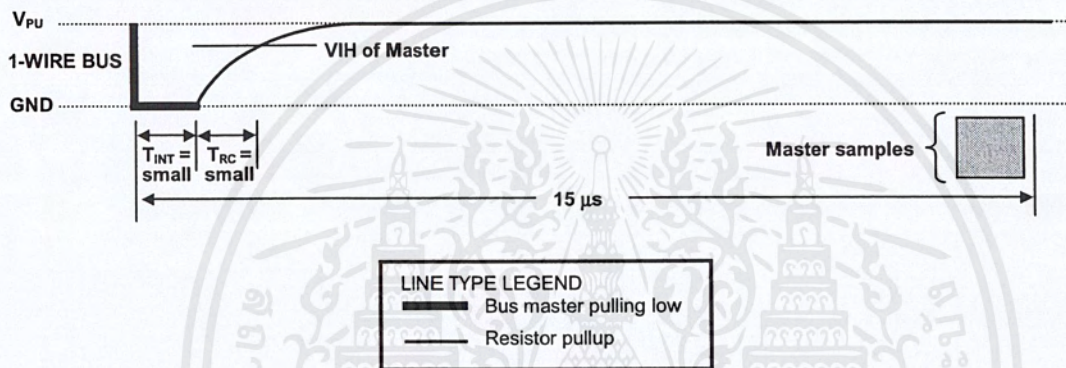
READ/WRITE TIME SLOT TIMING DIAGRAM Figure 11



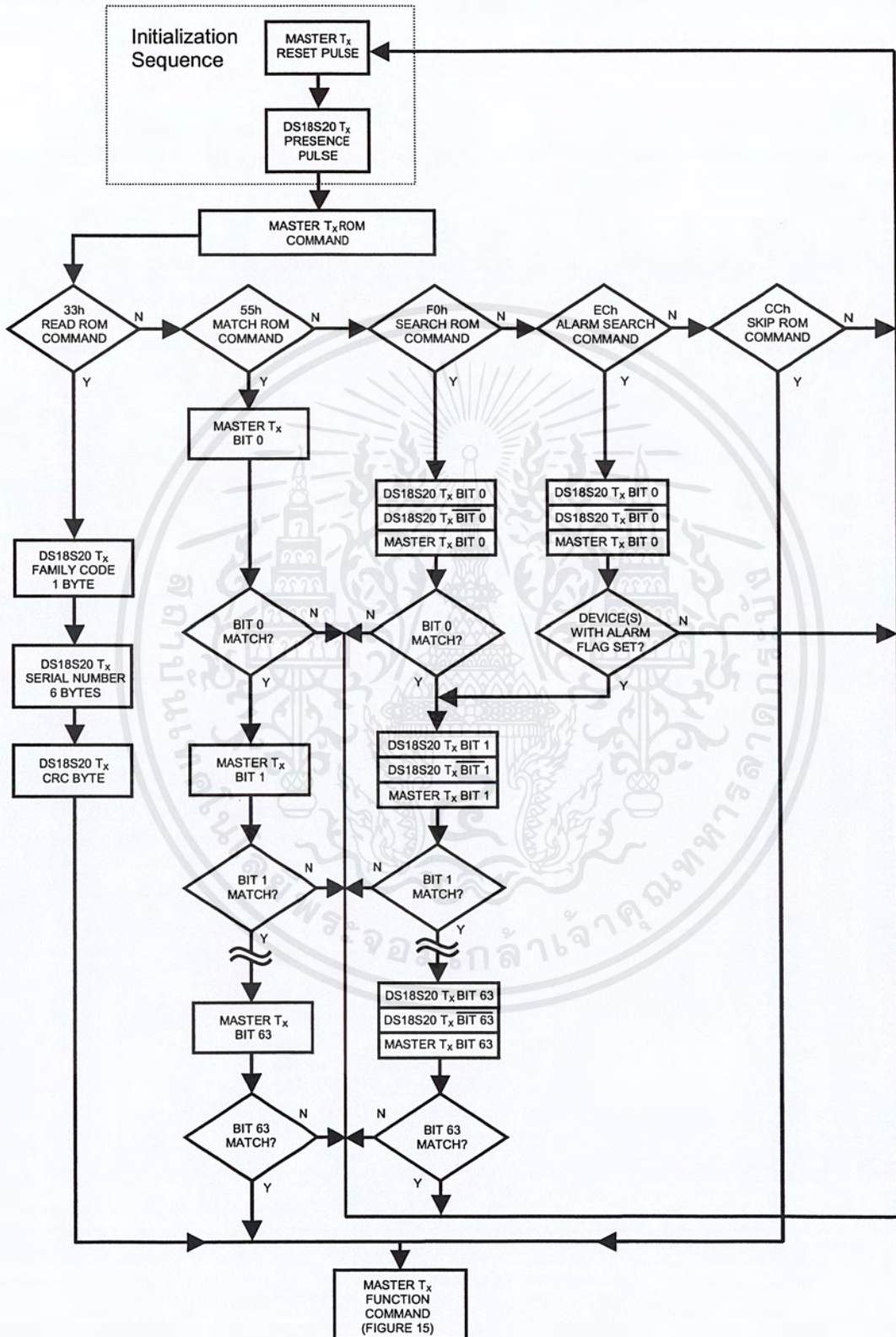
DETAILED MASTER READ 1 TIMING Figure 12



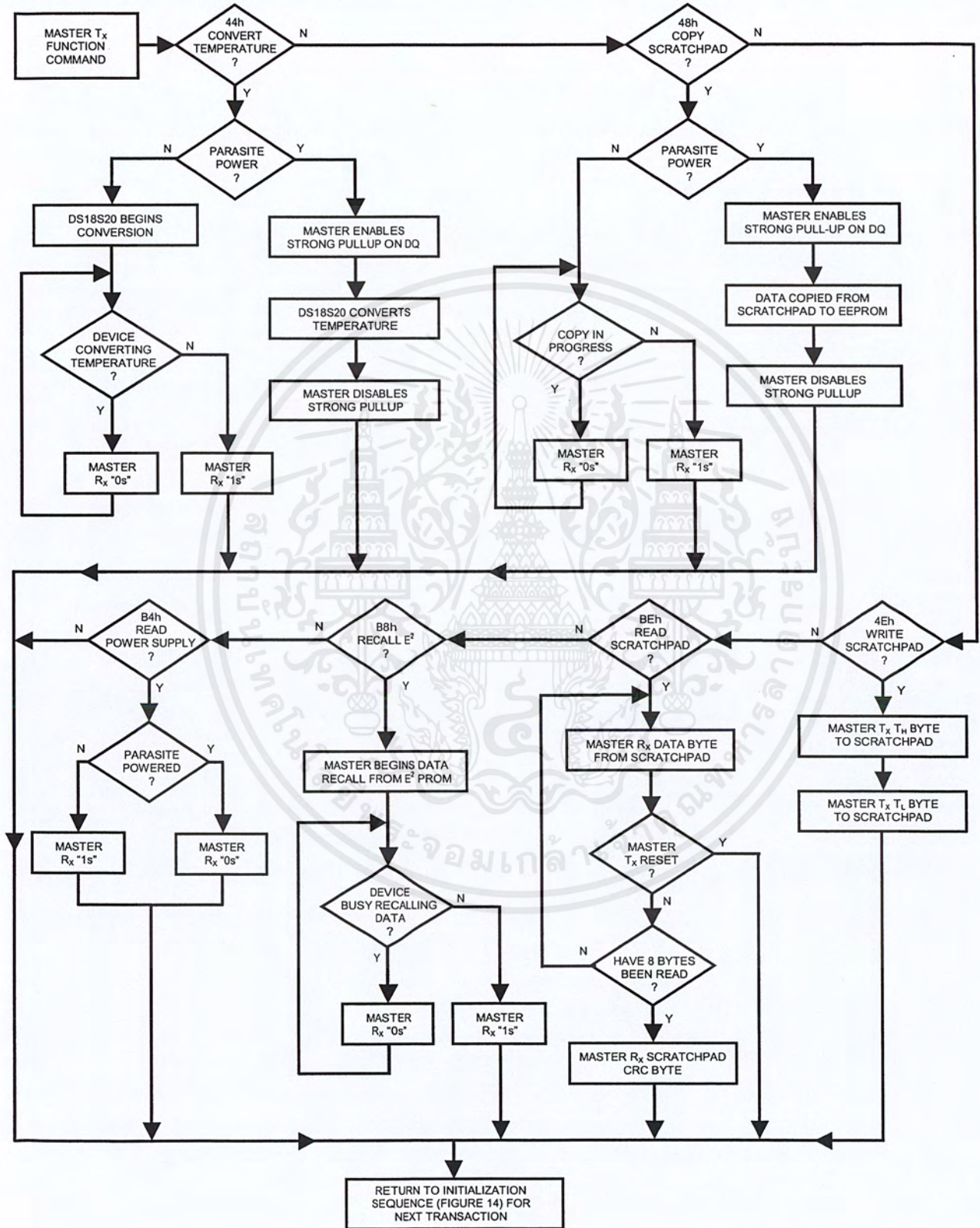
RECOMMENDED MASTER READ 1 TIMING Figure 13



ROM COMMANDS FLOW CHART Figure 14



DS18S20 FUNCTION COMMANDS FLOW CHART Figure 15



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DS18S20 OPERATION EXAMPLE 1

In this example there are multiple DS18S20s on the bus and they are using parasite power. The bus master initiates a temperature conversion in a specific DS18S20 and then reads its scratchpad and recalculates the CRC to verify the data.

MASTER MODE	DATA (LSB FIRST)	COMMENTS
TX	Reset	Master issues reset pulse.
RX	Presence	DS18S20s respond with presence pulse.
TX	55h	Master issues Match ROM command.
TX	64-bit ROM code	Master sends DS18S20 ROM code.
TX	44h	Master issues Convert T command.
TX	DQ line held high by strong pullup	Master applies strong pullup to DQ for the duration of the conversion (t_{conv}).
TX	Reset	Master issues reset pulse.
RX	Presence	DS18S20s respond with presence pulse.
TX	55h	Master issues Match ROM command.
TX	64-bit ROM code	Master sends DS18S20 ROM code.
TX	BEh	Master issues Read Scratchpad command.
RX	9 data bytes	Master reads entire scratchpad including CRC. The master then recalculates the CRC of the first eight data bytes from the scratchpad and compares the calculated CRC with the read CRC (byte 9). If they match, the master continues; if not, the read operation is repeated.

DS18S20 OPERATION EXAMPLE 2

In this example there is only one DS18S20 on the bus and it is using parasite power. The master writes to the T_H and T_L registers in the DS18S20 scratchpad and then reads the scratchpad and recalculates the CRC to verify the data. The master then copies the scratchpad contents to EEPROM.

MASTER MODE	DATA (LSB FIRST)	COMMENTS
TX	Reset	Master issues reset pulse.
RX	Presence	DS18S20 responds with presence pulse.
TX	CCh	Master issues Skip ROM command.
TX	4Eh	Master issues Write Scratchpad command.
TX	2 data bytes	Master sends two data bytes to scratchpad (T_H and T_L)
TX	Reset	Master issues reset pulse.
RX	Presence	DS18S20 responds with presence pulse.
TX	CCh	Master issues Skip ROM command.
TX	BEh	Master issues Read Scratchpad command.
RX	9 data bytes	Master reads entire scratchpad including CRC. The master then recalculates the CRC of the first eight data bytes from the scratchpad and compares the calculated CRC with the read CRC (byte 9). If they match, the master continues; if not, the read operation is repeated.
TX	Reset	Master issues reset pulse.
RX	Presence	DS18S20 responds with presence pulse.
TX	CCh	Master issues Skip ROM command.
TX	48h	Master issues Copy Scratchpad command.
TX	DQ line held high by strong pullup	Master applies strong pullup to DQ for at least 10 ms while copy operation is in progress.

DS18S20 OPERATION EXAMPLE 3

In this example there is only one DS18S20 on the bus and it is using parasite power. The bus master initiates a temperature conversion then reads the DS18S20 scratchpad and calculates a higher resolution result using the data from the temperature, COUNT REMAIN and COUNT PER °C registers.

MASTER MODE	DATA (LSB FIRST)	COMMENTS
TX	Reset	Master issues reset pulse.
TR	Presence	DS18S20 responds with presence pulse.
TX	CCh	Master issues Skip ROM command.
TX	44h	Master issues Convert T command.
TX	DQ line held high by strong pullup	Master applies strong pullup to DQ for the duration of the conversion (t_{conv}).
TX	Reset	Master issues reset pulse.
RX	Presence	DS18S20 responds with presence pulse.
TX	CCh	Master issues Skip ROM command.
TX	BEh	Master issues Read Scratchpad command.
RX	9 data bytes	Master reads entire scratchpad including CRC. The master then recalculates the CRC of the first eight data bytes from the scratchpad and compares the calculated CRC with the read CRC (byte 9). If they match, the master continues; if not, the read operation is repeated. The master also calculates the TEMP_READ value and stores the contents of the COUNT REMAIN and COUNT PER °C registers.
TX	Reset	Master issues reset pulse.
RX	Presence	DS18S20 responds with presence pulse.
-	-	CPU calculates extended resolution temperature using the equation in the OPERATION - MEASURING TEMPERATURE section of this datasheet.

RELATED APPLICATION NOTES

The following Application Notes can be applied to the DS18S20. These notes can be obtained from the Dallas Semiconductor “Application Note Book,” via the Dallas website at <http://www.dalsemi.com/>, or through our faxback service at (214) 450-0441.

Application Note 27: “Understanding and Using Cyclic Redundancy Checks with Dallas Semiconductor Touch Memory Product”

Application Note 55: “Extending the Contact Range of Touch Memories”

Application Note 74: “Reading and Writing Touch Memories via Serial Interfaces”

Application Note 104: “Minimalist Temperature Control Demo”

Application Note 105: “High Resolution Temperature Measurement with Dallas Direct-to-Digital Temperature Sensors”

Application Note 106: “Complex MicroLANs”

Application Note 108: “MicroLAN – In the Long Run”

Sample 1-wire subroutines that can be used in conjunction with AN74 can be downloaded from the Dallas website or anonymous FTP Site.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Voltage on any pin relative to ground	-0.5V to +6.0V
Operating temperature	-55°C to +125°C
Storage temperature	-55°C to +125°C
Soldering temperature	See J-STD-020A Specification

*These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods of time may affect reliability.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (-55°C to +125°C; $V_{DD}=3.0V$ to 5.5V)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNITS	NOTES
Supply Voltage	V_{DD}	Local Power	+3.0		+5.5	V	1
Pullup Supply Voltage	V_{PU}	Parasite Power	+3.0		+5.5	V	1,2
		Local Power	+3.0		V_{DD}		
Thermometer Error	t_{ERR}	-10°C to +85°C			±0.5	°C	3
		-55°C to +125°C			±2		
Input Logic Low	V_{IL}		-0.3		+0.8	V	1,4,5
Input Logic High	V_{IH}	Local Power	+2.2		The lower of 5.5 or $V_{DD} + 0.3$	V	1, 6
		Parasite Power	+3.0				
Sink Current	I_L	$V_{IO}=0.4V$	4.0			mA	1
Standby Current	I_{DDs}			750	1000	nA	7,8
Active Current	I_{DD}	$V_{DD}=5V$		1	1.5	mA	9
DQ Input Current	I_{DQ}			5		μA	10
Drift				±0.2		°C	11

NOTES:

- All voltages are referenced to ground.
- The Pullup Supply Voltage specification assumes that the pullup device is ideal, and therefore the high level of the pullup is equal to V_{PU} . In order to meet the V_{IH} spec of the DS18S20, the actual supply rail for the strong pullup transistor must include margin for the voltage drop across the transistor when it is turned on; thus: $V_{PU_ACTUAL} = V_{PU_IDEAL} + V_{TRANSISTOR}$.
- See typical performance curve in Figure 16
- Logic low voltages are specified at a sink current of 4 mA.
- To guarantee a presence pulse under low voltage parasite power conditions, V_{ILMAX} may have to be reduced to as low as 0.5V.
- Logic high voltages are specified at a source current of 1 mA.
- Standby current specified up to 70°C. Standby current typically is 3 μA at 125°C.
- To minimize I_{DDs} , DQ should be within the following ranges: $GND \leq DQ \leq GND + 0.3V$ or $V_{DD} - 0.3V \leq DQ \leq V_{DD}$.
- Active current refers to supply current during active temperature conversions or EEPROM writes.
- DQ line is high ("hi-Z" state).
- Drift data is based on a 1000 hour stress test at 125°C with $V_{DD} = 5.5V$.

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS: NV MEMORY(-55°C to +100°C; $V_{DD}=3.0V$ to 5.5V)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNITS
NV Write Cycle Time	t_{wr}			2	10	ms
EEPROM Writes	N_{EEWR}	-55°C to +55°C	50k			writes
EEPROM Data Retention	t_{EEDR}	-55°C to +55°C	10			years

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (-55°C to +125°C; $V_{DD}=3.0V$ to 5.5V)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNITS	NOTES
Temperature Conversion Time	t_{CONV}				750	ms	1
Time to Strong Pullup On	t_{SPON}	Start Convert T Command Issued			10	μs	
Time Slot	t_{SLOT}		60		120	μs	1
Recovery Time	t_{REC}		1			μs	1
Write 0 Low Time	t_{LOW0}		60		120	μs	1
Write 1 Low Time	t_{LOW1}		1		15	μs	1
Read Data Valid	t_{RDV}				15	μs	1
Reset Time High	t_{RSTH}		480			μs	1
Reset Time Low	t_{RSTL}		480			μs	1,2
Presence Detect High	t_{PDHIGH}		15		60	μs	1
Presence Detect Low	t_{PDLOW}		60		240	μs	1
Capacitance	$C_{IN/OUT}$				25	pF	

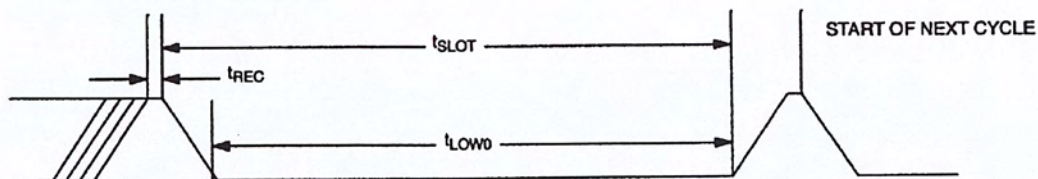
NOTES:

1. Refer to timing diagrams in Figure 17.
2. Under parasite power, if $t_{RSTL} > 960 \mu s$, a power on reset may occur.

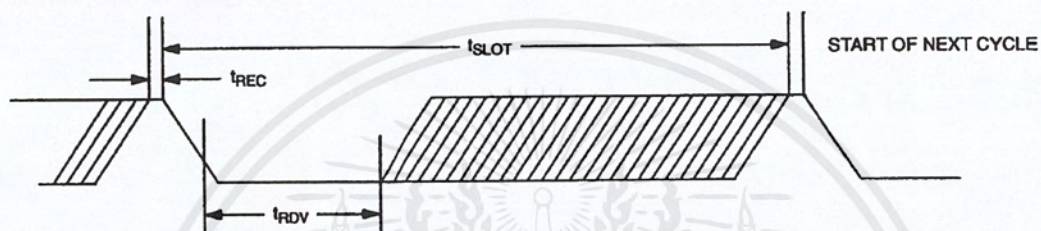
TYPICAL PERFORMANCE CURVE Figure 16

TIMING DIAGRAMS Figure 17

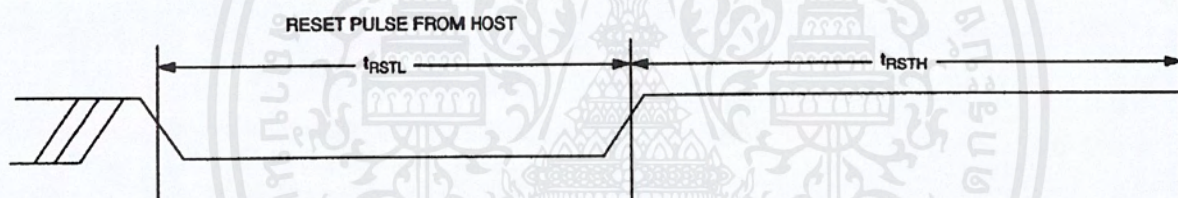
1-WIRE WRITE ZERO TIME SLOT



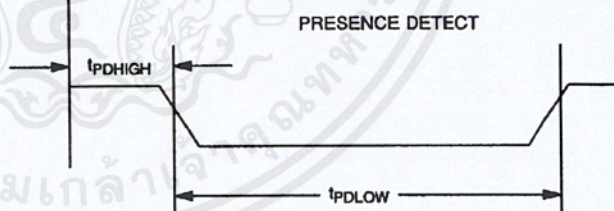
1-WIRE READ ZERO TIME SLOT



1-WIRE RESET PULSE



1-WIRE PRESENCE DETECT



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.

Features

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

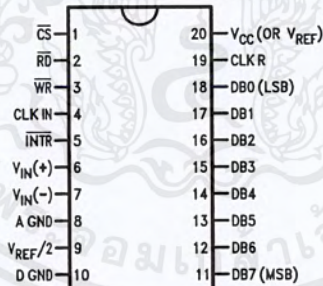
- Differential analog voltage inputs
- Logic inputs and outputs meet both MOS and TTL voltage level specifications
- Works with 2.5V (LM336) voltage reference
- On-chip clock generator
- 0V to 5V analog input voltage range with single 5V supply
- No zero adjust required
- 0.3" standard width 20-pin DIP 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

Key Specifications

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

Connection Diagram

ADC080X
Dual-In-Line and Small Outline (SO) Packages



DS005671-30

See Ordering Information

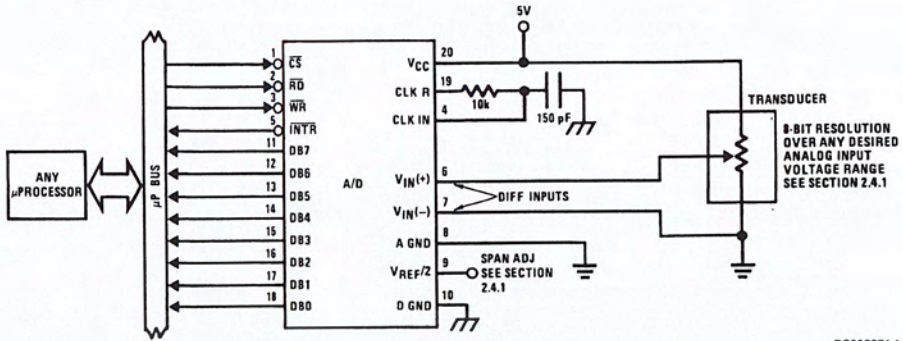
Ordering Information

TEMP RANGE		0°C TO 70°C	0°C TO 70°C	-40°C TO +85°C
ERROR	$\pm 1/4$ Bit Adjusted			ADC0801LCN
	$\pm 1/2$ Bit Unadjusted	ADC0802LCWM		ADC0802LCN
	$\pm 1/2$ Bit Adjusted			ADC0803LCN
	± 1 Bit Unadjusted	ADC0804LCWM	ADC0804LCN	ADC0805LCN/ADC0804LCJ
PACKAGE OUTLINE		M20B—Small Outline	N20A—Molded DIP	

Z-80® is a registered trademark of Zilog Corp.

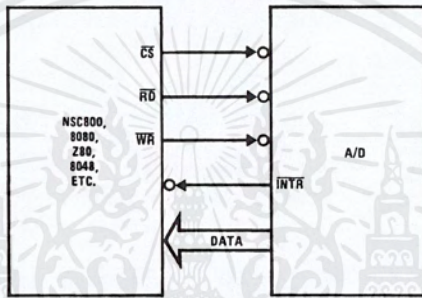
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications



DS005671-1

8080 Interface



DS005671-31

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	±¼ LSB		
ADC0802		±½ LSB	
ADC0803	±½ LSB		
ADC0804		±1 LSB	
ADC0805			±1 LSB

Absolute Maximum Ratings (Notes 1, 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please 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	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
ADC0804LCJ	-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
ADC0802/04LCWM	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	2.5	8.0		k Ω
	ADC0804 (Note 9)	0.75	1.1		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 $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ 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	(Notes 5, 6)	66		73	$1/f_{CLK}$
f_{CLK}	Clock Frequency	$V_{CC}=5V$, (Note 5)	100	640	1460	kHz
	Clock Duty Cycle		40		60	%
CR	Conversion Rate in Free-Running Mode	\overline{INTR} tied to \overline{WR} with $\overline{CS}=0 V_{DC}$, $f_{CLK}=640$ kHz	8770		9708	conv/s
$t_{W(WR)L}$	Width of \overline{WR} Input (Start Pulse Width)	$\overline{CS}=0 V_{DC}$ (Note 7)	100			ns
t_{ACC}	Access Time (Delay from Falling Edge of \overline{RD} to Output Data Valid)	$C_L=100$ pF		135	200	ns
t_{1H}, t_{0H}	TRI-STATE Control (Delay from Rising Edge of \overline{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 \overline{WR} or \overline{RD} to Reset of \overline{INTR}			300	450	ns
C_{IN}	Input Capacitance of Logic Control Inputs			5	7.5	pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Electrical Characteristics (Continued)

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

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
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}
$V_{IN}(0)$	Logical "0" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN)	$V_{CC}=4.75 V_{DC}$			0.8	V_{DC}
$I_{IN}(1)$	Logical "1" Input Current (All Inputs)	$V_{IN}=5 V_{DC}$		0.005	1	μA_{DC}
$I_{IN}(0)$	Logical "0" Input Current (All Inputs)	$V_{IN}=0 V_{DC}$	-1	-0.005		μA_{DC}
CLOCK IN AND CLOCK R						
V_{T+}	CLK IN (Pin 4) Positive Going Threshold Voltage		2.7	3.1	3.5	V_{DC}
V_{T-}	CLK IN (Pin 4) Negative Going Threshold Voltage		1.5	1.8	2.1	V_{DC}
V_H	CLK IN (Pin 4) Hysteresis (V_{T+})-(V_{T-})		0.6	1.3	2.0	V_{DC}
$V_{OUT}(0)$	Logical "0" CLK R Output Voltage	$I_O=360 \mu A$ $V_{CC}=4.75 V_{DC}$			0.4	V_{DC}
$V_{OUT}(1)$	Logical "1" CLK R Output Voltage	$I_O=-360 \mu A$ $V_{CC}=4.75 V_{DC}$	2.4			V_{DC}
DATA OUTPUTS AND INTR						
$V_{OUT}(0)$	Logical "0" Output Voltage Data Outputs INTR Output	$I_{OUT}=1.6 mA, V_{CC}=4.75 V_{DC}$ $I_{OUT}=1.0 mA, V_{CC}=4.75 V_{DC}$			0.4 0.4	V_{DC} V_{DC}
$V_{OUT}(1)$	Logical "1" Output Voltage	$I_O=-360 \mu A, V_{CC}=4.75 V_{DC}$	2.4			V_{DC}
$V_{OUT}(1)$	Logical "1" Output Voltage	$I_O=-10 \mu A, V_{CC}=4.75 V_{DC}$	4.5			V_{DC}
I_{OUT}	TRI-STATE Disabled Output Leakage (All Data Buffers)	$V_{OUT}=0 V_{DC}$ $V_{OUT}=5 V_{DC}$	-3		3	μA_{DC} μA_{DC}
I_{SOURCE}		V_{OUT} Short to Gnd, $T_A=25^\circ C$	4.5	6		mA_{DC}
I_{SINK}		V_{OUT} Short to V_{CC} , $T_A=25^\circ C$	9.0	16		mA_{DC}
POWER SUPPLY						
I_{CC}	Supply Current (Includes Ladder Current) ADC0801/02/03/04LCJ/05 ADC0804LCN/LCWM	$f_{CLK}=640 kHz$, $V_{REF}/2=NC, T_A=25^\circ C$ and $\overline{CS}=5V$			1.1 1.9	1.8 2.5 mA mA

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

Note 2: All voltages are measured with respect to Gnd, unless otherwise specified. The separate A Gnd point should always be wired to the D Gnd.

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

Note 4: For $V_{IN}(-) \geq V_{IN}(+)$ the digital output code will be 0000 0000. Two on-chip diodes are tied to each analog input (see block diagram) which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the V_{CC} supply. Be careful, during testing at low V_{CC} levels (4.5V), as high level analog inputs (5V) can cause this input diode to conduct—especially at elevated temperatures, and cause errors for analog inputs near full-scale. The spec allows 50 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog V_{IN} does not exceed the supply voltage by more than 50 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0 V_{DC} to 5 V_{DC} input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of $4.950 V_{DC}$ over temperature variations, initial tolerance and loading.

Note 5: Accuracy is guaranteed at $f_{CLK} = 640 kHz$. At higher clock frequencies accuracy can degrade. For lower clock frequencies, the duty cycle limits can be extended so long as the minimum clock high time interval or minimum clock low time interval is no less than 275 ns.

Note 6: With an asynchronous start pulse, up to 8 clock periods may be required before the internal clock phases are proper to start the conversion process. The start request is internally latched, see Figure 4 and section 2.0.

AC Electrical Characteristics (Continued)

Note 7: The \overline{CS} input is assumed to bracket the \overline{WR} strobe input and therefore timing is dependent on the \overline{WR} pulse width. An arbitrarily wide pulse width will hold the converter in a reset mode and the start of conversion is initiated by the low to high transition of the \overline{WR} pulse (see timing diagrams).

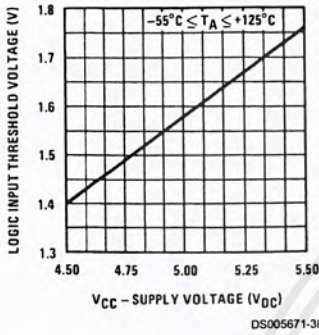
Note 8: None of these A/Ds requires a zero adjust (see section 2.5.1). To obtain zero code at other analog input voltages see section 2.5 and Figure 7.

Note 9: The $V_{REF}/2$ pin is the center point of a two-resistor divider connected from V_{CC} to ground. In all versions of the ADC0801, ADC0802, ADC0803, and ADC0805, and in the ADC0804LCJ, each resistor is typically 16 k Ω . In all versions of the ADC0804 except the ADC0804LCJ, each resistor is typically 2.2 k Ω .

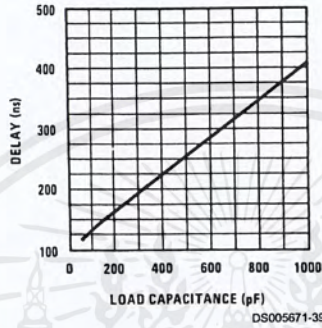
Note 10: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Typical Performance Characteristics

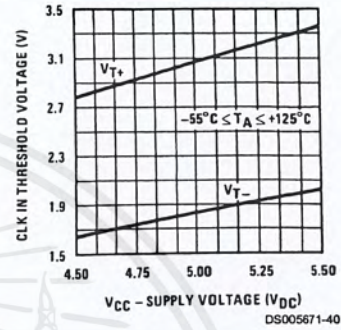
Logic Input Threshold Voltage vs. Supply Voltage



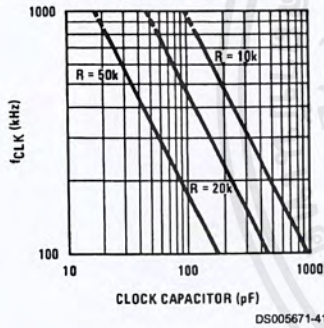
Delay From Falling Edge of RD to Output Data Valid vs. Load Capacitance



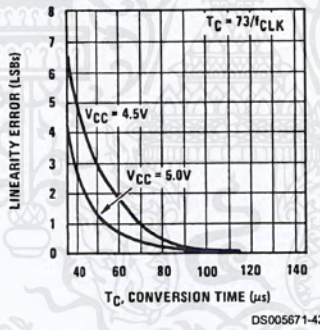
CLK IN Schmitt Trip Levels vs. Supply Voltage



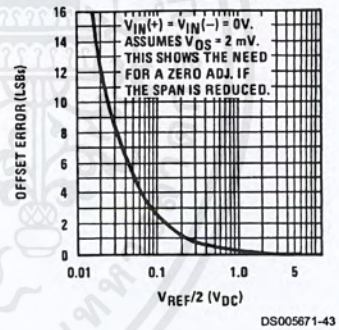
f_{CLK} vs. Clock Capacitor



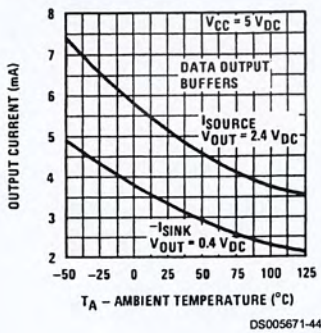
Full-Scale Error vs Conversion Time



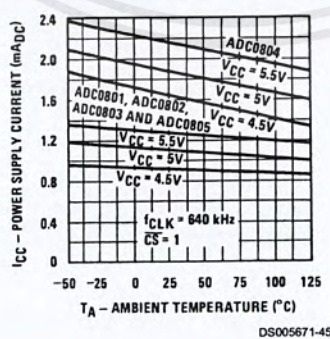
Effect of Unadjusted Offset Error vs. V_{REF}/2 Voltage



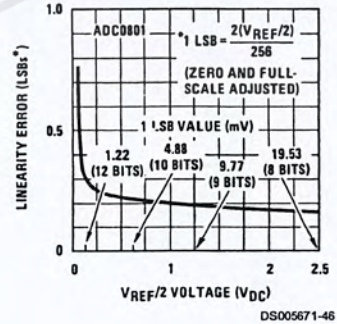
Output Current vs Temperature



Power Supply Current vs Temperature (Note 9)

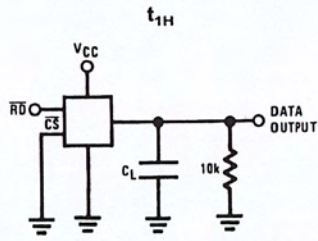


Linearity Error at Low V_{REF}/2 Voltages



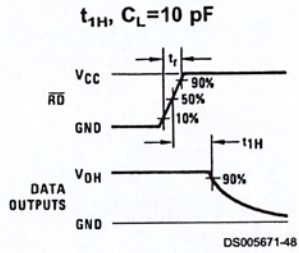
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRI-STATE Test Circuits and Waveforms

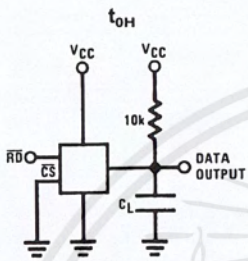


DS005671-47

$t_r = 20 \text{ ns}$

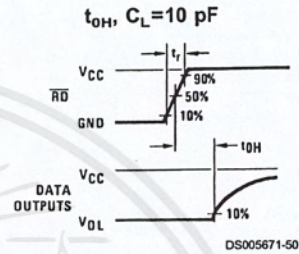


DS005671-48



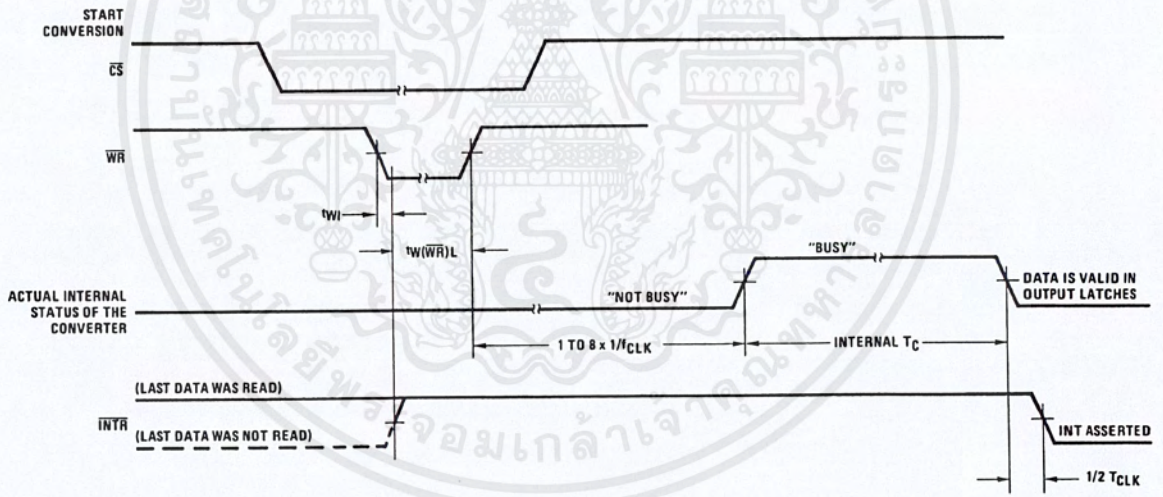
DS005671-49

$t_r = 20 \text{ ns}$



DS005671-50

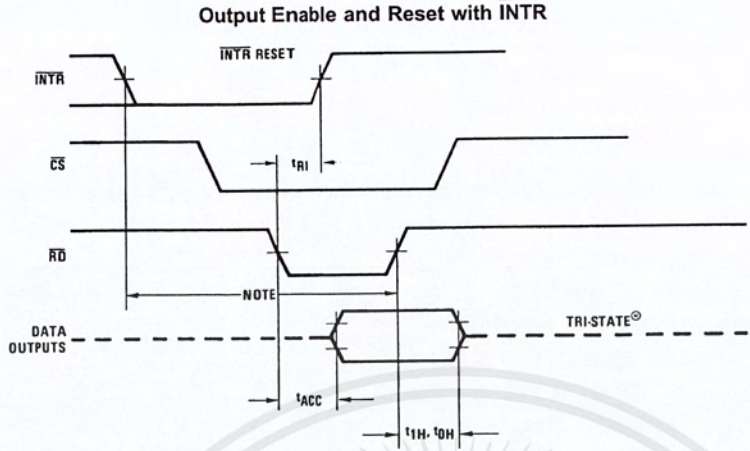
Timing Diagrams (All timing is measured from the 50% voltage points)



DS005671-51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

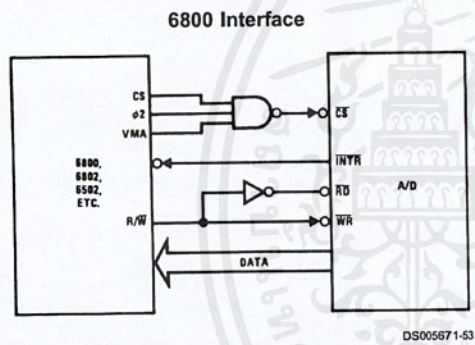
Timing Diagrams (All timing is measured from the 50% voltage points) (Continued)



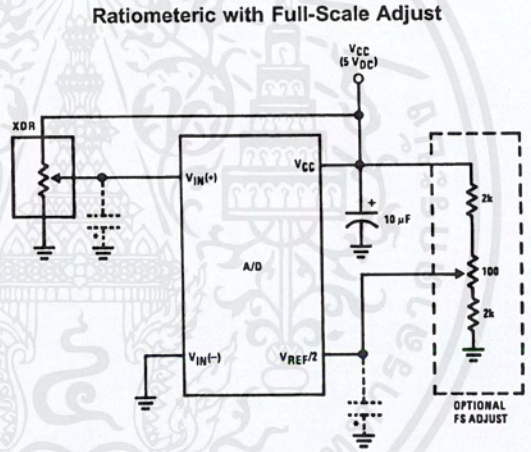
DS005671-52

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

Typical Applications



DS005671-53



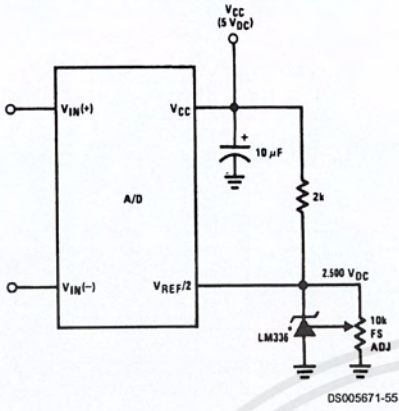
DS005671-54

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

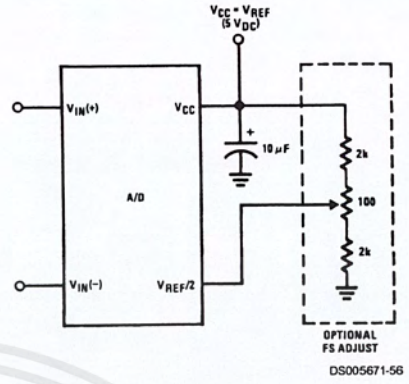
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Absolute with a 2.500V Reference

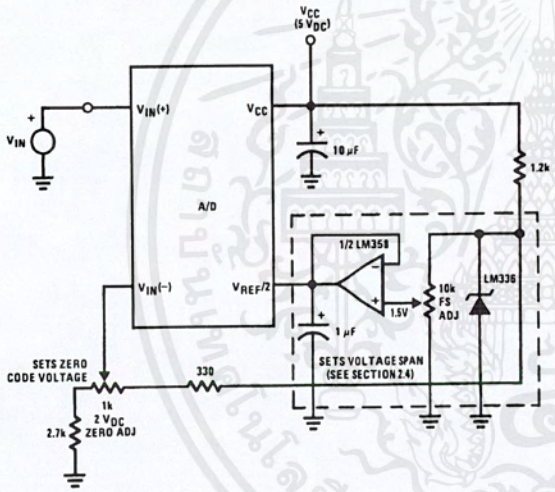


Absolute with a 5V Reference

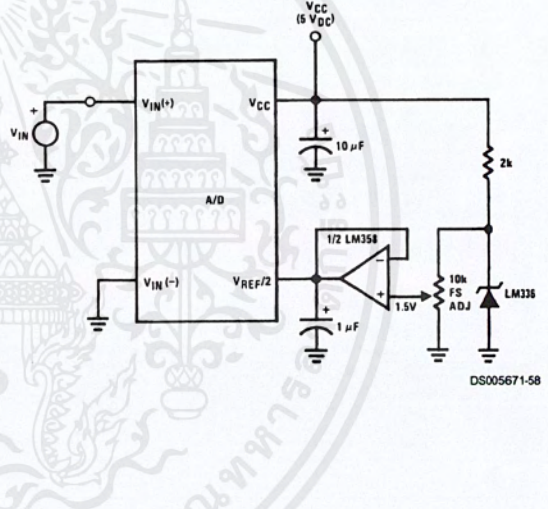


*For low power, see also LM385-2.5

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

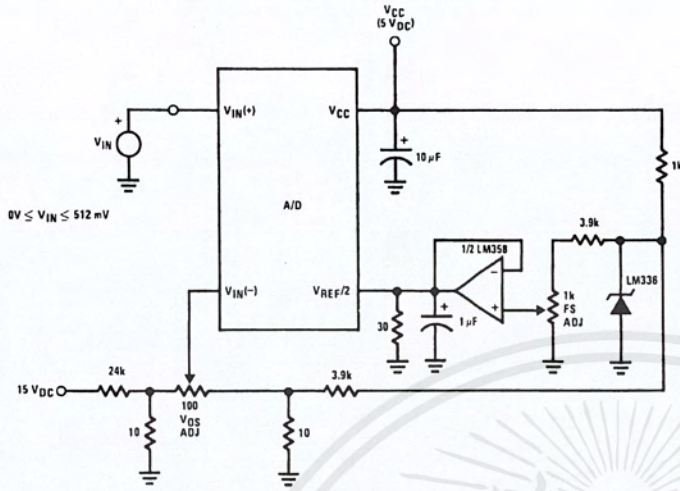


Span Adjust: $0V \leq V_{IN} \leq 3V$



Typical Applications (Continued)

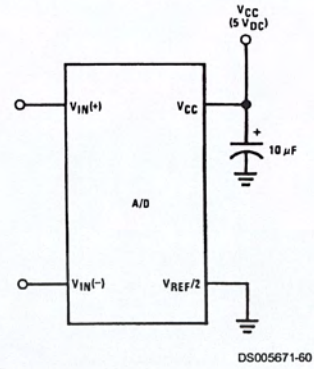
Directly Converting a Low-Level Signal



$V_{REF/2} = 256 \text{ mV}$

DS005671-59

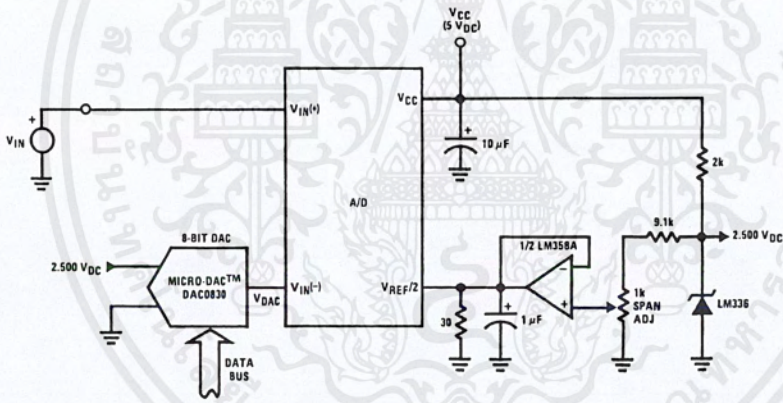
A μP Interfaced Comparator



DS005671-60

For:
 $V_{IN(+)} > V_{IN(-)}$
 Output = FF_{HEX}
 For:
 $V_{IN(+)} < V_{IN(-)}$
 Output = 00_{HEX}

1 mV Resolution with μP Controlled Range



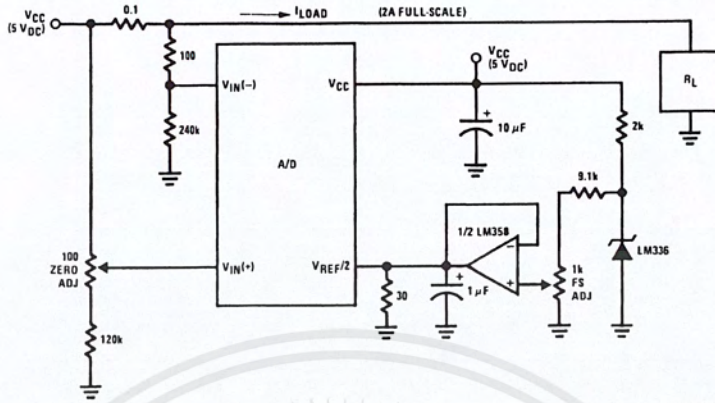
DS005671-61

$V_{REF/2} = 128 \text{ mV}$
 1 LSB = 1 mV
 $V_{DAC} \leq V_{IN} \leq (V_{DAC} + 256 \text{ mV})$
 $0 \leq V_{DAC} < 2.5 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

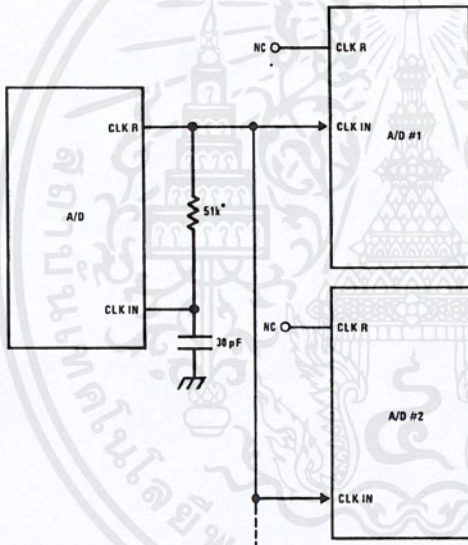
Typical Applications (Continued)

Digitizing a Current Flow



DS005671-62

Self-Clocking Multiple A/Ds

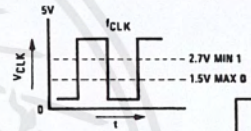


IF MORE THAN 5 ADDITIONAL A/Ds, USE A CMOS BUFFER (NOT 74L)

DS005671-63

* Use a large R value to reduce loading at CLK R output.

External Clocking

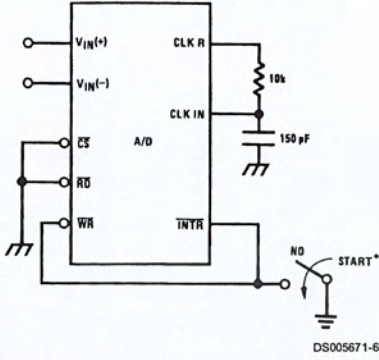


100 kHz ≤ f_{CLK} ≤ 1460 kHz

DS005671-64

Typical Applications (Continued)

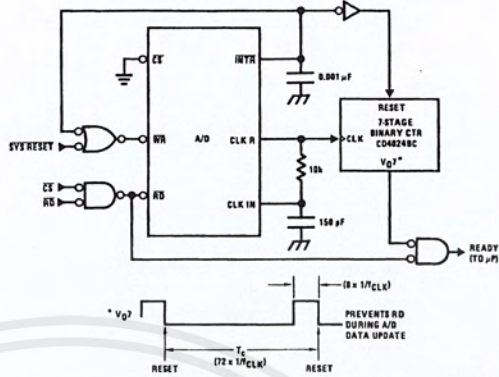
Self-Clocking in Free-Running Mode



DS005671-65

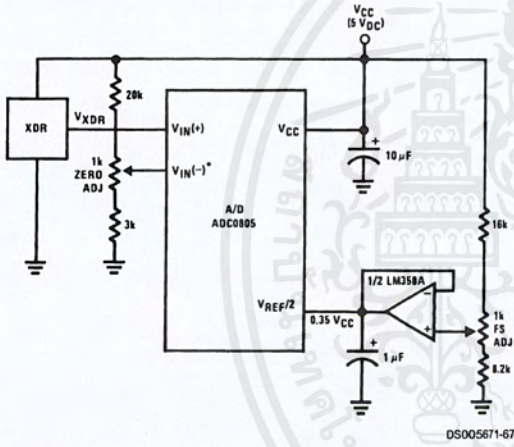
*After power-up, a momentary grounding of the WR input is needed to guarantee operation.

μP Interface for Free-Running A/D



DS005671-66

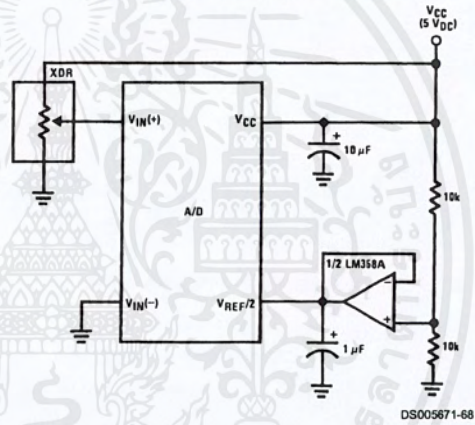
Operating with "Automotive" Ratiometric Transducers



DS005671-67

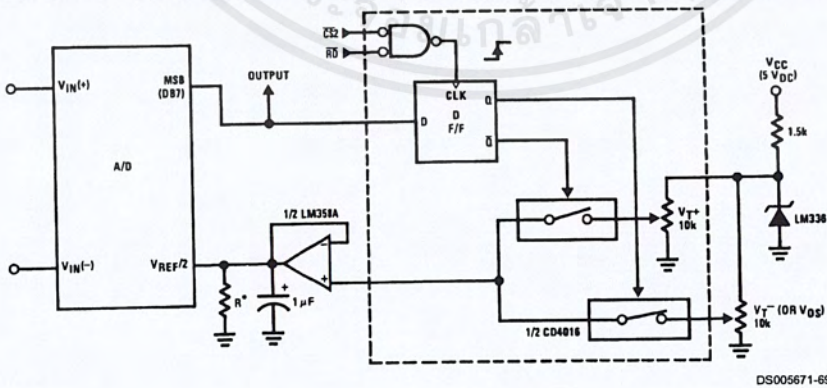
* $V_{IN(-)} = 0.15 V_{CC}$
 $15\% of V_{CC} \leq V_{XDR} \leq 85\% of V_{CC}$

Ratiometric with $V_{REF/2}$ Forced



DS005671-68

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

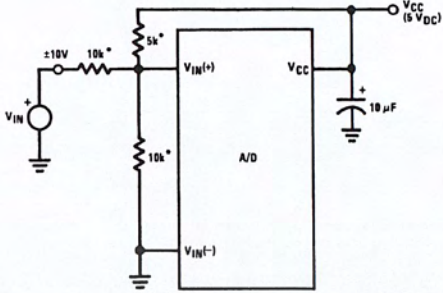


DS005671-69

*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

Typical Applications (Continued)

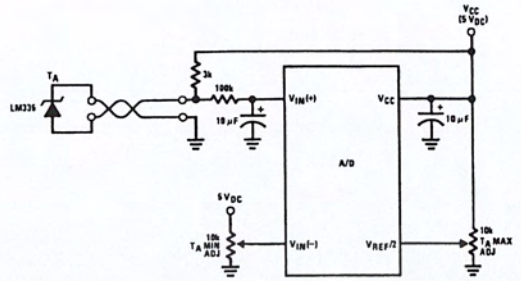
Handling $\pm 10V$ Analog Inputs



DS005671-70

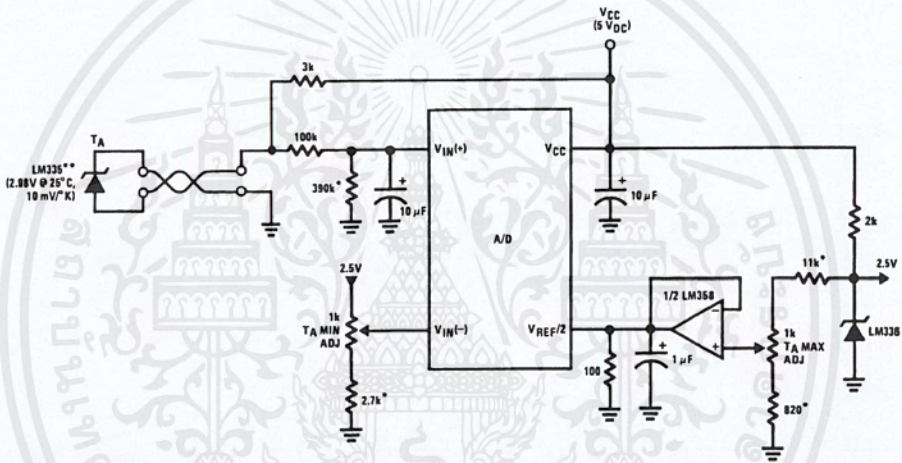
*Beckman Instruments #694-3-R10K resistor array

Low-Cost, μP Interfaced, Temperature-to-Digital Converter



DS005671-71

μP Interfaced Temperature-to-Digital Converter



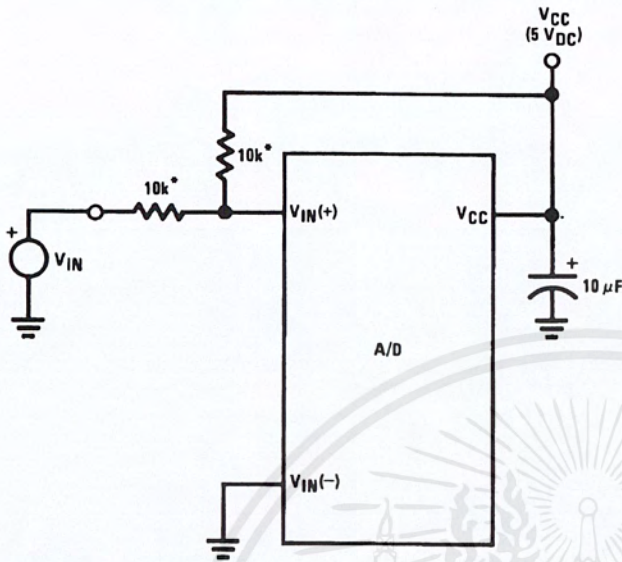
DS005671-72

*Circuit values shown are for $0^{\circ}C \leq T_{AS} \leq 128^{\circ}C$

***Can calibrate each sensor to allow easy replacement, then A/D can be calibrated with a pre-set input voltage.

Typical Applications (Continued)

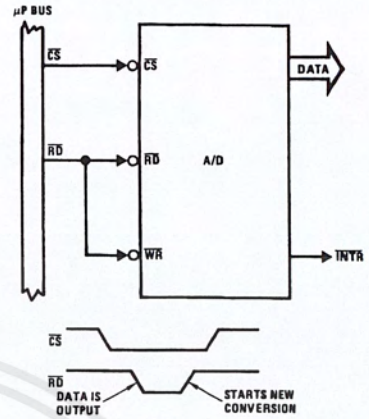
Handling $\pm 5V$ Analog Inputs



DS005671-33

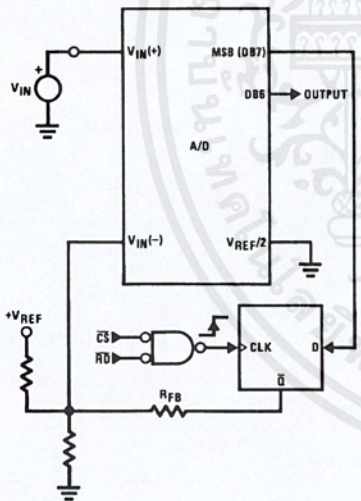
*Beckman Instruments #694-3-R10K resistor array

Read-Only Interface



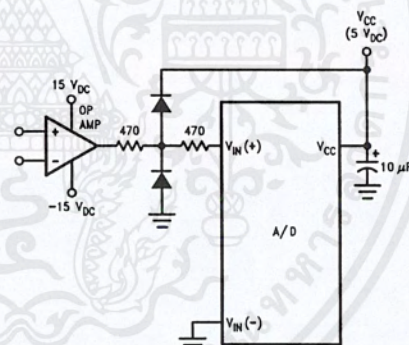
DS005671-34

µP Interfaced Comparator with Hysteresis



DS005671-35

Protecting the Input



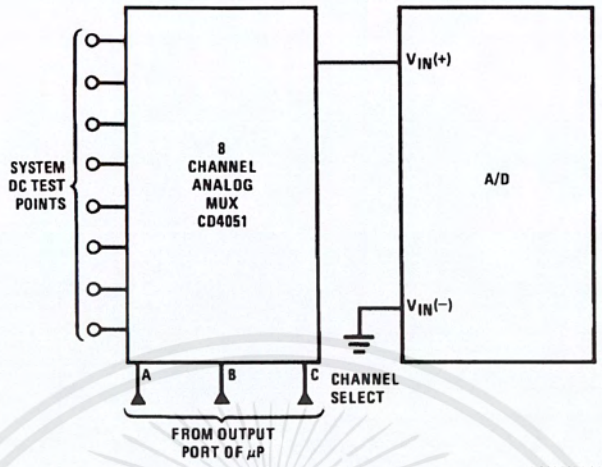
DS005671-9

Diodes are 1N914

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

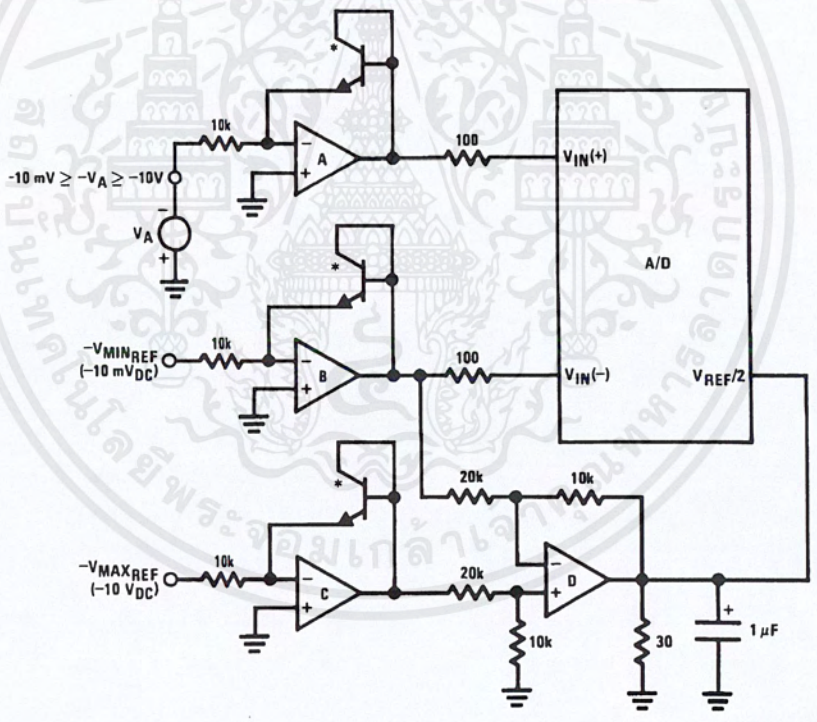
Typical Applications (Continued)

Analog Self-Test for a System



DS005671-36

A Low-Cost, 3-Decade Logarithmic Converter



DS005671-37

*LM389 transistors
A, B, C, D = LM324A quad op amp

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Description (Continued)

$\pm 1/2$ 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 2 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 3 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 1 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 Accuracy = ± 0 LSB: A Perfect A/D

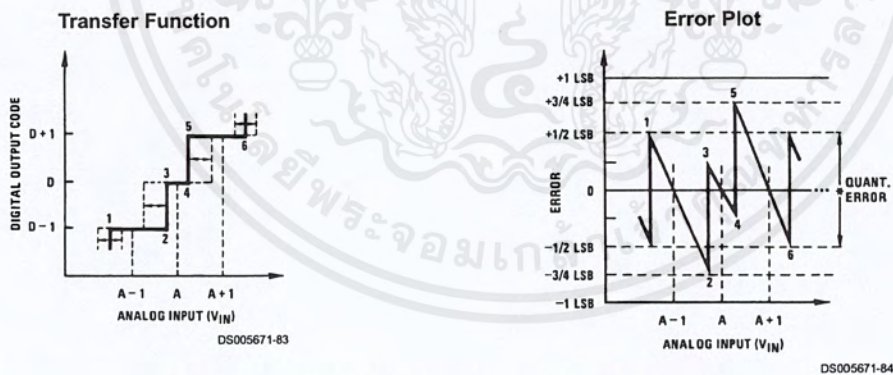


FIGURE 2. Clarifying the Error Specs of an A/D Converter Accuracy = $\pm 1/4$ LSB

Functional Description (Continued)

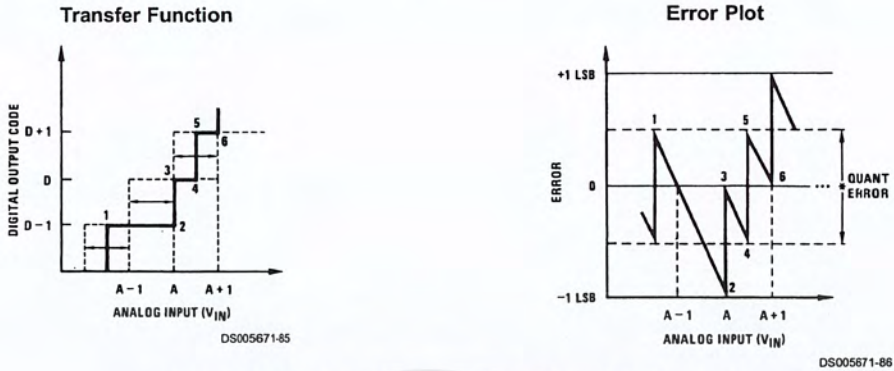


FIGURE 3. Clarifying the Error Specs of an A/D Converter
Accuracy = $\pm \frac{1}{2}$ LSB

2.0 FUNCTIONAL DESCRIPTION

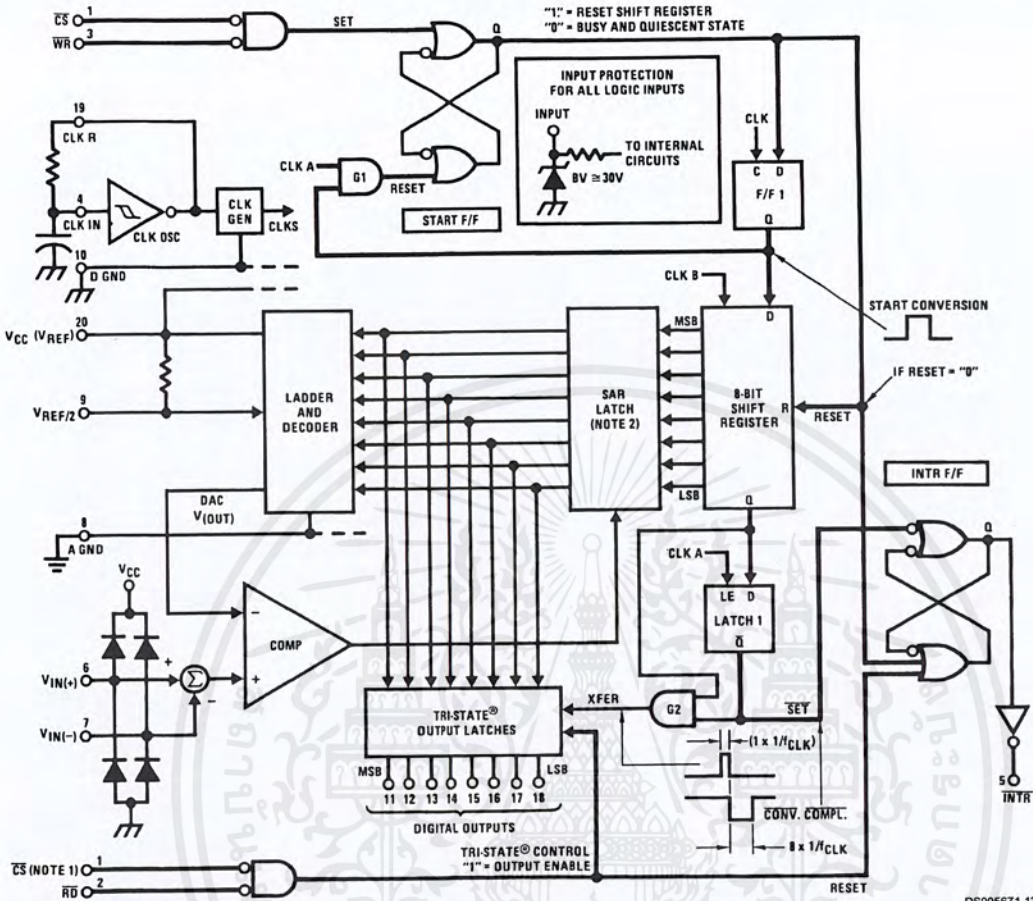
The ADC0801 series contains a circuit equivalent of the 256R network. Analog switches are sequenced by successive approximation logic to match the analog difference input voltage $[V_{IN(+)} - V_{IN(-)}]$ to a corresponding tap on the R network. The most significant bit is tested first and after 8 comparisons (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 (\overline{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 \overline{INTR} to the \overline{WR} input with $\overline{CS} = 0$. To ensure start-up under all possible conditions, an external \overline{WR} pulse is required during the first power-up cycle.

On the high-to-low transition of the \overline{WR} input the internal SAR latches and the shift register stages are reset. As long as the \overline{CS} input and \overline{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 4. 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 \overline{CS} and \overline{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 (\overline{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 \overline{WR} or \overline{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 \overline{CS} and \overline{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.

Functional Description (Continued)



DS005671-13

Note 13: $\overline{\text{CS}}$ shown twice for clarity.

Note 14: SAR = Successive Approximation Register.

FIGURE 4. Block Diagram

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 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 $1/8$ 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 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 INTR output will therefore stay low for the duration of the 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 (INTR pin tied to 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 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 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).

Functional Description (Continued)

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 $V_{IN(-)}$ 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 $V_{IN(+)}$ and $V_{IN(-)}$ is 4-½ clock periods. The maximum error voltage due to this slight time difference between the input voltage samples is given by:

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

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 ¼ 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:

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

or

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

which gives

$$V_P \approx 1.9V.$$

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

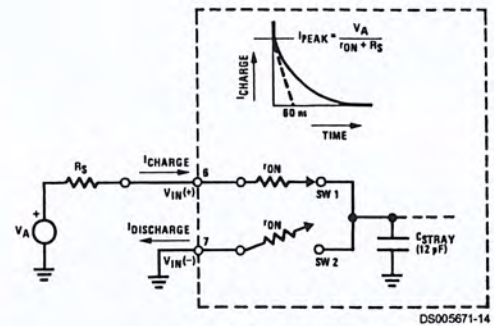
An analog input voltage with a reduced span and a relatively large zero offset can be handled easily by making use of the differential input (see section 2.4 Reference Voltage).

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 5.



r_{ON} of SW 1 and SW 2 = 5 k Ω

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

FIGURE 5. Analog Input Impedance

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 $V_{CC} + 50 \text{ mV}$, 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 μA . Therefore, *bypass capacitors should not be used at the analog inputs or the $V_{REF/2}$ pin* for high resistance sources ($> 1 \text{ k}\Omega$). 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 ($\leq 1 \text{ k}\Omega$) for a passive RC section or add an op amp RC active low pass filter. For low source resistance applications, ($\leq 1 \text{ k}\Omega$), a 0.1 μF bypass capacitor at the inputs will prevent noise pickup due to series lead inductance of a long

Functional Description (Continued)

wire. A 100Ω 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 (pins 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 kΩ. 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 6.

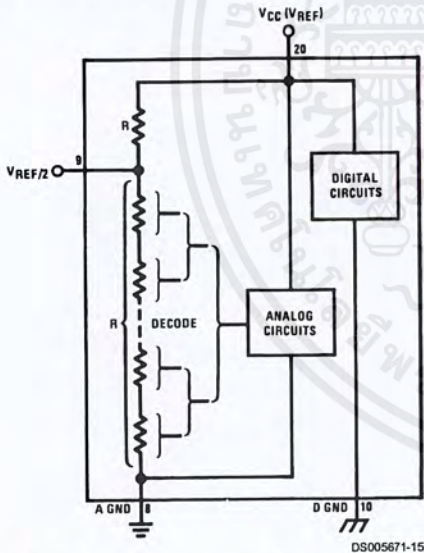


FIGURE 6. The $V_{REFERENCE}$ Design on the IC

Notice that the reference voltage for the IC is either $\frac{1}{2}$ 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 7. With $0.5 V_{DC}$ applied to the $V_{IN(-)}$ pin to absorb the offset, the reference voltage can be made equal to $\frac{1}{2}$ 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.

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 $\pm 10 mV_{DC}$ 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.

Functional Description (Continued)

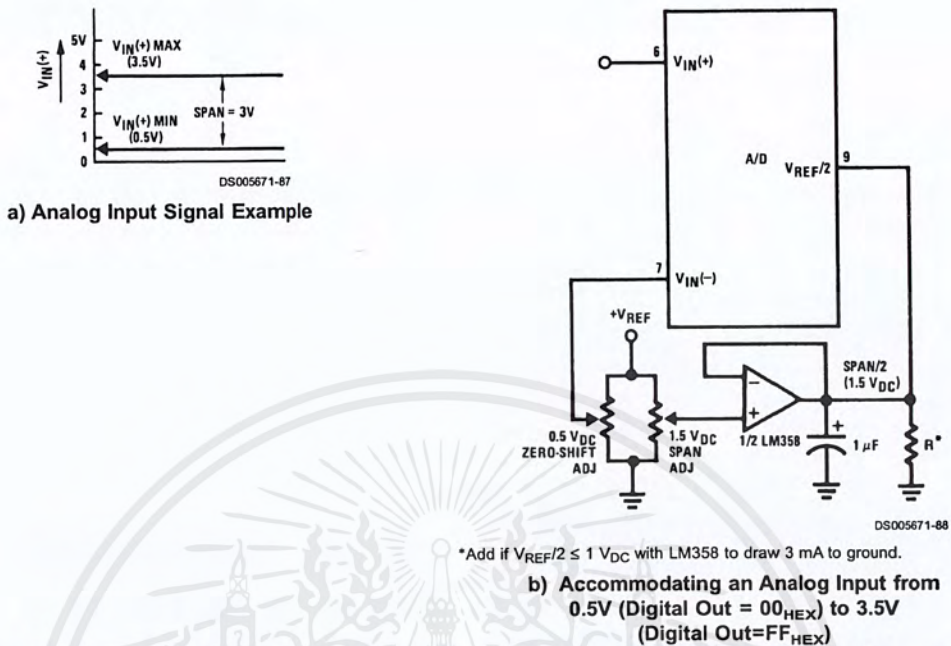


FIGURE 7. Adapting the A/D Analog Input Voltages to Match an Arbitrary Input Signal Range

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 $\frac{1}{2}$ LSB value ($\frac{1}{2}$ 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 $\frac{1}{2}$ 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.

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 LSB=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:

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

where:

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

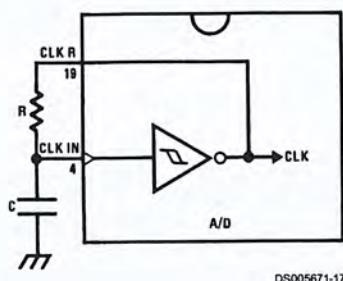
V_{MIN} =the low end (the offset zero) of the analog range. (Both are ground referenced.)

The $V_{REF/2}$ (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 Clocking 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 8.

Functional Description (Continued)



DS005671-17

$$f_{\text{CLK}} \approx \frac{1}{1.1 RC}$$

$$R \approx 10 \text{ k}\Omega$$

FIGURE 8. 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.

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 $V_{\text{REF}}/2$ 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 9.

For ease of testing, the $V_{\text{REF}}/2$ (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 $V_{\text{IN}}(+)$ pin with the $V_{\text{IN}}(-)$ pin grounded. The value of the $V_{\text{REF}}/2$ input voltage should then be adjusted until the digital output code is just changing from 1111 1110 to 1111 1111. This value of $V_{\text{REF}}/2$ 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 1 shows the fractional binary equivalent of these two 4-bit groups. By adding the voltages obtained from the "VMS" and "VLS" columns in Table 1, the nominal value of the digital display (when $V_{\text{REF}}/2 = 2.560\text{V}$) 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.

Functional Description (Continued)

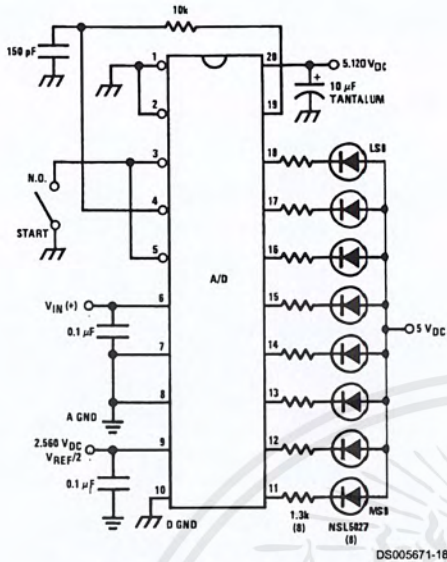


FIGURE 9. Basic A/D Tester

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).

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 11, where the output code transitions can be detected as the 10-bit DAC is incremented. This provides $\frac{1}{4}$ 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.

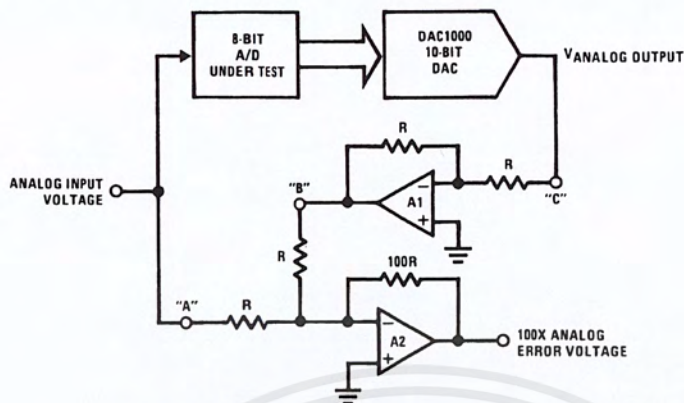
4.0 MICROPROCESSOR INTERFACING

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 $\overline{I/O R}$ and $\overline{I/O W}$ 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 12.

Functional Description (Continued)



DS005671-89

FIGURE 10. A/D Tester with Analog Error Output



DS005671-90

FIGURE 11. Basic "Digital" A/D Tester

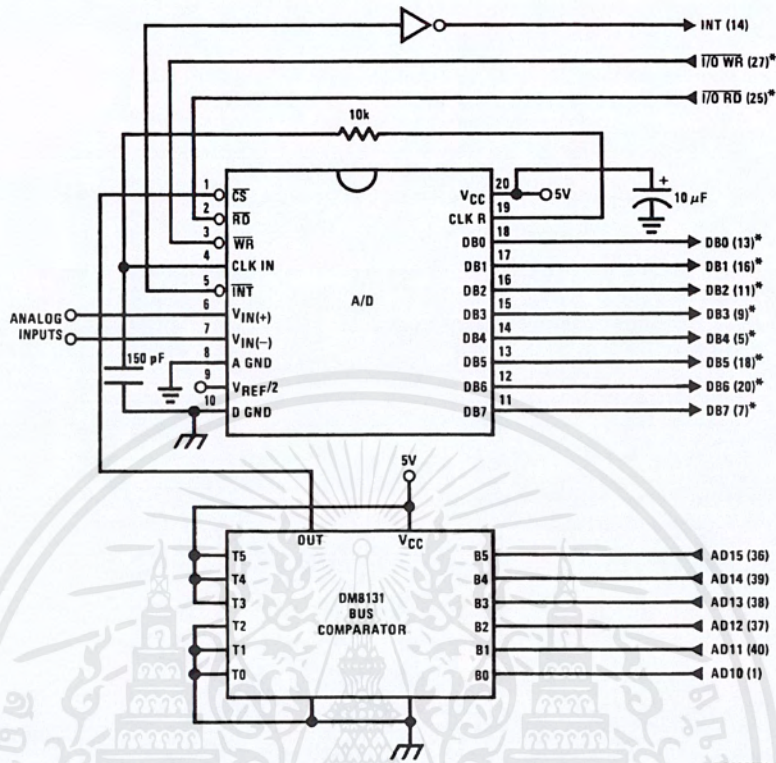
TABLE 1. DECODING THE DIGITAL OUTPUT LEDs

HEX	BINARY	FRACTIONAL BINARY VALUE FOR		OUTPUT VOLTAGE CENTER VALUES WITH $V_{REF}/2=2.560 V_{DC}$	
		MS GROUP	LS GROUP	VMS GROUP (Note 15)	VLS GROUP (Note 15)
		F	1 1 1 1	15/16	15/256
E	1 1 1 0	7/8	7/128	4.480	0.280
D	1 1 0 1	13/16	13/256	4.160	0.260
C	1 1 0 0	3/4	3/64	3.840	0.240
B	1 0 1 1	11/16	11/256	3.520	0.220
A	1 0 1 0	5/8	5/128	3.200	0.200
9	1 0 0 1	9/16	9/256	2.880	0.180
8	1 0 0 0	1/2	1/32	2.560	0.160
7	0 1 1 1	7/16	7/256	2.240	0.140
6	0 1 1 0	3/8	3/128	1.920	0.120
5	0 1 0 1	5/16	2/256	1.600	0.100
4	0 1 0 0	1/4	1/64	1.280	0.080
3	0 0 1 1	3/16	3/256	0.960	0.060
2	0 0 1 0	1/8	1/128	0.640	0.040
1	0 0 0 1	1/16	1/256	0.320	0.020
0	0 0 0 0			0	0

Note 15: Display Output=VMS Group + VLS Group

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Description (Continued)



DS005671-20

Note 16: *Pin numbers for the DP8228 system controller, others are INS8080A.

Note 17: 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 12. ADC0801_INS8080A CPU Interface

Functional Description (Continued)

SAMPLE PROGRAM FOR Figure 12 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 0FH      ; If # = 16. JMP to
0109  CA 13 01                          JZ CONT     ; user program
010C  D3 E0                          OUT E0H     ; 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

```

DS0005671-99

Note 18: The stack pointer must be dimensioned because a RST 7 instruction pushes the PC onto the stack.

Note 19: All address used were arbitrarily chosen.

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 12 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 13) 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.

Functional Description (Continued)

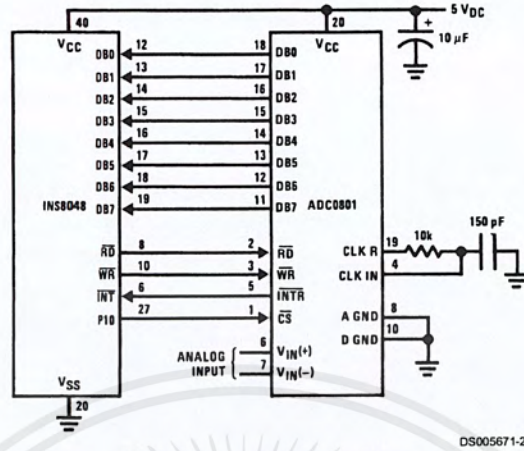


FIGURE 13. INS8048 Interface

SAMPLE PROGRAM FOR Figure 13 INS8048 INTERFACE

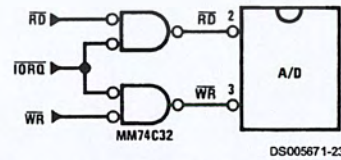
```

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                    ; the interrupt loop
    
```

DS005671-A0

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 14.



DS005671-23

FIGURE 14. 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

Functional Description (Continued)

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/\overline{W} line and additional timing, if needed, can be derived from the $\square 2$ 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 15 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 already decoded $\frac{4}{5}$ 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 16 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.

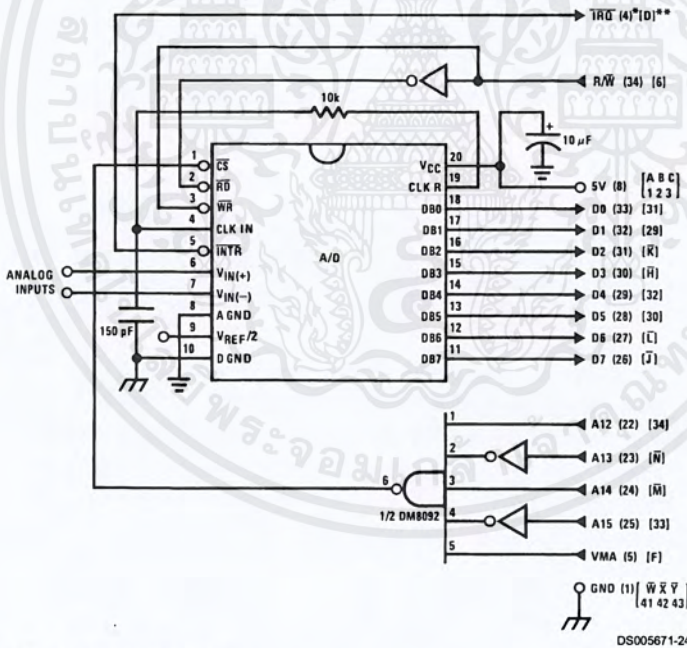
A sample interface program equivalent to the previous one is shown below Figure 16. The PIA Data and Control Registers of Port B are located at HEX addresses 8006 and 8007, respectively.

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 17.



Note 20: Numbers in parentheses refer to MC6800 CPU pin out.

Note 21: Number or letters in brackets refer to standard M6800 system common bus code.

FIGURE 15. ADC0801-MC6800 CPU Interface

Functional Description (Continued)

SAMPLE PROGRAM FOR Figure 15 ADC0801-MC6800 CPU INTERFACE

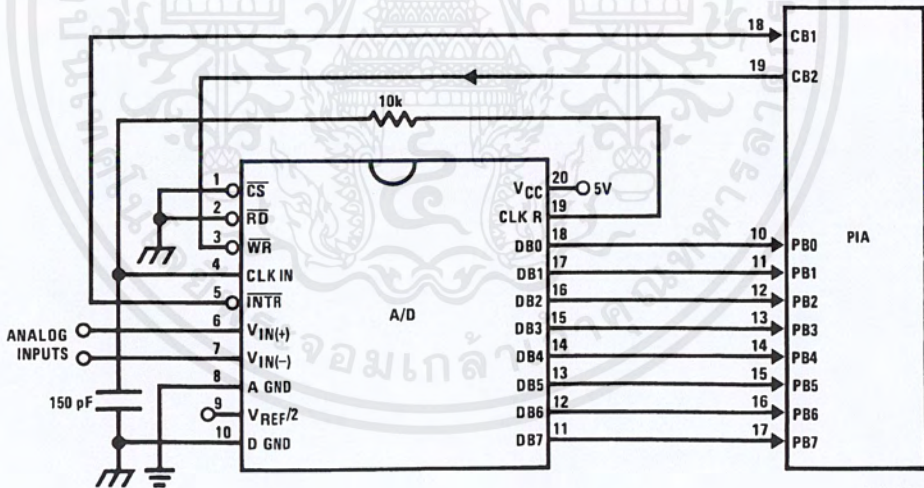
```

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          INIRPT    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              ; Return from subroutine
                                ; To user's program
    
```

DS005671-A1

Note 22: In order for the microprocessor to service subroutines and interrupts, the stack pointer must be dimensioned in the user's program.



DS005671-25

FIGURE 16. ADC0801-MC6820 PIA Interface

Functional Description (Continued)

SAMPLE PROGRAM FOR Figure 16 ADC0801–MC6820 PIA INTERFACE

```

0010    CE 00 38    DATAIN    LDX    #0038    ; Upon  $\overline{\text{IRQ}}$  low CPU
0013    FF FF F8    STX    $FFF8    ; jumps to 0038
0016    B6 80 06    LDAA   PIAORB    ; Clear possible  $\overline{\text{IRQ}}$  flags
0019    4F          CLRA
001A    B7 80 07    STAA   PIACRB
001D    B7 80 06    STAA   PIAORB    ; Set Port B as input
0020    0E          CLI
0021    C6 34      LDAB   #034
0023    86 3D      LDAA   #03D
0025    F7 80 07    CONVRT STAB   PIACRB    ; Starts ADC0801
0028    B7 80 07    STAA   PIACRB
002B    3E          WAI          ; Wait for interrupt
002C    DE 40      LDX    TEMP1
002E    8C 02 0F    CPX    #020F    ; Is final data stored?
0031    27 0F      BEQ    ENDP
0033    08          INX
0034    DF 40      STX    TEMP1
0036    20 ED      BRA    CONVRT
0038    DE 40      INTRPT LDX    TEMP1
003A    B6 80 06    LDAA   PIAORB    ; Read data in
003D    A7 00      STAA   X          ; Store it at X
003F    3B          RTI
0040    02 00      TEMP1 FDB   $0200 ; Starting address for
                                ; data storage
0042    CE 02 00    ENDP   LDX    #0200 ; Reinitialize TEMP1
0045    DF 40      STX    TEMP1
0047    39          RTS          ; Return from subroutine
                                PIAORB EQU    $8006 ; To user's program
                                PIACRB EQU    $8007

```

DS005671-A2

The following schematic and sample subroutine (DATA IN) may be used to interface (up to) 8 ADC0801's directly to the MC6800 CPU. This scheme can easily be extended to allow the interface of more converters. In this configuration the converters are (arbitrarily) located at HEX address 5000 in the MC6800 memory space. To save components, the clock signal is derived from just one RC pair on the first converter. This output drives the other A/Ds.

All the converters are started simultaneously with a STORE instruction at HEX address 5000. Note that any other HEX address of the form 5XXX will be decoded by the circuit, pulling all the $\overline{\text{CS}}$ inputs low. This can easily be avoided by using a more definitive address decoding scheme. All the interrupts are ORed together to insure that all A/Ds have completed their conversion before the microprocessor is interrupted.

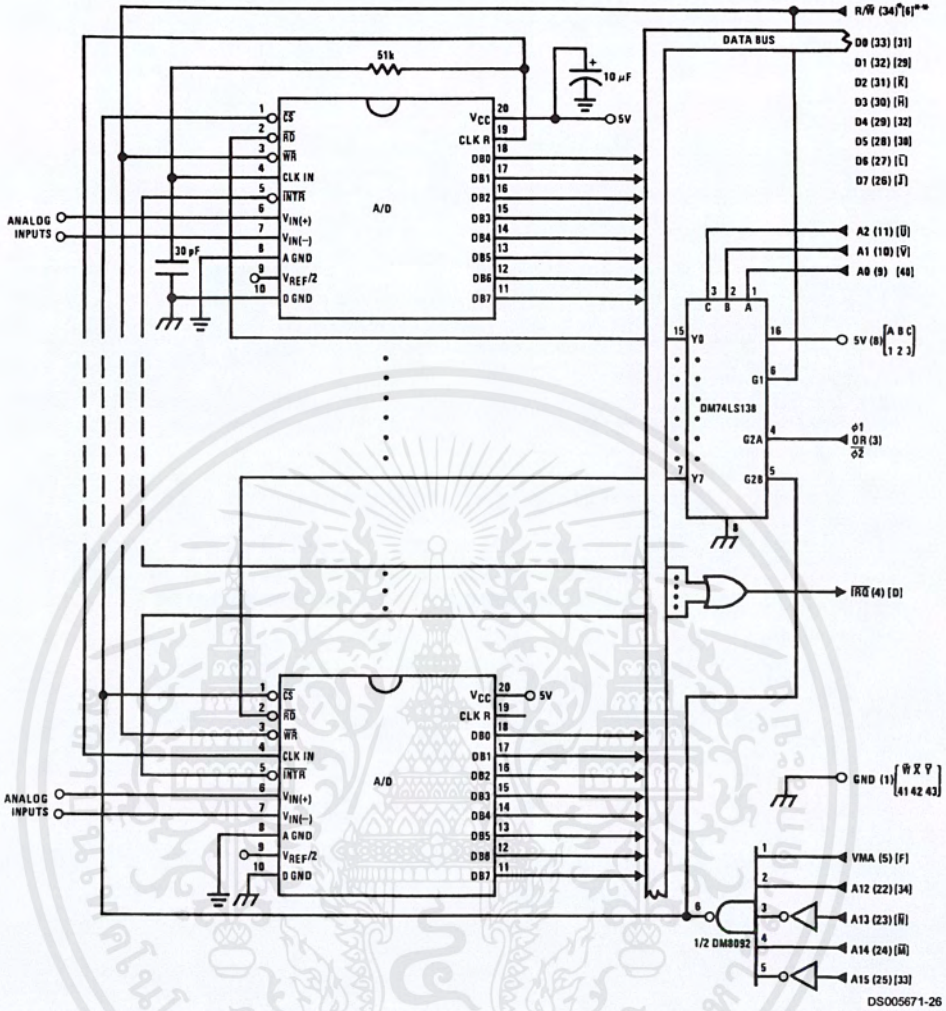
The subroutine, DATA IN, may be called from anywhere in the user's program. Once called, this routine initializes the

CPU, starts all the converters simultaneously and waits for the interrupt signal. Upon receiving the interrupt, it reads the converters (from HEX addresses 5000 through 5007) and stores the data successively at (arbitrarily chosen) HEX addresses 0200 to 0207, before returning to the user's program. All CPU registers then recover the original data they had before servicing DATA IN.

5.2 Auto-Zeroed Differential Transducer Amplifier and A/D Converter

The differential inputs of the ADC0801 series eliminate the need to perform a differential to single ended conversion for a differential transducer. Thus, one op amp can be eliminated since the differential to single ended conversion is provided by the differential input of the ADC0801 series. In general, a transducer preamp is required to take advantage of the full A/D converter input dynamic range.

Functional Description (Continued)



Note 23: Numbers in parentheses refer to MC6800 CPU pin out.

Note 24: Numbers of letters in brackets refer to standard M6800 system common bus code.

FIGURE 17. Interfacing Multiple A/Ds in an MC6800 System

DS005671-26

Functional Description (Continued)

SAMPLE PROGRAM FOR Figure 17 INTERFACING MULTIPLE A/D's 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 IRQ LOW CPU
0015	FF FF F8		STX	\$\$\$FF8	; 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 → 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 → INDEX1
0031	DE 42		LDX	INDEX2	; INDEX2 → X

DS005671-A3

SAMPLE PROGRAM FOR Figure 17 INTERFACING MULTIPLE A/D's 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	

DS005671-A4

Note 25: 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 18 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 μV for 1/4 LSB error. This would obviously require very precise amplifiers. The expression for the differential output voltage of the preamp is:

$$V_O = \underbrace{[V_{IN(+)} - V_{IN(-)}]}_{\text{SIGNAL}} \underbrace{\left[1 + \frac{2R_2}{R_1}\right]}_{\text{GAIN}} + \underbrace{(V_{OS2} - V_{OS1} - V_{OS3} \pm I_X R_X)}_{\text{DC ERROR TERM}} \underbrace{\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)}_{\text{GAIN}}$$

where I_X is the current through resistor R_X . All of the offset error terms can be cancelled by making $\pm I_X R_X = V_{OS1} + V_{OS3} - V_{OS2}$. This is the principle of this auto-zeroing scheme.

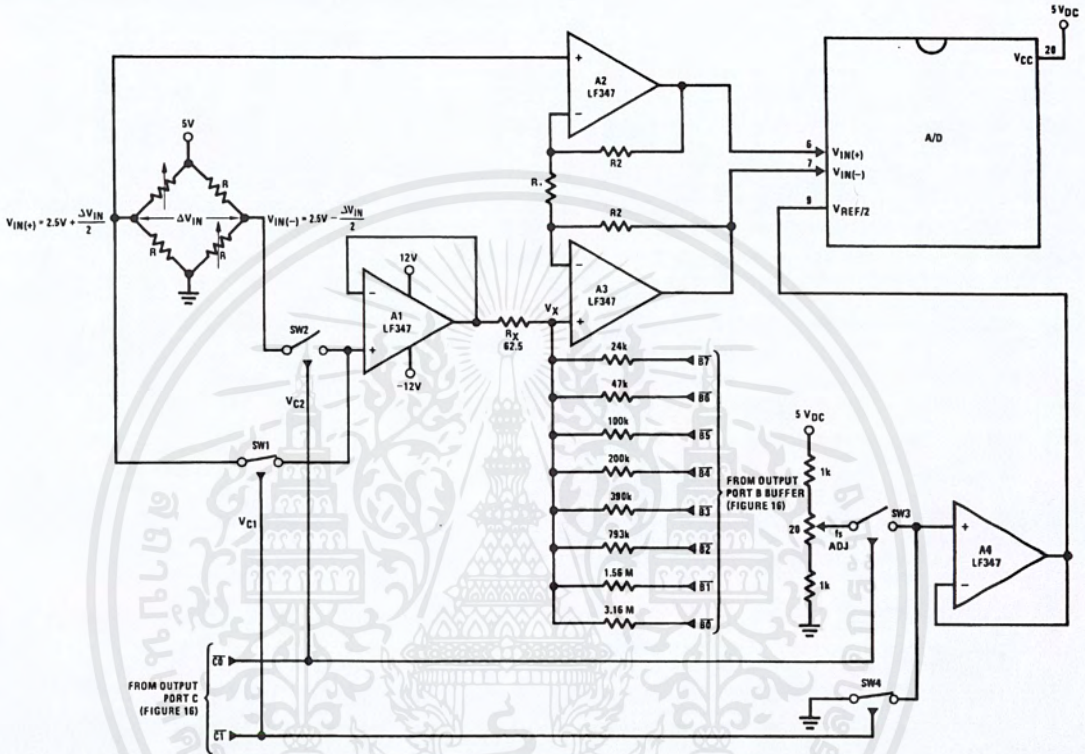
The INS8080A uses the 3 I/O ports of an INS8255 Programmable Peripheral Interface (PPI) to control the auto zeroing and input data from the ADC0801 as shown in Figure 19. The PPI is programmed for basic I/O operation (mode 0) with Port A being an input port and Ports B and C being output ports. Two bits 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

Functional Description (Continued)

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 $50 \mu\text{V}$, which will null the offset error term to $1/4$ 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.

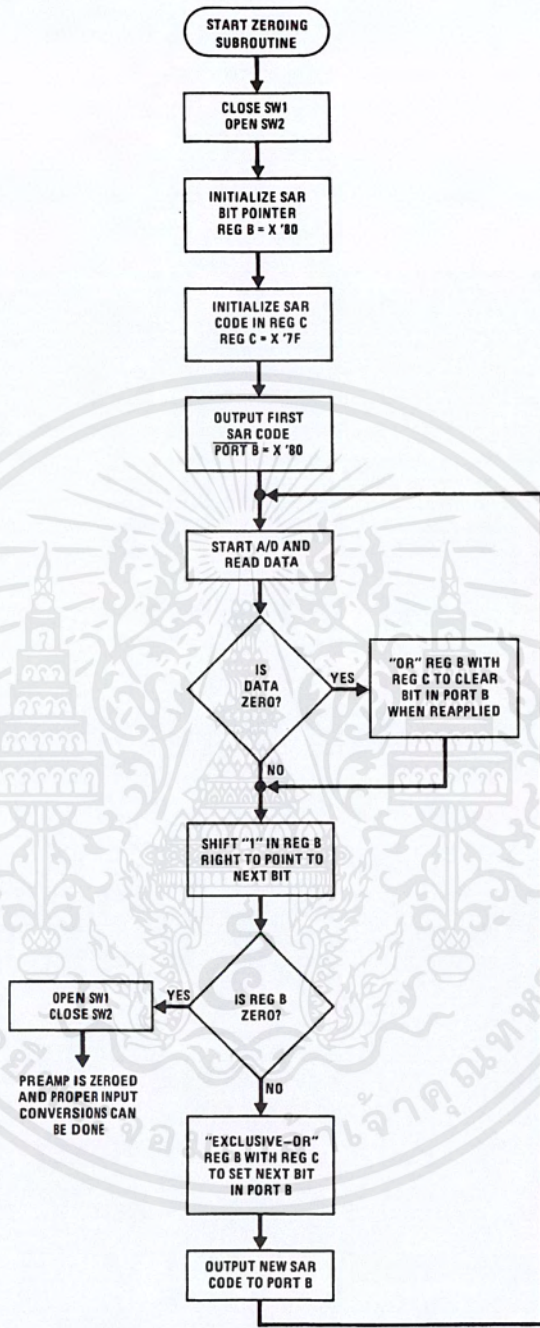


- Note 26: $R_2 = 49.5 R_1$
- Note 27: Switches are LMC13334 CMOS analog switches.
- Note 28: The 9 resistors used in the auto-zero section can be $\pm 5\%$ tolerance.

FIGURE 18. Gain of 100 Differential Transducer Preamp

DS005671-91

Functional Description (Continued)



DS005671-28

FIGURE 20. Flow Chart for Auto-Zero Routine

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Description (Continued)

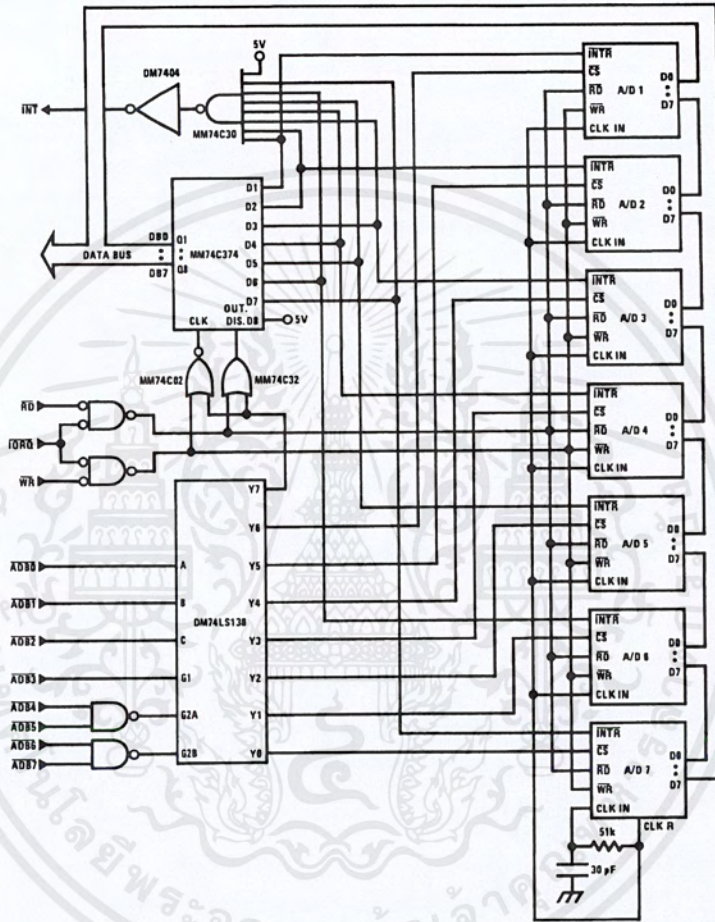
HEX PORT ADDRESS	PERIPHERAL
00	MM74C374 8-bit flip-flop
01	A/D 1
02	A/D 2
03	A/D 3

HEX PORT ADDRESS

PERIPHERAL

04	A/D 4
05	A/D 5
06	A/D 6
07	A/D 7

This port address also serves as the A/D identifying word in the program.



DS005671-29

FIGURE 22. Multiple A/Ds with Z-80 Type Microprocessor

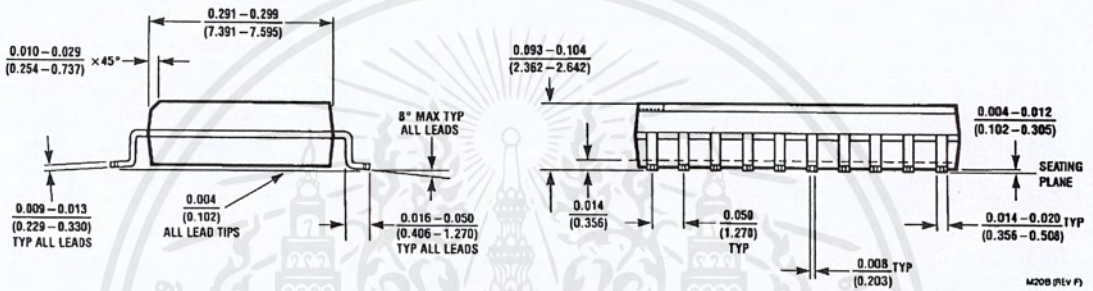
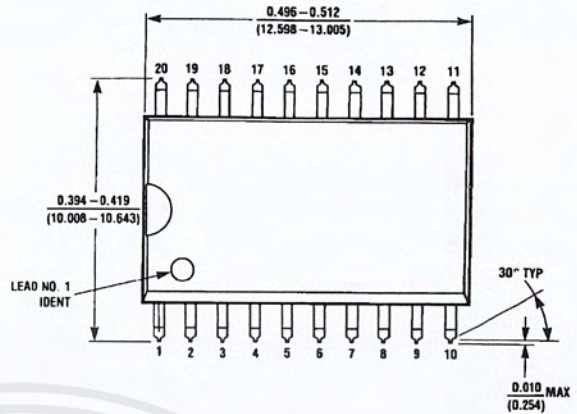
Functional Description (Continued)

INTERRUPT SERVICING SUBROUTINE

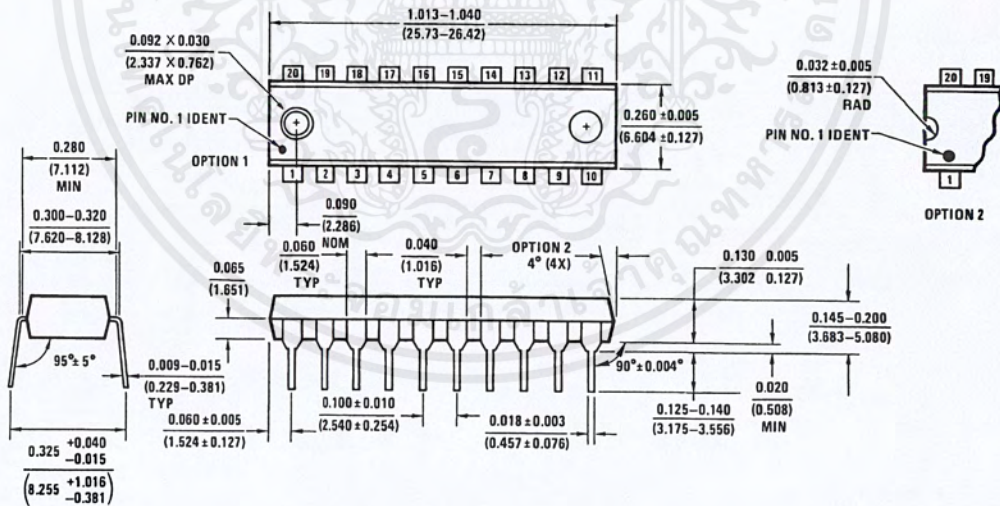
LOC	OBJ CODE	SOURCE	STATEMENT	COMMENT
0038	E5		PUSH HL	; Save contents of all registers affected by
0039	C5		PUSH BC	; this subroutine.
003A	F5		PUSH AF	; Assumed INT mode 1 earlier set.
003B	21 00 3E		LD (HL),X3E00	; Initialize memory pointer where data will be stored.
003E	0E 01		LD C, X01	; C register will be port ADDR of A/D converters.
0040	D300		OUT X00, A	; Load peripheral status word into 8-bit latch.
0042	DB00		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 5500		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 4500		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

DS005671-A6

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



SO Package (M)
 Order Number ADC0802LCWM or ADC0804LCWM
 NS Package Number M20B



Molded Dual-In-Line Package (N)
 Order Number ADC0801LCN, ADC0802LCN,
 ADC0803LCN, ADC0804LCN or ADC0805LCN
 NS Package Number N20A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Notes



LIFE SUPPORT POLICY

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

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



National Semiconductor Corporation
Americas
Email: support@nsc.com

National Semiconductor Europe
Fax: +49 (0) 180-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group
Tel: 65-2544466
Fax: 65-2504466
Email: ap.support@nsc.com

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

www.national.com

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้