



ระบบตรวจวัดอุณหภูมิระยะไกล

A TELEMETRY SYSTEM



โดย

นาย ศรีชัย บัณฑิต

นาย ศักดิ์ชัย บัณฑิต

วัน เดือน ปี.....	24. ธ.ค. 2541
เลขทะเบียน.....	039150
เลขเรียกหนังสือ.....	1.10089 ค 1751

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

039150

ระบบตรวจวัดอุณหภูมิระยะไกล

A TELEMETRY SYSTEM



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์เรื่อง

ระบบตรวจวัดอุณหภูมิระยะไกล

A TELEMETRY SYSTEM

จัดทำโดย

นาย ศรีธวัช กุลวงษ์ 38013207

นาย สักดิ์ชัย บัวลี 38013208

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. สุริภณ สมควรพาณิชย์

โครงการนี้ได้ผ่านการตรวจสอบจากอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร. สุริภณ สมควรพาณิชย์)

วันที่ 1, 4, 41

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2540

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

เรื่อง ระบบวัดอุณหภูมิระยะไกล

โดย

1. นายศรีรัตกร กุลวงษ์

2. นายศักดิ์ชัย บัวลี



.....
(ดร. สุริภณ สมควรทานิชย์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

กิตติกรรมประกาศ

ในการกระทำงานใดๆ ก็ตามจะต้องเกี่ยวข้องกับบุคคลรอบๆข้าง และในการทำโครงการนี้ ก็เช่นเดียวกัน ดังนั้น

จึงต้องขอขอบคุณ ดร. สุริภณ สมควรพานิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษา ในฐานะที่ให้ความกรุณาเกี่ยวกับคำแนะนำ และสถานที่รวมถึงอุปกรณ์ในการทดลองต่างๆ และขอขอบคุณ คุณกมลรัฐติ กุลสงส์ รวมถึงเพื่อนๆ ที่ให้ความร่วมมือและความช่วยเหลือทั้งด้านการปฏิบัติงาน คำแนะนำ ต่างๆ จนทำให้เกิดผลงานนี้ขึ้น



นายศรียัตร์ กุลวงษ์
นายศักดิ์รัช บัวลี

ระบบตรวจวัดอุณหภูมิระยะไกล

นายศรีวัชร กุลวงษ์

นายศักดิ์ชัย บัวลี

ดร.สุริภณ. สมควรพาณิชย์ (อาจารย์ที่ปรึกษา)

ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

ระบบตรวจวัดอุณหภูมิระยะไกล เพื่อช่วยแก้ไขในการอ่านค่าอุณหภูมิ วัดค่าที่จุดห่างไกล และการบันทึกค่า ซึ่งทำได้ยาก สำหรับเทอร์โมมิเตอร์ในระบบนี้ สามารถทำได้โดยง่าย และสามารถนำไปเชื่อมต่อกับไมโครคอมพิวเตอร์ โครงการนี้ ใช้อาร์ทีดีเป็นตัวเซนเซอร์ เปลี่ยนค่าอุณหภูมิเป็นข้อมูล แล้วทำการส่งข้อมูลแบบไร้สายด้วยความเร็ว 1200 บิตต่อวินาที ไปที่เครื่องรับ โดยทำการเชื่อมต่อกับไมโครคอมพิวเตอร์ เพื่อทำการบันทึกค่าและแสดงผล ระบบตรวจวัดอุณหภูมิระยะไกลนี้ สามารถวัดค่าอุณหภูมิได้ 100 ค่า คือ 0°C ถึง 100°C โดยแสดงผลออกทางจอคอมพิวเตอร์ คุณสมบัติของเครื่องส่ง

ใช้ไฟเลี้ยง ± 12 โวลต์จ่ายให้เครื่องส่งและส่วนมอดูเลทและ 5 โวลต์จ่ายให้กับวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล

ความถี่ที่ส่งออกอากาศคือ 86 เมกะเฮิรต์

รัศมีการส่งคือ 50 เมตร

กำลังในการส่งคือ 70 มิลลิวัตต์

คุณสมบัติของเครื่องรับ

ใช้ไฟเลี้ยง 12 โวลต์จ่ายให้เครื่องรับและส่วนดีมอดูเลทและ 5 โวลต์จ่ายให้กับ MAX-232

A TELEMETRY SYSTEM

MR.SRITABAT KOONLAVONG

MR.SAKCHAI BOURLEE

ADVISORS

MR.SUWIPOL SOMKUARPANIT

1997

ABSTRACT

Remote temperature monitoring system is used in temperature measurement when difficult to read and record temperature. But thermometer in this system use easy in temperature measurement and computer interface

In this project, A RTD is used in temperature measurement in $19\text{mV}/1^\circ\text{C}$, Analog to digital system is to covert voltage from a RTD to digital data and transmitter is transmitted data in 1200 baud rate when wireless communication is used to transmit data to receiver and interface to computer by RS-232 when record in computer by software. The Remote temperature monitoring system can temperature measurement 100 data when measurement at 0°C to 100°C and show output data by monitor.

Features of transmitter

Supply voltage $\pm 12\text{ V}$ for transmitter and modulator

Supply voltage 5V for ADC0804

Transmission frequency 86 MHz

Transmission area 50m

Transmission power 70mW

Features of receiver

Supply voltage $\pm 12\text{ V}$ for receiver and demodulator

Supply voltage 5V for MAX-232

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	I
บทกัณฑ์	II
Abstract	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VII
สารบัญตาราง	X
บทนำ	1
-ส่วนประกอบของ A TELEMETRY SYSTEM	1
-ข้อดีข้อเสียของระบบ TELEMETRY	2
บทที่ 1 ทฤษฎีและหลักการเบื้องต้น	3
1.1 การสื่อสารข้อมูล	3
1.2 ประเภทของการสื่อสารข้อมูล	3
1.2.1 การจำแนกทิศทางในการส่งข้อมูล	4
1.2.1.1 การรับหรือส่งทางเดียว	4
1.2.1.2 การรับส่งแบบผลัดกันส่ง	5
1.2.1.3 การรับส่งสวนทางได้พร้อมกัน	5
1.2.2 การจำแนกตามลักษณะการจัดข้อมูล	6
1.2.2.1 การส่งข้อมูลแบบขนาน	6
1.2.2.2 การส่งข้อมูลแบบอนุกรม	6
1.2.3 การจำแนกตามความสัมพันธ์ของข้อมูล	7
1.2.3.1 การส่งแบบสัมพันธ์	7
1.2.1.2 การส่งแบบไม่สัมพันธ์	7
1.3 เทคนิคการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล	8
1.4 การอินเทอร์เฟซกับคอมพิวเตอร์	9
บทที่ 2 ส่วนประกอบต่างๆของ โครงการงาน	11
2.1 TEMPERATURE SENSOR	11
2.1.1 THERMOCOUPLE	11

สารบัญ (ต่อ)

2.1.2 THERMISTOR	13
2.1.3 ไอซีตรวจวัดอุณหภูมิ	14
2.1.3.1 ไอซี LM34CZ และ LM35CZ	15
2.1.3.2 ไอซี LM335Z	17
2.1.3.3 ไอซี LM3911	18
2.1.4 RTD	18
2.1.4.1 หลักการของ RTD	18
2.1.4.2 ชนิดของ RTD	19
2.1.4.3 ความผิดพลาดที่เกิดจากกระแสเลี้ยงอาร์ทีดี	20
2.1.4.4 โครงสร้างของอาร์ทีดี	22
2.1.4.5 วงจรใช้งานของอาร์ทีดี	22
2.1.4.6 RTD-100	24
2.1.4.7 การติดตั้งและการนำไปใช้งาน	26
2.2 ANALOG TO DIGITAL CONVERTER	27
2.2.1 คุณสมบัติไอซี ADC0804	27
2.2.2 ส่วนของการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล	27
2.2.3 ความสัมพันธ์ของอินพุตและเอาต์พุตของ ไอซี ADC0804	28
2.2.4 แรงดันอ้างอิงของวงจร	29
2.3 การเปลี่ยนสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณแอนะล็อก FSK	30
2.4 การเปลี่ยนสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล	32
2.5 การรับ-ส่งสัญญาณระบบ FM	34
2.5.1 การผสมคลื่นทางความถี่	34
2.5.2 สเปกตรัมของสัญญาณแอฟเอ็ม	36
2.5.3 สัญญาณแอฟเอ็มแบบความถี่กว้าง	37
2.5.4 แถบความถี่ของสัญญาณแอฟเอ็มชนิด ไซค์นูรชอยคัล โมดูเลชัน	38
2.5.5 สัญญาณแอฟเอ็มแบบความถี่แคบ	39
2.5.6 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่ง	40
2.5.7 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับ	41

สารบัญ(ต่อ)

บทที่ 3 การออกแบบและวงจรที่ใช้งานในงาน	42
3.1 วงจรขยาย ในส่วนของ RTD Transducer	42
3.2 วงจร ANALOG TO DIGITAL CONVERTER	43
3.3 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก(FSK)	44
3.4 วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล	46
3.5 วงจรเครื่องส่ง	47
3.6 วงจรเครื่องรับ	48
3.7 ลักษณะการต่อกับคอมพิวเตอร์	49
บทที่ 4 ผลการทดลอง	50
4.1 ทางด้านส่ง	50
4.2 ทางด้านรับ	52
บทที่ 5 สรุป และวิจารณ์โครงงาน	54
5.1 สรุป และวิจารณ์โครงงาน	54
5.2 แนวทางพัฒนา	55
ภาคผนวก	56
บรรณานุกรม	84

สารบัญรูป

	หน้า
รูป ก ส่วนประกอบ ATELEMETRY SYSTEM	1
รูปที่ 1.1 แสดงตัวอย่างการใช้ข้อมูล 8 บิต แทนรหัส BAUDOT	4
รูปที่ 1.2 แสดงการรับส่งข้อมูลแบบทางเดียว (Simplex)	5
รูปที่ 1.3 แสดงการรับส่งข้อมูลสวนทางกันได้แบบผลัดกันส่ง (Half Duplex)	5
รูปที่ 1.4 แสดงการรับส่งข้อมูลสวนทางกันได้พร้อมกัน (Full Duplex)	6
รูปที่ 1.5 แสดงการส่งข้อมูลแบบขนาน	6
รูปที่ 1.6 แสดงการส่งข้อมูลแบบอนุกรม	7
รูปที่ 1.7 แสดงการส่งข้อมูลแบบสัมพันธ์	7
รูปที่ 1.8 แสดงการส่งข้อมูลแบบไม่สัมพันธ์	8
รูปที่ 1.9 แสดงการมอดูเลตสัญญาณแบบ FSK	8
รูปที่ 1.10 แสดงการมอดูเลตสัญญาณแบบ PSK	9
รูปที่ 2.1 การประยุกต์ใช้ Thermocouple อย่างง่าย ๆ	11
รูปที่ 2.2 วงจรเปรียบเทียบค่าแรงดันไฟฟ้าของ Thermocouple กับแรงดันไฟฟ้าที่รู้ค่า	12
รูปที่ 2.3 คุณสมบัติของค่าความต้านทาน-อุณหภูมิ	13
รูปที่ 2.4 คุณสมบัติของค่าแรงดัน-กระแสไฟฟ้า	14
รูปที่ 2.5 คุณสมบัติของค่ากระแส-เวลา	15
รูปที่ 2.6 รูปร่างและวงจรใช้งานพื้นฐานของไอซี LM34CZ และ LM35CZ	16
รูปที่ 2.7 วงจรตรวจวัดอุณหภูมิของ LM34CZ และ LM35CZ	16
รูปที่ 2.8 วงจรตรวจวัดอุณหภูมิใช้แหล่งจ่ายตัวเดียว	16
รูปที่ 2.9 การต่อใช้งาน ไอซีเข้ากับโหลดของตัวประจุ	17
รูปที่ 2.10 รูปร่างและการใช้งานพื้นฐานของไอซี LM335Z	17
รูปที่ 2.11 รูปร่างและบล็อกไดอะแกรมของไอซี LM911N	18
รูปที่ 2.12 แสดงอัตราส่วนของความต้านทานของโลหะที่ใช้อาร์ทีดีเปรียบเทียบกับ ค่าความต้านทานของแต่ละชนิดที่ 0 °C	20
รูปที่ 2.13 แสดงภาพตัดและขยายส่วนประกอบของอาร์ทีดีที่ฉนวนเป็นแบบแมกนีเซียม ออกไซด์หรืออลูมิเนียมออกไซด์	21
รูปที่ 2.14 วงจรต่อใช้งานอาร์ทีดีแบบ 2 สาย	22

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ 2.15	วงจรต่อใช้งานอาร์ทีดีแบบ 3 สาย	23
รูปที่ 2.16	วงจรต่อใช้งานอาร์ทีดีแบบ 4 สายแบบที่ 1 และแบบที่ 2	24
รูปที่ 2.17	RTD-100 Thermocouple Temperature Sensor	25
รูปที่ 2.18	แสดงการทำงานของ ADC0804	26
รูปที่ 2.19	แสดงการทำงานแบบ Successive Approximation	26
รูปที่ 2.20	วงจรใช้งานของ ADC0804	29
รูปที่ 2.21	แสดงโครงสร้างของแต่ละส่วนของ XR-2206	30
รูปที่ 2.22	แสดงวงจร FREQUENCY SHIF KEYING โดยไอซี XR-2206	31
รูปที่ 2.23	แสดงโครงสร้างของ XR-2211	32
รูปที่ 2.24	แสดงวงจรถิเทคสัญญาณ FSK	33
รูปที่ 2.25	การผสมคลื่นข่าวสารเข้ากับคลื่นพาหะในระบบ FM ที่สัญญาณข่าวสารมี ขนาดแรงกว่า	34
รูปที่ 2.26	การผสมคลื่นข่าวสารเข้ากับคลื่นพาหะในระบบ FM ที่สัญญาณข่าวสารมี ความถี่ต่ำกว่า	35
รูปที่ 2.27	วงจรที่เกิดการผสมแบบ FM	36
รูปที่ 2.28	ฟังก์ชันเบสเซอร์ชนิดแรก	37
รูปที่ 2.29	สเปกตรัมของสัญญาณแอฟเอ็มชนิด ไซน์มูชชอชคัล โมดูเลชัน	38
รูปที่ 2.30 ก)	รูปแผนผังเฟสเซอร์ของสัญญาณแอฟเอ็มแบบความถี่แคบ	39
รูปที่ 2.30 ข)	รูปแผนผังเฟสเซอร์สัญญาณแอฟเอ็ม	40
รูปที่ 2.31	แสดงบล็อก ไดอะแกรมเครื่องส่ง	40
รูปที่ 2.32	แสดงบล็อก ไดอะแกรมเครื่องรับ	41
รูปที่ 3.1	วงจรขยายส่วนของ RTD Transducer	42
รูปที่ 3.2	วงจร ADC0804 ที่นำไปใช้งาน	44
รูปที่ 3.3	วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาลอก	45
รูปที่ 3.4	วงจรถิเทคห้สัญญาณ FSK	46
รูปที่ 3.5	วงจรเครื่องส่ง	48
รูปที่ 3.6	วงจรเครื่องรับ	49
รูปที่ 3.7	การนำเข้าอินเทอร์เฟซกับคอมพิวเตอร์	49

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ 4.1 แสดงความสัมพันธ์ความต้านทานของRTD ต่ออุณหภูมิตามData sheet	50
รูปที่ 4.2 แสดงความสัมพันธ์ความต้านทานของRTD ต่ออุณหภูมิตามการทดลอง	51
รูปที่ 4.3 เอาท์พุทที่ ADC	51
รูปที่ 4.4 เอาท์พุทที่ FSK	51
รูปที่ 4.5 เอาท์พุทที่ DEMOD	52
รูปที่ 4.6 เอาท์พุทที่ RS-232	52
รูปที่ 4.7 ที่จอมอนิเตอร์	53



สารบัญตาราง

	หน้า
ตาราง 2.1 แสดงลักษณะของ Thermocouple	12
ตาราง 2.2 การเลือกใช้งาน ไอซี	15
ตาราง 2.3 ค่าฟังก์ชันเบสเซล	39



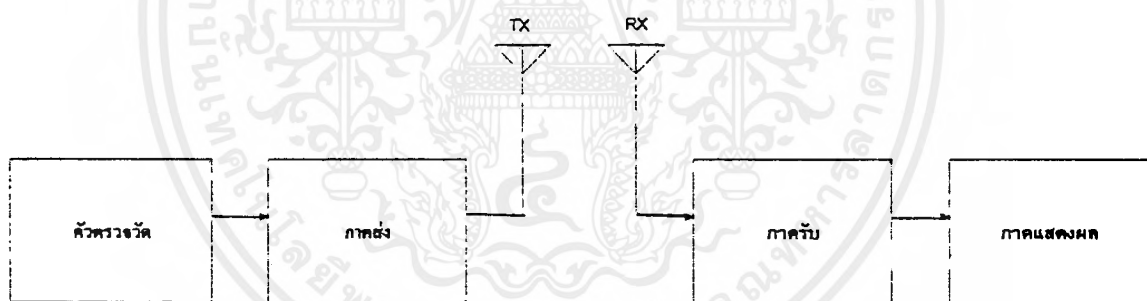
บทนำ

โครงการเรื่อง A Telemetry System เป็นการศึกษาเรื่องการรับส่งข้อมูล โดยทำการตรวจวัดสัญญาณต่างๆ แล้วทำการส่งข้อมูลที่ได้อ่านไปกับคลื่นวิทยุตามถี่ที่เรากำหนด ซึ่งเป็นความถี่ในย่านวิทยุสื่อสารทั่วไป

เนื่องจากการวัดและส่งตามสายทั่วไป ทำให้เกิดการสิ้นเปลืองเรื่องสายสัญญาณที่มีขนาดยาว และมีความยุ่งยากในการเคลื่อนย้ายเครื่องเวลาใช้งานเนื่องจากสายที่มีขนาดยาว รวมไปถึงการสูญเสียที่จะเกิดขึ้นในสาย

ในส่วนของโครงการ (Project1) นี้เป็นการศึกษาเกี่ยวกับระบบ A TELEMETRY SYSTEM การตรวจวัดสัญญาณ และการรับส่งคลื่นวิทยุย่าน FM ซึ่งได้ทำการสร้างเครื่องส่งและเครื่องรับวิทยุ FM เพื่อให้ทำการส่งข้อมูลและรับข้อมูลให้ได้ผลถูกต้อง และมีความผิดพลาดน้อยที่สุด

- ส่วนประกอบของ A TELEMETRY SYSTEM



รูป ก ส่วนประกอบ A TELEMETRY SYSTEM

ส่วนที่ 1 เป็นส่วนของตัวตรวจวัดสัญญาณ เพื่อให้ได้เป็นสัญญาณข้อมูลที่เราต้องการ

ส่วนที่ 2 เป็นส่วนของตัวส่งข้อมูล โดยทำการ modulation ข้อมูลที่เราต้องการไปกับคลื่นความถี่วิทยุ ทำการขยายสัญญาณแล้วทำการส่งออกอากาศไป

ส่วนที่ 3 เป็นส่วนของตัวรับข้อมูล โดยทำการ demodulation ข้อมูลที่เราต้องการออกจากคลื่นความถี่วิทยุ ทำการกรองเอาแต่ข้อมูลที่เราต้องการเพื่อส่งไปให้ส่วนแสดงผล

ส่วนที่ 4 เป็นส่วนของภาคแสดงผล จะทำการแสดง ข้อมูลที่เราได้ทำการส่งมาออกมาให้เราดูหรือประมวลผลต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ข้อดีข้อเสียของระบบ Telemetry

ในระบบ Telemetry นี้ใช้การรับส่งข้อมูลหรือสัญญาณโดยผ่านคลื่นวิทยุ จะมีความสะดวกกว่าการใช้สายสัญญาณเป็นตัวกลางในการติดต่อสื่อสาร เพราะไม่สิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายในส่วนของสาย เวลาเคลื่อนย้ายในขณะที่ใช้งานจะมีความสะดวก จะไม่มีสายที่เกะกะ ไม่เกิดการสูญเสียในสาย ในระบบเราใช้คลื่นวิทยุระบบ FM

แต่เมื่อได้ส่งข้อมูลออกอากาศไป จะมี noise รบกวนเข้ามาในข้อมูลที่เราส่งออกไป ดังนั้นการออกแบบต้องมีการทำการชิลด์กราวนด์ และเลือกใช้อุปกรณ์ที่เหมาะสมเพื่อเป็นการลดสัญญาณรบกวน



บทที่ 1

ทฤษฎีและหลักการเบื้องต้น

1.1 การสื่อสารข้อมูล

การสื่อสารข้อมูลมีจุดมุ่งหมายในการส่ง หรือการถ่ายทอดข่าวสารจากจุดหนึ่ง ไปยังอีกจุดหนึ่งอย่างถูกต้องเหมือนกับสิ่งที่ด้านส่งออกมา การส่งหรือการถ่ายทอดข่าวสารจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่งไม่ว่าจะเป็นการสื่อสารในรูปแบบใดก็ตาม จะต้องประกอบไปด้วยส่วนประกอบหลักเบื้องต้น 3 ส่วนดังนี้

- 1.แหล่งต้นกำเนิดข่าวสาร(Source)
- 2.ตัวกลางในการสื่อสาร(Media)
- 3.แหล่งรับข่าวสาร(Receiver)

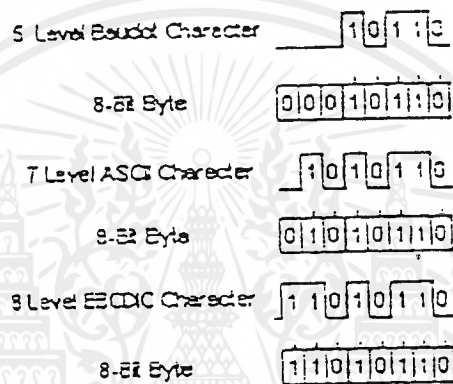
ตัวอย่างระบบการสื่อสารก็คือ การพูดโทรศัพท์ระหว่างสองคน ผู้เรียกสายคือ แหล่งต้นกำเนิดข่าวสาร สายโทรศัพท์เป็นตัวกลางในการสื่อสาร และผู้ถูกเรียกคือแหล่งรับข่าวสาร สำหรับข่าวสารก็คือข้อความที่ใช้สนทนา การสื่อสารจะเป็นไปได้อย่างมีประสิทธิภาพก็เมื่อข่าวสารที่แหล่งต้นกำเนิดส่งไปตามตัวกลางนั้นแหล่งรับข้อมูลรับมาได้อย่างสมบูรณ์ใน บางครั้งข่าวสารที่ส่งมาตามตัวกลางอาจถูกรบกวนทำให้คุณสมบัติของข่าวสารผิดไปจากเดิมระบบสื่อสารที่ดีต้องสามารถตรวจสอบข่าวสารที่ได้รับมาว่ามีสิ่งรบกวนจนทำให้ข่าวสารผิดพลาดหรือไม่ หากมีก็ต้องสามารถแก้ไขข้อผิดพลาดให้ถูกต้องได้ด้วย สำหรับตัวกลางในการสื่อสารนั้นตามปกติแล้วมักใช้สายโทรศัพท์ที่มีบริการเป็นสาธารณะทั่วไป สายโทรศัพท์นั้นเหมาะที่จะใช้ส่งสัญญาณในช่วงสัญญาณเสียง จึงต้องมีการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติบางอย่างให้เหมาะสมในการส่งไปบนสายโทรศัพท์ เราใช้โมเด็มสำหรับการเปลี่ยนแปลงข้อมูล ที่ออกมาจากอุปกรณ์ปลายให้อยู่ในรูปแบบที่เหมาะสมกับการส่งไปบนสายโทรศัพท์ ส่วนทางด้านรับนั้นเราใช้โมเด็มอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณที่ส่งมาตามสายโทรศัพท์ให้กลับเป็นสัญญาณข้อมูล สำหรับอุปกรณ์ปลายอาจเป็นได้แก่อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เพ็องรับและแสดงผลข้อมูล หรือเป็นคอมพิวเตอร์

1.2 ประเภทของการสื่อสารข้อมูล

ข้อมูลในระบบของการสื่อสารเขียนแสดงได้ด้วยค่าในระบบเลขฐานสอง โดยใช้ค่าตัวเลข 0 หรือ 1 มาประกอบกันเป็นรหัส แต่ในการส่งเราอาศัยการส่งทางไฟฟ้า ข้อมูลจะถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปแบบทางไฟฟ้าโดยใช้ค่าสัญญาณ ไฟฟ้า 2 ระดับคือสูงและต่ำ

การวัดอัตราเร็วในการส่งได้จากจำนวนบิต ที่ส่งไปในหน่วยเวลา โดยทั่วไปใช้หน่วย bit per second (bps) หากบิตหลายๆ บิต ถูกนำมาใช้เป็นกลุ่ม เช่นในคอมพิวเตอร์กลุ่มของข้อมูลนี้เรียกว่า ไบท์(byte) หนึ่งไบท์ประกอบด้วยหลายๆ บิต ที่จำเป็นสำหรับแทนอักขระ 1 ตัวปัจจุบันขนาดของ ไบท์ที่นิยมคือ ไบท์ขนาด 8 บิต

แม้ว่าขนาดของไบท์จะมีขนาดคงที่ แต่ไบท์ก็สามารถใช้แทนอักขระที่มีจำนวนบิตต่ออักขระน้อยกว่า 8 บิต ได้ดังรูปที่ 1.1 แสดงตัวอย่างการใช้ไบท์ขนาด 8บิตแทนรหัส BAUDOT ขนาด 5บิตต่ออักขระ รหัสแอสกีขนาด 7 บิตต่ออักขระ และรหัส EBCDIC ขนาด 8บิตต่ออักขระ



รูปที่ 1.1 แสดงตัวอย่างการใช้ข้อมูล 8 บิตแทนรหัส BAUDOT

ข่าวสารที่เราส่งในระบบสื่อสารข้อมูลนั้นอาจมีขนาดใดก็ได้แต่ในการส่งนั้นจะต้องมีการกำหนดจุดเริ่มต้น และจุดสิ้นสุดของการส่งแต่ละชุด ตามปกติจะจัดแบ่งข่าวสารที่จะส่งเป็นบล็อกๆ หนึ่งบล็อกคือกลุ่มของบิตจำนวนหนึ่งที่เราส่งออกไปเป็นหน่วยเดียวกัน โดยมีการนำกลุ่มบิตนั้นไปผ่านกระบวนการบางอย่าง เพื่อใช้ในการควบคุมข้อผิดพลาดที่อาจจะเกิดขึ้น

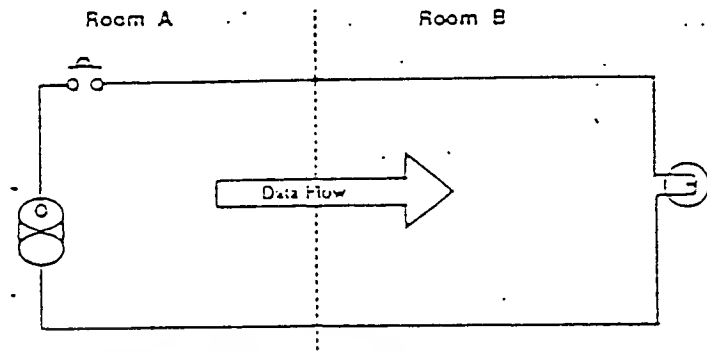
เราสามารถจำแนกวิธีการส่งข้อมูลได้หลายแบบตามคุณสมบัติต่างๆ ดังนี้

1.2.1 การจำแนกตามทิศทางในการส่งข้อมูล

สามารถแบ่งการส่งข้อมูลออกได้เป็น 3 ชนิด ดังนี้

1.2.1.1 การรับหรือส่งทางเดียว (Simplex)

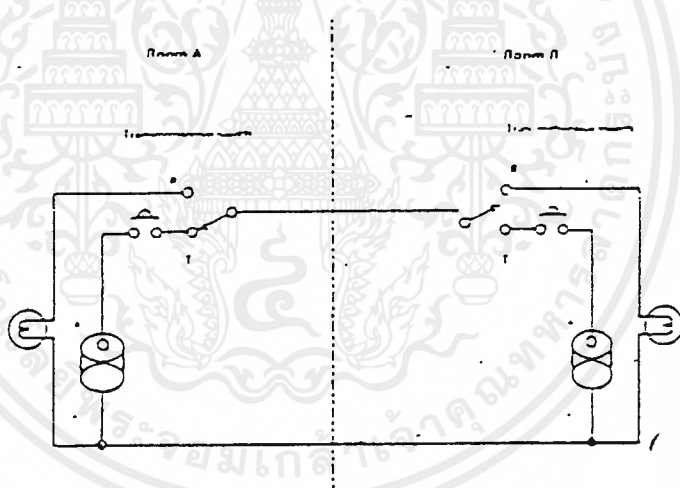
เป็นการสื่อสารทางเดียว ที่เห็นได้ชัดก็คือ การรับส่งโทรทัศน์ และวิทยุกระจายเสียงนั่นเอง สถานีโทรทัศน์จะเป็นตัวส่งและเครื่องรับทำหน้าที่รับแต่เพียงอย่างเดียว จะส่งข่าวสารมายังสถานีส่งไม่ได้



รูปที่ 1.2 แสดงการรับส่งข้อมูลแบบทางเดียว(Simplex)

1.2.1.2 การรับส่งแบบผลิตกันส่ง (Half Duplex)

มีคุณสมบัติสามารถรับและส่งข้อมูลได้ แต่ว่าต้องสลับการส่ง จะส่งพร้อมกันทั้งสองด้าน ไม่ได้ อุปกรณ์ที่ใช้ในการติดต่อในแบบ Half Duplex ได้แก่ วิทยุสื่อสาร และอินเตอร์คอม

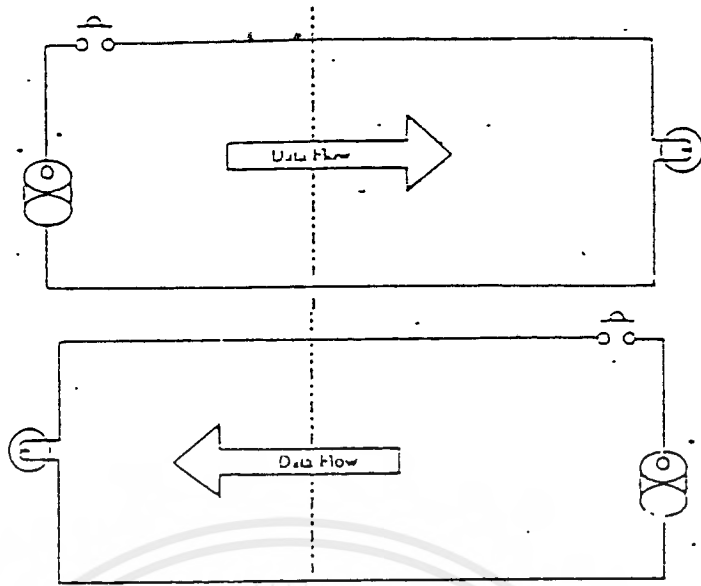


Half-duplex communication system

รูปที่ 1.3 แสดงการรับส่งข้อมูลสวนทางกันได้แบบผลิตการส่ง (Half Duplex)

1.2.1.3 การรับส่งสวนทางได้พร้อมกัน (Full Duplex)

การรับส่งแบบนี้ผู้รับและส่งสามารถรับและส่งพร้อมๆ กัน ในเวลาเดียวกันได้ไม่จำเป็นต้องรอให้อีกฝ่ายหนึ่งส่งจบเสียก่อนอย่างไรใน Half Duplex เช่น การพูดโทรศัพท์ของเรา



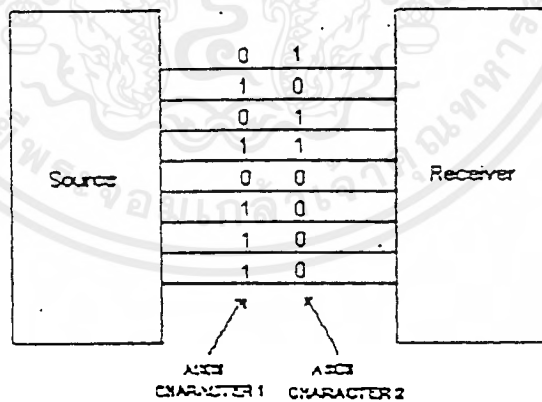
รูปที่ 1.4 แสดงการรับส่งข้อมูลแบบสวนทางกัน ได้พร้อมกัน (Full Duplex)

1.2.2 การจำแนกตามลักษณะการจัดข้อมูล

สามารถแบ่งการส่งข้อมูลออกได้เป็น 2 ชนิดดังนี้

1.2.2.1 การส่งข้อมูลแบบขนาน (Parallel Transmission)

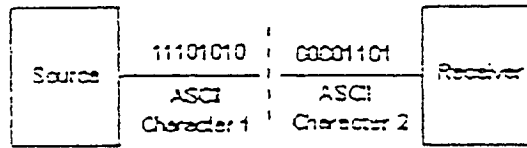
เป็นการส่งข้อมูลที่ละไบต์ คือส่งทุกบิตของรหัสที่ประกอบขึ้นเป็นอักขระไปพร้อมๆ กันในเวลาเดียวกัน มีข้อดีคือ ความสามารถในการส่งข้อมูลที่สูงขึ้น แต่จำนวนช่องทางการสื่อสารที่จะต้องมีย่านเท่ากับจำนวนบิตที่ประกอบขึ้นเป็นอักขระ ซึ่งต้องใช้การมัลติเพล็กซ์ข้อมูลต่างๆ



รูปที่ 1.5 แสดงการส่งข้อมูลแบบขนาน

1.2.2.2 การส่งข้อมูลแบบอนุกรม (Series Transmission)

การส่งข้อมูลแบบนี้จะกระทำทีละบิตด้วยแชนแนลเพียงแชนแนลเดียว ทางด้านรับจะมีอุปกรณ์สำหรับจัดข้อมูลดังกล่าวเป็นชุดของอักขระ ตามข้อตกลงระหว่างอุปกรณ์ปลายทางทั้งสองที่สื่อสารกัน



รูปที่ 1.6 แสดงการส่งข้อมูลแบบอนุกรม

1.2.3 การจำแนกตามความสัมพันธ์ของข้อมูล

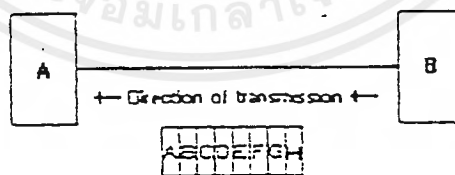
ในการสื่อสารข้อมูลนั้นจะต้องพิจารณาถึงความสัมพันธ์ระหว่างข้อมูล 2 ชนิด คือ

- ความสัมพันธ์ระหว่างบิต (Bit Synchronization)
- ความสัมพันธ์ของอักขระ (Character Synchronization)

ในการสื่อสารข้อมูล เราจำแนกวิธีการส่งข้อมูลตามการกำหนดความสัมพันธ์ของข้อมูลได้ 2 แบบคือ

1.2.3.1 การส่งแบบสัมพันธ์ (Synchronous Transmission)

การส่งแบบนี้ใช้สำหรับการส่งข้อมูลทั้งชุดไปในครั้งเดียวดังรูป 1.8 เทคนิคการส่งแบบสัมพันธ์นี้ เวลาระหว่างบิตแต่ละบิตจะมีค่าเท่ากัน การส่งมีลักษณะคล้ายกับการส่งข่าวสารในรูปของเลขฐานสองที่มีจำนวนติดต่อกันไปโดยไม่ได้แยกว่าความยาวใดเป็นของช่วงอักษรใดในระบบเช่นนี้บิต แต่ละบิตจะมีความยาวเท่ากัน ตัวอักษรแต่ละตัวมีช่วงเวลาห่างกันเท่ากับศูนย์ ทางด้านรับนั้นเพียงหาว่าบิตแรกของตัวอักษรตัวแรกคือบิตใด และทราบขนาดหรือจำนวนบิตในหนึ่งตัวอักษรพร้อมทั้งความเร็วในการส่งก็สามารถแยกข่าวสารของแต่ละอักษรออกมาได้



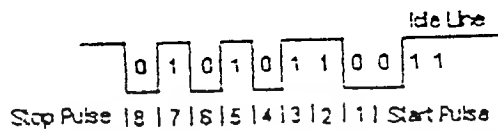
รูปที่ 1.7 แสดงการส่งข้อมูลแบบสัมพันธ์

1.2.3.2 การส่งแบบไม่สัมพันธ์ (Asynchronous Transmission)

การส่งแบบนี้ตัวอักขระจะถูกส่งออกไปที่เวลาใดก็ได้โดยไม่จำเป็นต้องมีความมีความสัมพันธ์ระหว่างตัวอักษรว่าต้องมีเวลาที่แน่นอนอย่างไรทางด้านรับจะต้องทราบถึงบิตเริ่มต้นของรหัสแต่ละตัว ว่าเริ่มต้นเมื่อใดซึ่งสามารถกระทำได้โดยการเพิ่มบิตที่เรียกว่า พัลส์เริ่มต้น (start

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

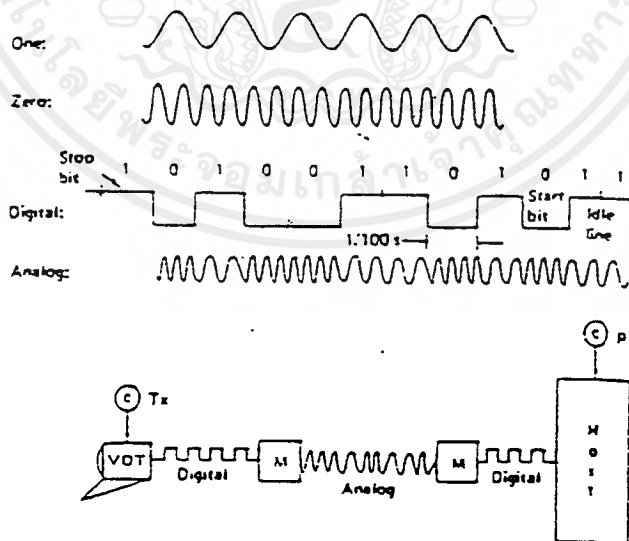
pulse) โดยเดิมเข้าไปที่ข้างหน้าชุดของบิตทุกอักขระ และเมื่อการส่งส่งครบทุกบิตของตัวอักษรแล้ว จะต้องมียิบสำหรับบอกถึงการสิ้นสุดที่เรียกว่า พัลส์การสิ้นสุด(stop pulse)ส่งมาให้ทางด้านรับมี เวลาสำหรับการเตรียมข้อมูลของตัวอักษรตัวต่อไปดังรูป 1.9 บางครั้งจึงเรียกระบบการส่งแบบนี้ว่า ระบบการส่งแบบนี้ว่าระบบการส่งแบบเริ่มหยุด(startstoptransmission)



รูปที่ 1.8 แสดงการส่งข้อมูลแบบไม่สัมพันธ์

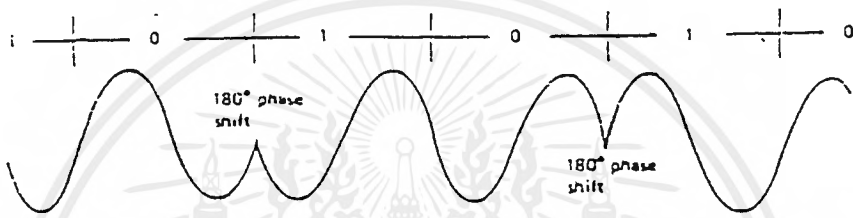
1.3 เทคนิคการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล

เทคนิคการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลที่ใช้กันมากในปัจจุบันคือ Frequency Shift Keying (FSK), Phase Shift Keying (PSK), และ Quadrature Amplitude Modulation (QAM) การมอดูเลตแบบ FSK ใช้โมเด็มความเร็วต่ำ โดยแทน 0 และ 1 ด้วยความถี่ต่างกัน การผสมสัญญาณแบบ FSK มักใช้กับโมเด็มความเร็วประมาณ 300 ถึง 1200 บิตต่อวินาที การผสมสัญญาณแบบ FSK อัตราการส่งข้อมูลบิตเรทจะเท่ากับบอดเรทเสมอดังรูปที่ 1.9



รูปที่ 1.9 แสดงการมอดูเลตสัญญาณแบบ FSK

สำหรับการผสมสัญญาณแบบ PSK นั้น ใช้หลักการแทน 0 และ 1 ด้วยการเปลี่ยนแปลงมุมของช่วงสัญญาณในสายส่ง เช่นเราอาจกำหนดว่า 0 แทนด้วยมุมต่อเนื่องกันไป และ 1 แทนด้วยมุมแตกต่างไปจากเดิม 180 องศาถ้าเราส่งข้อมูล 0101 รูปร่างของคลื่นจะเป็นดังรูปที่ 1.11 การผสมสัญญาณแบบ PSK นี้ อัตราส่งข้อมูล(Bit rate) จะมีค่าสูงกว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ(Baud rate) ความเร็วสูงสุดที่ใช้ PSK คือ 9600 บิตต่อวินาที ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงค่ามุมครั้งละ 22.5 องศา การเปลี่ยนแปลงค่ามุม 22.5 องศาถือว่าน้อยมากทำให้ข้อมูลมักจะผิดพลาดอยู่เสมอ ส่วนจึงใช้งาน PSK ที่ความเร็ว 4800 บิตต่อวินาที



รูปที่ 1.10 แสดงการมอดูเลตสัญญาณแบบ PSK

เทคนิคการมอดูเลตแบบ QAM เป็นการผสมสัญญาณที่ใช้ทั้งการเปลี่ยนแปลงเฟสและขนาดของสัญญาณควบคู่กันไป สำหรับใช้กับโมเด็มความเร็วสูง ซึ่งถ้าใช้การเปลี่ยนแปลงเฟสอย่างเดียวมุมที่เปลี่ยนจะมีค่าน้อยเกินไป ทำให้เกิดการผิดพลาดได้ง่าย ถ้าใช้การเปลี่ยนแปลงเฟสและขนาดของสัญญาณค่าของมุม ก็จะห่างกันมากขึ้น ปกติที่ใช้กันอยู่จะมีเฟสต่างกัน 8 เฟสและขนาดของสัญญาณต่างกัน 4 ระดับ ใช้แทนข้อมูล 16 สถานะ ซึ่งในหนึ่งลูกคลื่นจะสามารถส่งข้อมูลได้คราวละ 4 บิต ความเร็วในการรับส่งข้อมูลของ QAM อยู่ที่ 9600 บิตต่อวินาที โดยใช้ความถี่พาหะ 2400 Hz

1.4 การอินเตอร์เฟสกับคอมพิวเตอร์

การแสดงผลของโครงการนี้เราใช้คอมพิวเตอร์รับค่าและแสดงผล ดังนั้นการรับข้อมูลจะเป็นการส่งผ่าน พอร์ต RS-232 ซึ่งเป็นการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม โดยระดับแรงดันที่ส่งเข้าและออก พอร์ต RS-232 นี้อยู่ในระดับ ± 12 โวลต์ เราจะต้องทำการแปลงระดับแรงดัน 0 และ 5 โวลต์ให้เป็น ± 12 โวลต์ โดยใช้ไอซี MAX-232 ที่แรงดัน 0 โวลต์จะถูกแปลงเป็น +12 โวลต์ ส่วนแรงดัน 5 โวลต์ ถ้าถูกแปลงเป็น -12 โวลต์

หน้าที่ของสัญญาณแต่ละเส้นของ RS-232

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 1 (Protective Ground) เพื่อเป็นสายดินของอุปกรณ์โปรดให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ขาที่ 2 (Transmitted Data) ใช้สำหรับส่งข้อมูล
- ขาที่ 3 (Received Data) ใช้สำหรับรับข้อมูล
- ขาที่ 4 (Request To Send) เป็นสัญญาณขอทำการส่งข้อมูล
- ขาที่ 5 (Clear To Send) เป็นสัญญาณตอบรับว่าเริ่มส่งข้อมูลได้
- ขาที่ 6 (Data Set Ready) เป็นสัญญาณแสดงว่าตัวรับพร้อมที่จะรับข้อมูลแล้ว
- ขาที่ 7 (Signal Ground) เป็นกราวด์ของบสัญญาณรับส่ง
- ขาที่ 8 (Data carrier Detect) เป็นตัวบอกทั้งตัวรับและตัวส่งต่อกันเรียบร้อยแล้ว
- ขาที่ 20 (Data Terminal Ready) เป็นสัญญาณว่าตัวส่งพร้อมที่จะส่งข้อมูล
- ขาที่ 22 (Ring Indicator) เป็นขาแสดงว่าตัวส่งพร้อมที่จะส่งข้อมูล

ในโครงการของเราใช้งานแค่สองสายสัญญาณคือ ขาที่รับสัญญาณและกราวด์เท่านั้น ซึ่ง จะทำการปรับค่าแรงดัน TTL แปลงค่าแรงดันเพื่อส่งเข้าพอร์ท



บทที่ 2

ส่วนประกอบต่างๆ ของโครงการ

2.1 TEMPERATURE SENSOR

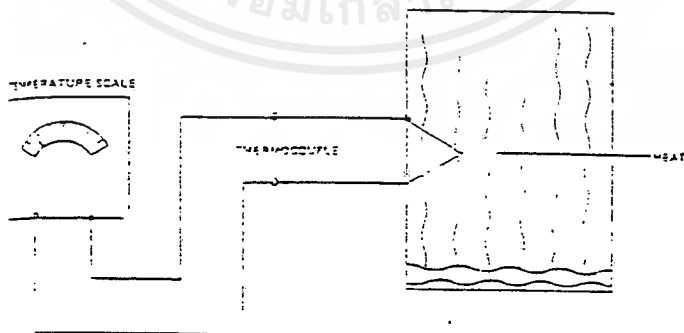
เป็น sensor ที่มีการเปลี่ยนค่าในตัวมันในรูปของความต้านทาน แรงดัน หรือกระแส ตามค่าอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป ซึ่งมีด้วยกันหลายชนิดเช่น

2.1.1 THERMOCOUPLE

Thermocouple เป็น Transducers ที่ผลิตแรงเคลื่อนไฟฟ้า จึงสามารถใช้ได้โดยตรงในเครื่องวัดและบันทึกอุณหภูมิๆ เครื่องควบคุมต่างๆ

Thermocouple เป็นอุปกรณ์ที่มีความไวต่ออุณหภูมิมากและจะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไป Thermocouple ประกอบด้วยเส้นลวดโลหะต่างชนิดกันสองเส้นต่อเข้าด้วยกันที่ปลายข้างหนึ่ง ส่วนปลายอีกข้างหนึ่งจะถูกนำไปต่อกับมิเตอร์หรือวงจรอื่นๆ ต่อไป ปลายของเส้นลวดที่ต่อเข้าด้วยกันนี้เรียกว่า hot junction ส่วนอีกปลายหนึ่งจะเรียกว่า cold junction เมื่อ hot junction ได้รับความร้อนจะเกิดแรงดันไฟฟ้า ที่สามารถวัดค่าได้ที่ cold junction

โดยการเลือกเส้นลวดที่เหมาะสม แรงดัน ไฟฟ้าจะแปรค่าตามการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิที่ทำการวัด เนื่องจากคุณสมบัติในการแปลงพลังงานความร้อนไปเป็นพลังงานไฟฟ้านี้ Thermocouple จึงสามารถถือได้ว่าเป็น Thermoelectric Transducer ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 การประยุกต์ใช้ Thermocouple อย่างง่าย

เมื่อ hot junction ของ Thermocouple ได้รับความร้อนเพิ่มขึ้นในขณะที่ cold junction ยังได้รับอุณหภูมิเดิมอยู่ ความแตกต่างของอุณหภูมิของ junction ทั้งสองนี้จะทำให้เกิดกระแสไหล ค่าของกระแสที่มีมิเตอร์แสดงนี้สามารถจะปรับเทียบให้ค่าของอุณหภูมิ

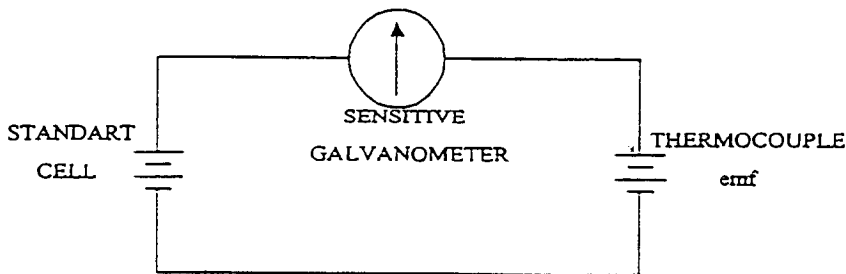
วัสดุที่ใช้ประกอบกันเป็น Thermocouple นั้นส่วนมากจะได้แก่ Iron-Constantan, Copper-Constantan, Chromel-Alumel และ Platinum/Rhodium-Platinum

ตารางที่ 2.1 แสดงถึงช่วงของอุณหภูมิของ Thermocouple แต่ละแบบ ตลอดจนเอาต์พุตเฉลี่ยในหน่วยมิลลิโวลต์ต่อองศาฟาเรนไฮด์ (ชื่อของวัสดุแรกจะเป็นขั้วบวกไฟฟ้า ส่วนวัสดุที่สองเป็นขั้วลบ)

ตาราง 2.1 ตารางแสดงลักษณะของ Thermocouple

ชนิดของ Thermocouple	ช่วงอุณหภูมิ (องศาฟาเรนไฮด์)	เอาต์พุต (มิลลิโวลต์ต่อองศาฟาเรนไฮด์)
Iron-Constantan	0 - 1400	0.03
Chromel-Alumel	500 - 2300	0.023
Platinum/Rhodium-Platinum	1000 - 2700	0.005
Copper-Constantan	-300 - +700	0.025

มิเตอร์ที่ใช้กับ Thermocouple นั้นจะเป็นมิลลิโวลต์มิเตอร์แบบ permanent-magnet moving coil ที่มีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงของความดันไฟฟ้าเพียงเล็กน้อย ค่าที่มิเตอร์แสดง จะเป็นค่าของแรงดันไฟฟ้าที่ Thermocouple สร้างขึ้นซึ่งจะสัมพันธ์อุณหภูมิ ดังนั้นสเกลของแรงดันไฟฟ้าจึงสามารถปรับเปลี่ยนให้เป็นหน่วยอุณหภูมิได้ ในการวัดเอาต์พุตของ Thermocouple ให้แม่นยำจะใช้ Potentionmeter แทนมิลลิโวลต์มิเตอร์ ซึ่งจะใช้แรงดันไฟฟ้าจาก Thermocouple ไปทำให้มิเตอร์แสดงค่า แต่จะใช้อุปกรณ์เปรียบเทียบค่าแรงดันของ Thermocouple กับค่าแรงดันแบตเตอรี่



รูปที่ 2.2 วงจรเปรียบเทียบค่าแรงดัน ไฟฟ้าของ Thermocouple กับแรงดัน ไฟฟ้าที่รู้ค่า

Thermocouple สามารถนำไปใช้ได้อย่างกว้างขวาง เช่นในการควบคุมอุณหภูมิในเตาเผา หรือใช้ในเครื่องมือวัดและบันทึกค่าอุณหภูมิ ในงานอุตสาหกรรมต่างๆ

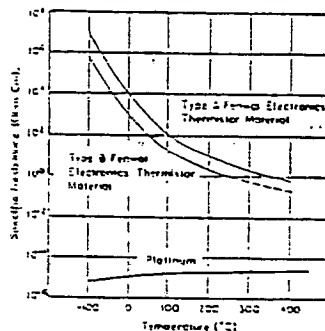
2.1.2 THERMISTOR

Thermistor หรือ Thermal resistor เป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำที่มีค่าสัมประสิทธิ์ของความต้านทานต่ออุณหภูมิเป็นลบ นั่นคือถ้าอุณหภูมิสูงขึ้น ค่าความต้านทานของ Thermistor จะลดลง ใน Thermistor บางแบบนี้ค่าความต้านทานของมันที่อุณหภูมิห้องอาจจะลดลงถึง 6% ต่ออุณหภูมิแต่ละองศาเซลเซียสที่เพิ่มขึ้น ซึ่งจะเห็นได้ว่า Thermistor มีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิต้มาก ดังนั้นจึงนิยมใช้ Thermistor ในการวัดและควบคุมตลอดจนการชดเชยอุณหภูมิในช่วงอุณหภูมิต่ำๆ ตั้งแต่ 100°C ถึง 300°C

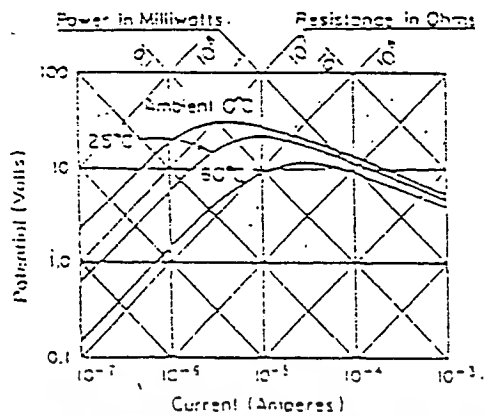
โลหะออกไซด์ที่ใช้ทำเป็น Thermistor นั้น ได้แก่ manganese, nickel, cobalt, uranium, ทองแดง, และเหล็ก เป็นต้น ค่าความต้านทานของ Thermistor จะอยู่ในช่วง 0.5 โอห์ม ถึง 75 เมกะโอห์ม ทั้งนี้จะขึ้นอยู่กับรูปร่างและขนาดของมัน Thermistor ที่มีขนาดเล็กที่สุดจะเป็นแบบลูกปัดหรือลูกประคำ ที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางตั้งแต่ 0.15 มม. ถึง 1.25 มม. Thermistor แบบนี้จะติดตั้งอยู่ที่ปลายของแท่งแก้วแข็งเพื่อสะดวกแก่การใช้งาน ส่วน Thermistor แบบอื่นๆ นั้น ได้แก่ Thermistor แบบกลม (disk) และแบบวงแหวน (washer) ซึ่งมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางตั้งแต่ 2.5 มม. ถึง 25 มม.

Thermistor มีคุณลักษณะที่สำคัญประการ ซึ่งทำให้ Thermistor สามารถใช้ได้อย่างกว้างขวางในการวัดและควบคุมอุณหภูมิ คุณลักษณะทั้งสามประการ ได้แก่

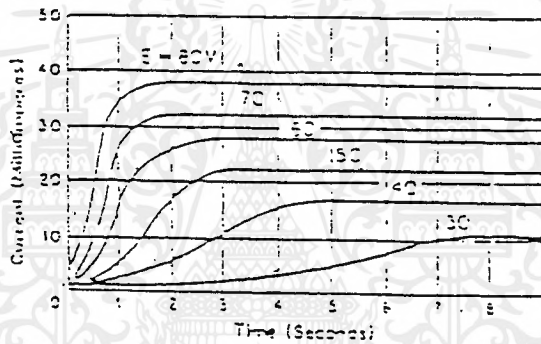
1. คุณลักษณะของค่าความต้านทาน - อุณหภูมิ
 2. คุณลักษณะของแรงดัน - กระแสไฟฟ้า
 3. คุณลักษณะของกระแส - เวลา
- ซึ่งได้แสดงเป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ ดังนี้



รูปที่ 2.3 คุณลักษณะของค่าความต้านทาน - อุณหภูมิ



รูปที่ 2.4 คุณลักษณะของแรงดัน - กระแสไฟฟ้า



รูปที่ 2.5 คุณลักษณะของกระแส - เวลา

Thermistor ยังสามารถประยุกต์ไปใช้ในการวัดหรือวิเคราะห์คาร์บอนไดออกไซด์ได้โดยใช้ Thermistor สองตัวต่อร่วมกัน หรือใช้ในงานวัดและควบคุมอุณหภูมิต่างๆ ได้อีกมาก

2.1.3 ไอซีตรวจวัดอุณหภูมิ

ไอซีตรวจวัดอุณหภูมิเป็นอุปกรณ์ที่เปลี่ยนค่าอุณหภูมิเป็นแรงดันไฟฟ้าได้โดยตรง บริษัทเนชั่นเนลเซมิคอนดักเตอร์เป็นผู้ผลิตอุปกรณ์เหล่านี้ผู้ตลาด โดยมีตัวอย่างดังตารางที่ 2.2

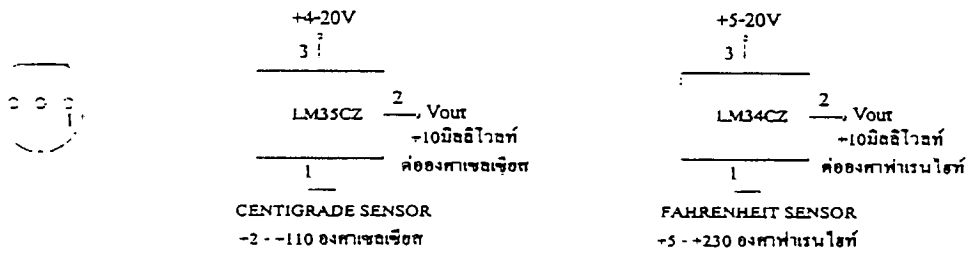
ตาราง 2.2 ตารางเลือกใช้งาน ไอซีตรวจวัดอุณหภูมิ

IC NUMBER	LM34CZ	LM35CZ	LM335Z	LM3911N
TEMP RANGE	-40°F TO +230°F	-40°C TO +110°C	-40°C TO +100°C	-25°C TO +85°C
SPOT ACCURACY (TYP)	±0.8°F AT +77°F	±0.4°C AT +25°C	±2°C AT +25°C	NA
RANGE ACCURACY (TYP)	±1.8°F	±0.8°C	±4.0°C	±10°C
O U T P U T SCALE	10mV/°C	10mV/°C	10mV/°K	10mV/°K
S U P P L Y VOLTAGE RANGE	5V - 30V	4V - 30V	NA	8V - 35V
QUIESCENT CURRENT	70uA	60uA	0.4-5 mA	1 mA NORMAL

จากรูปจะเป็น ไอซีที่ใช้กันในงานอุตสาหกรรมและมีราคาถูก โดยที่ไอซีเบอร์ LM34CZ และ LM35CZ จะกินกำลังงานต่ำมาก ๆ และมีความเที่ยงตรงสูง ให้เอาที่พุกเป็นสัดส่วนกับองศาฟาเรนไฮท์ และองศาเซลเซียสตามลำดับ ส่วน LM335Z เป็นไอซีที่สามารถปรับค่านาฬิกาได้ และเอาที่พุกจะเป็นสัดส่วนกับองศาเคลวินและไอซี LM3911N จะรวมวงจรจ่ายแรงดันอ้างอิงตัวตรวจสอบอุณหภูมิและออปแอมป์เข้าไว้ในชิปเดียวทำให้ไอซีตัวนี้นำไปใช้เป็นตัวตรวจสอบอุณหภูมิหรือนำไปใช้เป็นสวิตช์อุณหภูมิที่มีความเที่ยงตรงสูงก็ได้

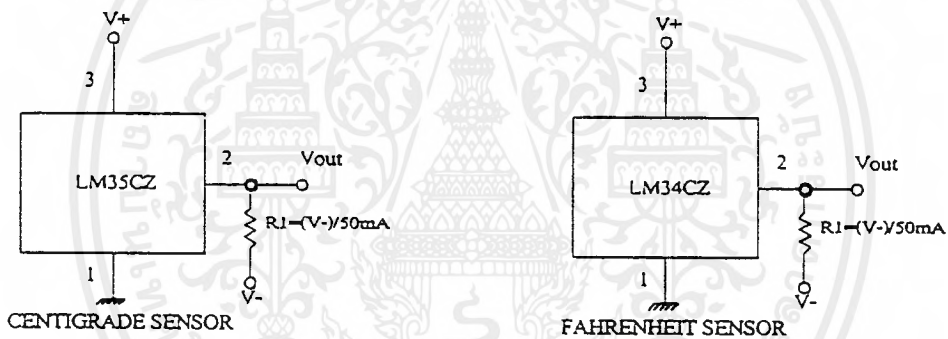
2.1.3.1 ไอซี LM34CZ / LM35CZ

ทั้งไอซี LM34CZ และ LM35CZ จะมีตัวถังแบบ TO-92 ซึ่งมี 3 ขาและได้รับการออกแบบให้กินกระแสขามปกติไม่กี่สิบ ไมโครแอมป์ซึ่งจะช่วยลดผลกระทบจากอุณหภูมิภายในตัวไอซีด้วย

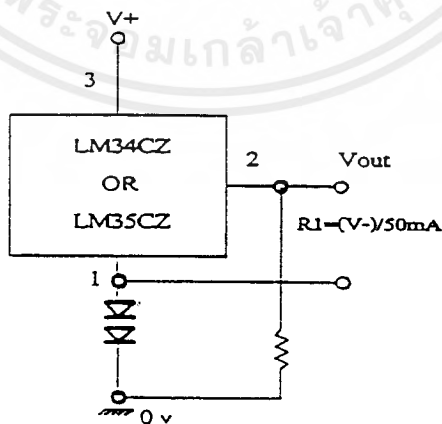


รูปที่ 2.6 รูปร่างและวงจรใช้งานพื้นฐานของไอซี LM34CZ และ LM35CZ

จากรูปแสดงให้เห็นถึงรูปร่างและวงจรใช้งานของไอซีสองตัวนี้ ถ้าสังเกตจะพบว่าวงจรพื้นฐานเหล่านี้จะอ่านค่าอุณหภูมิมากที่สุดที่ +5 °F และ +2 °C แต่ถ้าต้องการให้ไอซีสองตัวนี้วัดค่าได้มากกว่านี้จะต้องวงจร โดยใช้แหล่งจ่ายไฟสองชุดดังรูปที่ 2.7 ซึ่งจะทำให้วัดค่าได้ถึง -40 °F หรือ -40 °C หรืออาจจะใช้แหล่งจ่ายไฟตัวเดียวแต่ทำการสร้างแรงดันลบ ดังรูปที่ 2.8

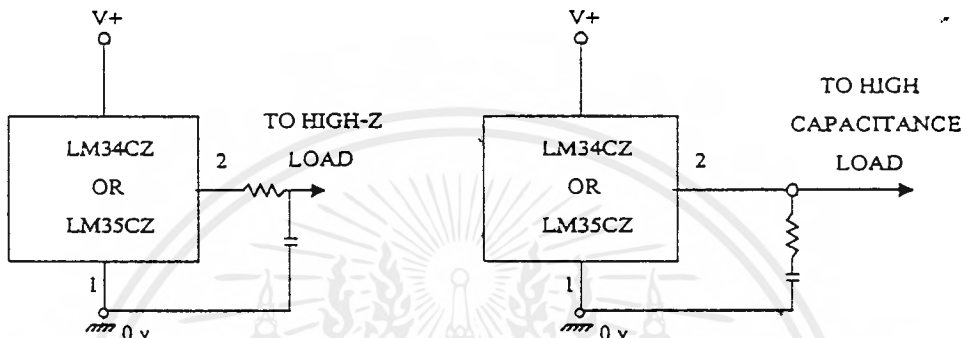


รูปที่ 2.7 วงจรตรวจวัดอุณหภูมิของ LM34CZ และ LM35CZ



รูปที่ 2.8 วงจรตรวจวัดอุณหภูมิใช้แหล่งจ่ายไฟตัวเดียว

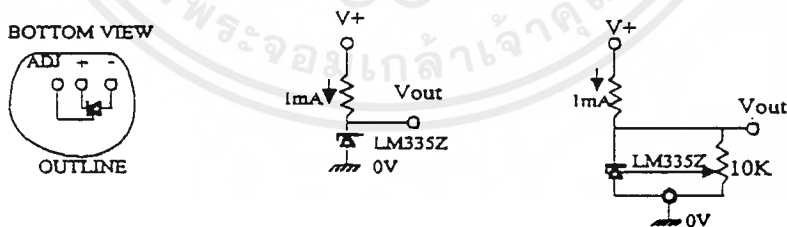
จุดอ่อนอันหนึ่งของไอซี LM34CZ และ LM35CZ คือเมื่อไอซีทั้งสองตัวนี้ต่อโดยตรงกับ โหลดซึ่งมีค่าตัวเก็บประจุในช่วงไม่กี่พิโคฟารัดขึ้นไปจะทำให้การทำงานของมันเสถียรภาพ ซึ่งปรากฏการณ์นี้ มักจะเกิดกับอุปกรณ์ที่กินกำลังงานต่ำมาก ๆ แต่อุปสรรคนี้สามารถกำจัดได้โดยการ ต่อโหลดด้วยวิธีตามรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 การต่อไอซีเข้ากับโหลดของตัวเก็บประจุสูง

2.1.3.2 ไอซี LM335Z

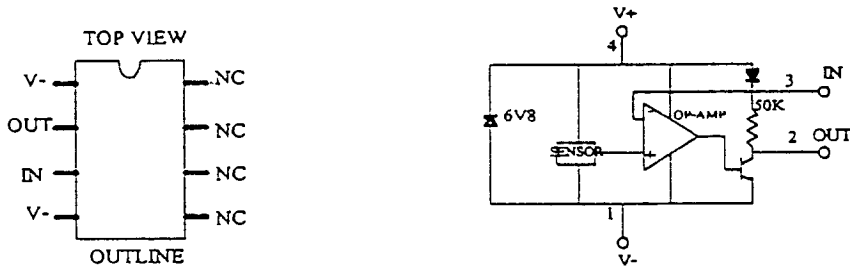
ไอซี LM335Z จะทำงานเหมือนกับซีเนอร์ไดโอดที่เปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อมตัวมันตามอุณหภูมิที่มีการเปลี่ยนแปลงและมีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็น $+10 \text{ mV} / ^\circ\text{K}$



รูปที่ 2.10 รูปร่างและการใช้งานพื้นฐานของไอซี LM335Z

จากรูปแสดงให้เห็นถึงรูปร่างและการใช้งานไอซี LM355Z ทั้งในแบบธรรมดาและแบบที่ปรับค่าระยะเยื้องได้โดยที่วงจรนี้จะใช้งานได้ดีในช่วงอุณหภูมิ $+2^\circ\text{C}$ ถึง $+25^\circ\text{C}$ สำหรับปรับค่า R_1 ในวงจรจะเป็นตัวกำหนดกระแสของไอซีให้อยู่ในช่วง 1 mA

2.1.3.3 ไอซี LM3911



รูปที่ 2.11 รูปร่างและบล็อกไดอะแกรมของไอซี LM3911N

ในรูปที่ 2.11 แสดงให้เห็นถึงรูปร่างและบล็อกไดอะแกรมของไอซีควบคุมอุณหภูมิ LM3911N ซึ่งภายในประกอบด้วยซีเนอร์ไดโอดจ่ายแรงดันอ้างอิง ตัวตรวจวัดอุณหภูมิค่าผิดพลาดต่ำที่แปรตามองศาเซลเซียสและออปแอมป์

2.1.4 RTD TRANSDUCER

RTD (Resistance temperature detector) เป็น Temperature transducer ชนิดหนึ่งที่สามารถเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้าตามอุณหภูมิ คุณสมบัติที่เปลี่ยนแปลง ได้แก่ ค่าความนำหรือค่าความต้านทานนั่นเอง การวัดอุณหภูมิด้วยการวัดค่าความต้านทานของ RTD บางครั้งจึงเรียกว่า Resistance thermometer RTD ส่วนใหญ่เป็นโลหะ Platinum (P) เพราะให้ความถูกต้องสูงและมีคุณสมบัติเกือบเป็นเส้นตรง PRTD ที่ใช้ในปัจจุบันมี Standard การวัดในย่าน 220 ถึง 850 องศาเซลเซียส โดยที่ PRTD สามารถทนอยู่ในสภาพอุณหภูมิดังกล่าวได้โดยให้ความถูกต้องแม่นยำตลอดย่านการวัดนี้ โลหะทุกชนิดจะมีความต้านทานสูงขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นหรือ เรียกว่า มีค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นบวก (PTC: Positive temperature coefficient) ซึ่งเป็นคุณสมบัติของ RTD และคุณสมบัติที่สำคัญอีกข้อหนึ่งของ RTD คือความสามารถในการคงสภาพเดิมหลังจากที่อยู่ภายใต้การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิมากๆ อันหมายถึง การมีเสถียรภาพในการใช้งานทำให้การวัดอุณหภูมิได้ค่าที่ถูกต้องเสมอ การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของ RTD จะคิดเป็นอัตราส่วนกับค่าความต้านทานที่อุณหภูมิปกติ ดังนั้นค่า Error จากการวัดจะมีค่าน้อย ถ้าค่าความต้านทานที่อุณหภูมิปกติของ RTD มีค่ามาก

2.1.4.1 หลักการของ RTD

ความต้านทานไฟฟ้าในเส้นลวด โลหะจะเปลี่ยนค่าไปตามสมการ ดังนี้

$$R_t = R_o(1 + \alpha T) \text{ หรือ } dR_t/dT = \alpha R_o$$

เมื่อ R_t คือค่าความต้านทานของลวด โลหะที่อุณหภูมิ $t^{\circ}\text{C}$



R_0 คือค่าความต้านทานของลวด โลหะที่อุณหภูมิ 0°C

• α คือ สัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานไฟฟ้าต่ออุณหภูมิ 1°C

$(\Omega/\Omega^\circ\text{C})$ (temperature coefficient of resistance) ซึ่งค่า α มีค่าเปลี่ยนไปตามชนิดของโลหะเช่น พลาตินัม $0.00392 (\Omega/\Omega^\circ\text{C})$ จากย่านอุณหภูมิ 0°C ในงานปฏิบัติค่า α ของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิในแต่ละช่วงจะไม่แปรผันเป็นเส้นตรง (nonlinearity) ในห้องปฏิบัติการมาตรฐานที่ต้องการค่าแน่นอนสามารถทำได้โดยใช้สมการ ดังนี้

$$R_t = R_0 (1 + \alpha T + \beta T^2 + \gamma T^3)$$

ค่า α , β และ γ ได้จากการทดลอง (empirical quantity) ซึ่งทางบริษัทผู้ผลิตจะกำหนดมา เช่น พลาตินัม

$$\alpha = 3.985 \times 10^{-3}$$

$$\beta = -5.856 \times 10^{-7}$$

$$\gamma = 4.330 \times 10^{-10}$$

สูตรนี้สามารถใช้ได้ตลอดทั้งย่านการใช้งานที่ต้องการความถูกต้องแม่นยำสูง (Accurary) แต่โดยทั่วไป การคำนวณจะใช้สูตร $R_t = R_0(1+\alpha T)$ โดยเลือกใช้ค่า α ตามตาราง

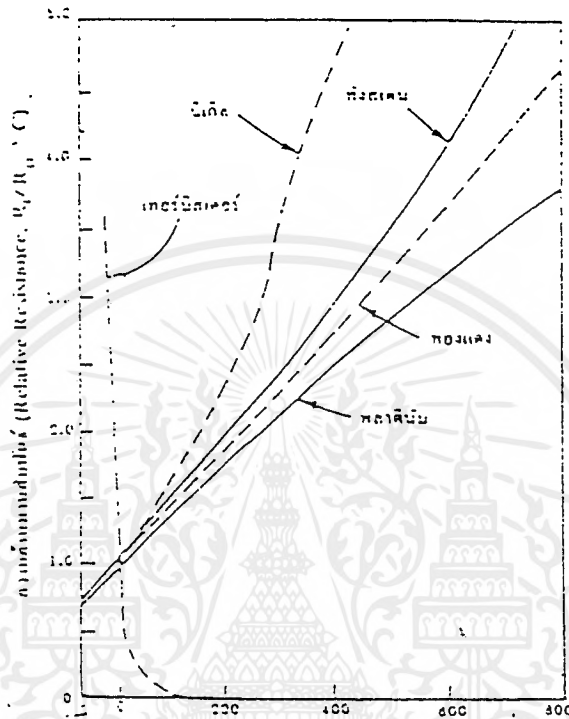
2.1.4.2 ชนิดของ RTD

ในช่วง 90 ปีที่ผ่านมา สถาบันและสมาคมหลายแห่งที่เกี่ยวข้องกับการผลิตอาร์ทีดี ได้กำหนดมาตรฐานต่างกันไป สมาคมเหล่านี้ ได้แก่สมาคมผู้ผลิตเครื่องมือทางวิทยาศาสตร์ (SAMA) แห่งสหรัฐ สถาบันมาตรฐานของอังกฤษ (British Standard Insitte) สถาบันมาตรฐานแห่งเยอรมัน (Detsches Institute fur Normung e. V.'s) แต่ต่อมากลุ่มกำหนดมาตรฐาน ICE (IBS standard groups) ได้กำหนด Calibration Curve ของอาร์ทีดีแบบพลาตินัมชนิดใหม่และเป็นที่ยอมรับของสมาคมทั้งสาม ดังกล่าว ช่วงอุณหภูมิต่ำกว่า 400°C ถึง 600°C ค่าความผิดพลาดไม่เกิน $\pm 0.5^\circ\text{C}$

จากรูปที่ 2.12 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอาร์ทีดี ที่ทำจากโลหะต่างๆ แกนในแนวดิ่งจะบอกความต้านทานที่อุณหภูมิ $T(R_t)$ จะมีค่าเป็นกี่เท่าของความต้านทานที่ 0°C ซึ่งอาจเปลี่ยนแปลงได้ถึง 5 เท่า หรือมากกว่าอาร์ทีดีแบบพลาตินัมเป็นแบบที่ใช้ในห้องปฏิบัติการทั่วไป หรือเรียกว่าแบบ Standard Platinum Resistance Thermometer (SPRTs) ในช่วงอุณหภูมิสูงถึง 600°C ควรใช้อาร์ทีดีแบบพลาตินัมแบบ 10 โอห์ม เพราะจะให้เสถียรภาพดีกว่า 100 โอห์ม

นิเกิลอาร์ทีดี ไม่ใช่แบบมาตรฐานเหมือนพลาตินัม เพราะต่างบริษัทก็กำหนดค่าความต้านทานที่ 0°C ต่างกันออกไป ทำให้การเลือกใช้อุปกรณ์ประกอบอื่นๆ เช่น ทรานสมิตเตอร์, เครื่องควบคุม, เครื่องบันทึกเฉพาะของบริษัทนั้นๆ บางบริษัทกำหนดค่าความต้านทาน 135.116 โอห์มที่ 0°C นิเกิลอาร์ทีดีวัดอุณหภูมิได้ไม่สูงเท่ากับพลาตินัม ย่านการใช้งานอยู่ในช่วง 95°C ถึง 360°C ค่าความผิดพลาดต่ำกว่าแบบพลาตินัมแต่ให้ดินเนียร์ดีคกว่าแบบพลาตินัม

อาร์ทีดี แบบทองแดงเป็นแบบที่ให้ลิเนียร์ดีในการวัดดีที่สุด แต่ย่านการใช้งานแถบประมาณ 200°C ถึง 150°C และมีค่าความต้านทานจำเพาะต่ำ ปกติจะมีค่าความต้านทาน 10 โอห์มที่ 0°C ค่าความผิดพลาด $\pm 0.25^{\circ}\text{C}$



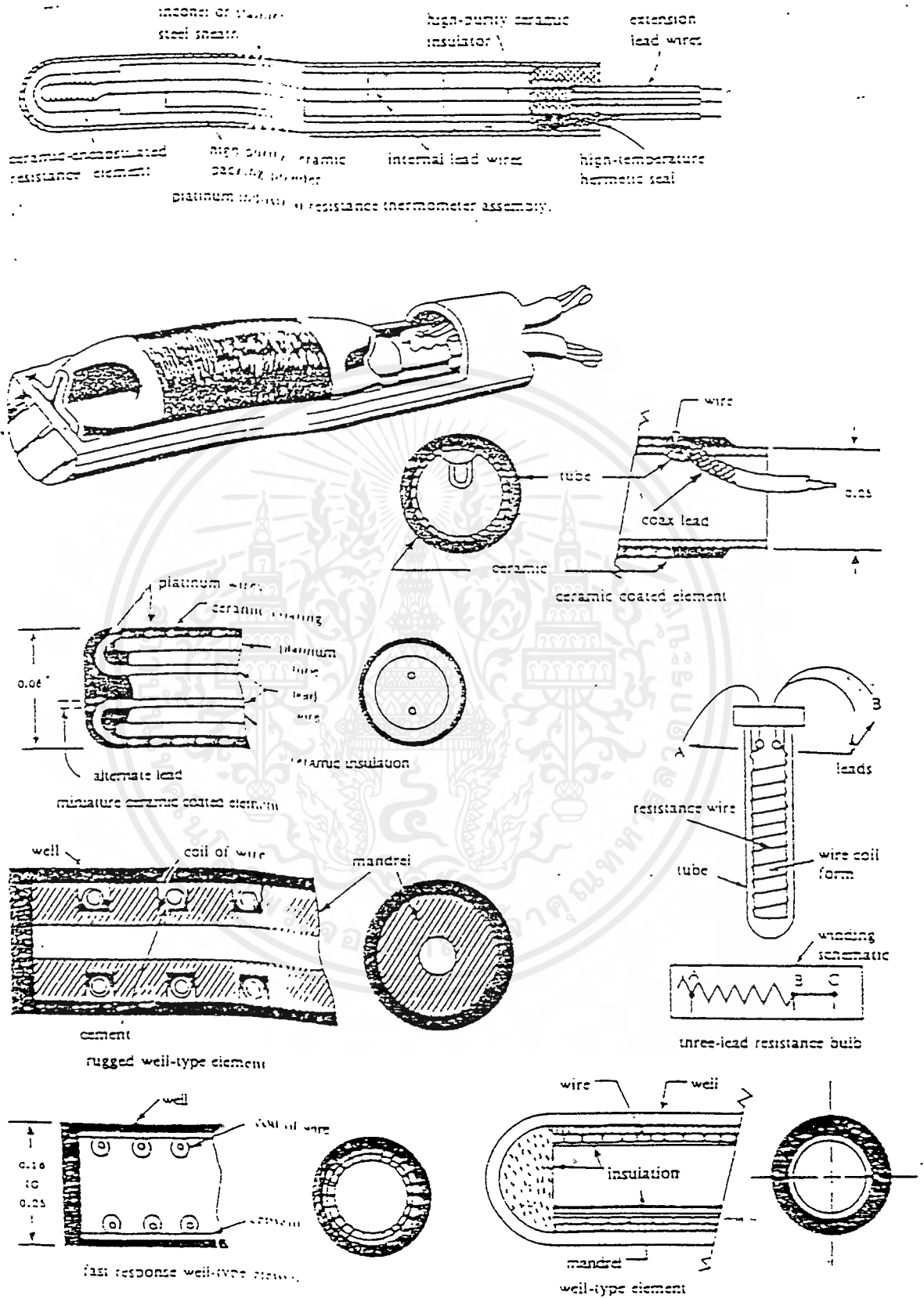
รูปที่ 2.12 แสดงอัตราส่วนของความต้านทานของโลหะที่ใช้อาร์ทีดีเทียบกับค่าความต้านทานของแต่ละชนิดที่ 0°C

อาร์ทีดีแบบทังสเตนก็มีที่ใช้อยู่บ้างแต่ก็ไม่แพร่หลาย เพราะมีเสถียรภาพไม่ดี(คุณสมบัติเปลี่ยนไปเมื่อผ่านการใช้งานแล้ว) แต่มีข้อดีคือ ความแข็งแรง (Strength) สูงกว่าแบบอื่นๆ สามารถทนอุณหภูมิได้สูง

2.1.4.3 ความผิดพลาดอันเกิดจากกระแสเชิงอาร์ทีดี

อาร์ทีดีจำเป็นต้องมีกระแสไฟฟ้าเลี้ยงตัวมันเองจำนวนหนึ่ง ถ้ามีค่ามากขึ้นเอาที่พวทโวลต์แดงก็จะสูงขึ้น แต่กระแสนี้ก็สร้างความร้อนขึ้นในตัวอาร์ทีดีเองด้วยออกไซด์ หรืออะลูมิเนียมออกไซด์ ในข้อ 2.4 จะกล่าวโครงสร้างของอาร์ทีดี พลังงานความร้อนที่เกิดขึ้นเท่ากับ ค่ากระแสกำลังสองหารด้วยความต้านทาน

ความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะทำให้เกิดค่าความผิดพลาดทำให้ความต้านทานสูงขึ้น ดังนั้นจึงจำเป็นต้องจำกัดค่ากระแสไม่ให้สูงเกินไป แต่ในสภาวะการใช้งานที่ต้องจุ่มลงไปของเหลวค่าความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะกระจายลงสารของเหลวทำให้ค่าความผิดพลาดนี้ต่ำลง ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความเร็วในการไหลความหนาแน่นของตัวกลาง อาจลดลงถึง 1/5 ของค่าความผิดพลาดบรรยากาศปกติ



รูปที่ 2.13 แสดงภาพตัดและขยายส่วนประกอบของอาร์ทีดี

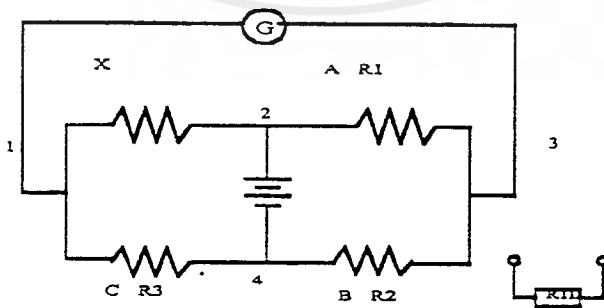
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เป็นแบบแมคนีเซียมออกไซด์หรืออะลูมิเนียมออกไซด์ซึ่งประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำมาใช้

2.1.4.4 โครงสร้างของอาร์ทีดี

อาร์ทีดีทำด้วยลวดโลหะที่มีความยาวค่าหนึ่ง ซึ่งทำให้เกิดค่าความต้านทานที่²⁰ต้องการ อุณหภูมิ 0°C ลวดโลหะนี้จะพันอยู่บนแกนที่เป็นฉนวนไฟฟ้าและมีคุณสมบัติที่ทนต่อความร้อน แกนที่ใช้เป็นสารประเภทเซรามิคหรือแก้ว เช่น อลูมินาบริสุทธิ์สารที่เจือปนอยู่ (Impurities) เช่น จีลิกา จะทำให้เส้นลวดความต้านทานสกปรก(Contaminate) สิ่งที่ต้องคำนึงถึงเป็นพิเศษ ในกระบวนการผลิต คือขณะใช้งานขดลวดนี้ต้องทนต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิความสั้นสะเทือนได้ ทั้งนี้ความร้อนจะขยายตัวเมื่อเย็นลงจะหดตัว แกนที่จะใช้ต้องมีสัมประสิทธิ์การขยายตัวสัมพันธ์กับการขยายตัวของขดลวด การพันลวดจะทำขณะที่ขดลวดร้อนจนอ่อนตัวหลังจากนั้นต้องผ่านกรรมวิธีการอบร้อนคลายความเครียดที่อยู่ในขดลวด(Stress relieve) ด้วยอุณหภูมิอย่างน้อย 500°C เป็นเวลา 24 ชม. สภาพภายนอกของอาร์ทีดีเหมือนเทอร์โมคัปเปิล อาร์ทีดีจะถูกบรรจุใน Sheath (ฝักโลหะ) ตามรูปที่ 2.2 เป็นภาพตัดและขยายให้เห็นเป็นส่วนประกอบของอาร์ทีดี ฉนวนที่ใช้เป็นพวกแมกนีเซียมออกไซด์หรืออลูมิเนียมออกไซด์ ช่วงที่มีผลต่อการวัดโดยตรง (sensitive-portion) อยู่ตรงส่วนปลายของ sheath อาจยาว 0.5 นิ้ว ถึง 2.5 นิ้ว ซึ่งเป็นบริเวณที่อยู่ตรงขดลวด การเลือก metal sheath ฉนวนเทอร์โมเวลล์กับเทอร์คัปเปิล

2.1.4.5 วงจรใช้งานของอาร์ทีดี

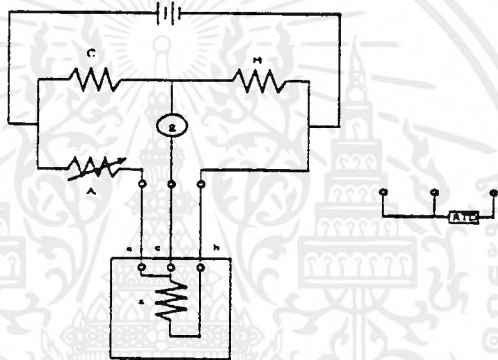
วงจรต่อใช้งานพื้นฐานของ อาร์ทีดี คือ “วิทสโตบริดจ์” ให้ X คืออาร์ทีดี ซึ่งติดตั้งอยู่ในจุดที่ต้องการวัดอุณหภูมิรีซิสเตอร์ประกอบอีก 3 ตัวคือ A, B, และ C อยู่ในทรานสมิตเตอร์ ในอุณหภูมิบรรยากาศ รีซิสเตอร์ A, B, และ C ที่ใช้เป็นแบบที่มีความถูกต้องสูง ค่า Dnft ค่ามาก (การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานเมื่ออุณหภูมิบรรยากาศเปลี่ยน)



รูปที่ 2.14 วงจรต่อใช้งานอาร์ทีดีแบบ 2 สาย

วงจรบริจจ์จะอยู่ในสภาวะสมดุล เมื่ออาร์ทีคืออยู่ในอุณหภูมิ 0°C ซึ่งจะทำให้อัตราส่วน $X/C = A/B$ ถ้าวัดอุณหภูมิที่ 0°C วงจรนี้ใช้ได้เมื่อตัวทรานสมิตเตอร์อยู่ใกล้ตัวอาร์ทีดีมากๆ เท่านั้น เพราะถ้าสายขั้วค่าผิดพลาดจะเกิดขึ้นเนื่องจากค่าความต้านทานของสายค่าผิดพลาดนี้ขึ้นอยู่กับความยาวของสายตัวนำจากอาร์ทีดี และอุณหภูมิของสายตัวนำนี้ถ้ามีค่ามากขึ้นค่าผิดพลาดก็จะสูงขึ้น วงจรแบบสองสายจึงเหมาะสำหรับการวัดที่ไม่ต้องการความถูกต้องสูงนัก

วงจรอาร์ทีดีแบบ 3 สาย เป็นแบบมาตรฐานที่นิยมใช้กันมากที่สุดในวงการอุตสาหกรรมทั่วไป สายทั้งสาม a, b และ c จากอาร์ทีดีที่ต่อเข้าวงจรบริจจ์จะต้องมีขนาดความยาวเท่ากันและอยู่ในบรรยากาศที่อุณหภูมิเดียวกัน เป็นการชดเชยการผิดพลาดอันเกิดจากการลากสายตัวนำยาวในสภาวะงานที่หลีกเลี่ยงไม่ได้จากวงจรเมื่อบริจจ์อยู่ในสภาวะสมดุล



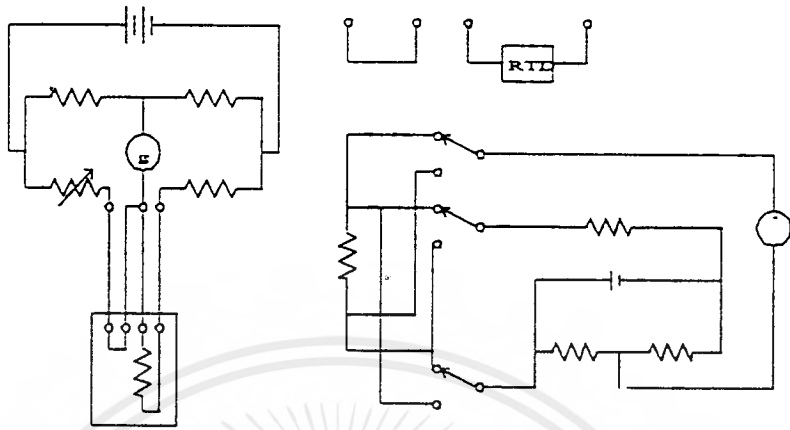
รูปที่ 2.15 วงจรต่อใช้งานอาร์ทีดีแบบ 3 สาย

$$X = (C/B)A \text{ ให้ } B = C \text{ (ปกติจะออกแบบให้เท่ากัน)}$$

เนื่องจาก $a = b = c$, $X + b$ จึงเท่ากับ $A + a$ ค่าอุณหภูมิของการวัดจึงขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานของอาร์ทีดี X เพียงตัวเดียว วงจรวัดแบบสามสายนี้ เป็นแบบที่มีให้ความถูกต้องสูง

วงจรการวัดแบบ 4 สาย แบบแรกเป็นแบบที่เลื่อนจุดต่อของบริจจ์ (bridge point) ไปอยู่ภายนอก สายที่ต่อจากอาร์ทีดีทั้ง 4 เส้น จะต้องมียุทธศาสตร์ความยาวและอยู่ในบรรยากาศที่มีอุณหภูมิเหมือนวงจรการวัดแบบ 3 สายแต่วิธีนี้ให้ความถูกต้องสูงกว่า

วงจรการวัดแบบ 4 สายแบบที่ 2 ใช้ในกรณีที่ต้องการความถูกต้องสูงสุด ต้องการทราบอุณหภูมิเป็นจุดๆ ไม่ต้องการวัดค่าแบบต่อเนื่อง เช่น ในห้องปฏิบัติการ ลักษณะการต่อวงจรแบบ 3 สายมีสวิทช์สำหรับโยกสลับสายเพื่อหาค่าเฉลี่ย ในการวัดครั้งหนึ่งๆ ต้องทำการอ่านค่า 2 ครั้ง ความตำแหน่งของสวิทช์ค่าความต้านทานของอาร์ทีดี เป็นค่าเฉลี่ยของค่าที่ได้ทั้งสองครั้ง เพื่อลดความคลาดเคลื่อนอันเกิดจากวิธีการวัดแบบ 3 สาย



รูปที่ 2.16 วงจรต่อใช้งานอาร์ทีดี 4 สาย แบบที่ 1 และแบบที่ 2

เนื่องจากค่าความต้านทานของสายอาจไม่เท่ากันได้ เช่น ตำแหน่งบนอ่านได้ 250.17°C และตำแหน่งล่างอ่านได้ 250.16°C ค่าที่บันทึก 250.165°C เป็นต้น สิ่งที่ต้องระมัดระวังในการวัดด้วยวิธีนี้ คือ จุดต่อและหน้าสัมผัสทุกจุดจะต้องมั่นใจว่าแน่นสนิท สะอาด ปราศจากออกไซด์ ซึ่งจะทำให้ค่าที่อ่านได้ไม่แน่นอน และกัลวานอมิเตอร์ที่ใช้จะต้องเป็นแบบอิมพีแดนซ์สูง

2.1.4.6 RTD-100

การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของ RTD ตามอุณหภูมิ เป็นไปตามความสัมพันธ์

ดังนี้

$$\frac{dR}{R_0} = \alpha(T - T_0)$$

$$dR = \alpha R_0(T - T_0)$$

$$R_{total} = \alpha R + dR = R_0(1 + \alpha(T - T_0))$$

R_0 = ค่าความต้านทานของ RTD ที่อุณหภูมิปกติ

α = สัมประสิทธิ์อุณหภูมิของ RTD ชนิดนั้นๆ

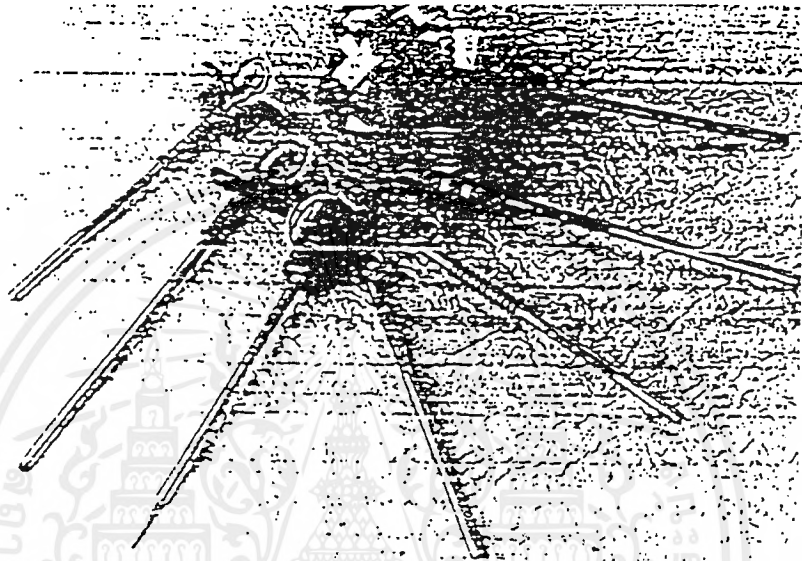
T_0 = อุณหภูมิปกติของ RTD

T = อุณหภูมิที่วัดอยู่

ค่าของ PRTD ที่มีใช้กันอยู่มีค่าตั้งแต่ 10 โอห์ม จนถึงค่าหลายพันในรูปแบบ PRTD film แต่ PRTD ที่นิยมใช้กันมีค่า 100 โอห์มที่ 0°C หรือมีชื่อเรียกว่า RTD PT-100 มาตรฐาน DIN 43760 สัมประสิทธิ์อุณหภูมิของ Platinum $\alpha = 0.00385$ เมื่อนำมาคำนวณกับ PT-100 จะได้ 100°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้สัมประสิทธิ์อุณหภูมิ +.385 โอห์ม/ 0°C ที่ค่านี้สามารถใช้งานได้ถูกต้องในย่านอุณหภูมิ 0°C ถึง 100°C โดยการประมาณ PT-100 ให้มีคุณสมบัติเป็นเส้นตรง Slope +0.385 จริงๆ แล้วคุณสมบัติของ PT-100 ไม่ได้เป็นเส้นตรงอย่างที่เราคิด ความสัมพันธ์ของสมการ dR ข้างต้น จะถูกต้องเมื่อมีค่าน้อยๆ ดังนั้น ถ้าเราต้องการค่าถูกต้องมากๆ ต้องใช้วิธีคำนวณแบบต่อเนื่องไปที่ละจุดที่ dT มีค่าน้อยๆ



รูปที่ 2.17 RTD PT-100 Thermocouple Temperature Sensors คุณสมบัติของ PT-100 สามารถเขียนอยู่ในรูป polynomial ได้ดังนี้

สำหรับอุณหภูมิ T ในช่วง 0°C ถึง 850°C

$$R_t = 100(1 + 3.90802 \cdot 10^{-3} \cdot T - 0.580195 \cdot 10^{-6} \cdot T^2)$$

สำหรับอุณหภูมิ T ในช่วง -200°C ถึง 0°C

$$R_t = 100(1 + 3.90802 \cdot 10^{-3} \cdot T - 0.580195 \cdot 10^{-6} \cdot T^2) - 100(4.2350 \cdot 10^{-12} \cdot (T - 100)^4)$$

การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของ RTD-100 มีค่าน้อย(ประมาณ 0.385 โอห์ม /°C) อีกทั้งค่าความต้านทานรวมของ PT-100 ก็มีค่าต่ำอยู่ในช่วง 100 โอห์มถึง 300 โอห์ม การที่จะวัดค่าความเปลี่ยนแปลงดังกล่าวทำได้ลำบากและเมื่อนำ PT-100 มาต่อกับสายวัด ซึ่งมีค่าความต้านทานอยู่ด้วยก็ยิ่งทำให้เกิดความผิดพลาดในการวัดขึ้น จึงต้องมีการชดเชยค่าความผิดพลาดที่เกิดจากสายวัดด้วยการเพิ่มสายวัดที่มีคุณสมบัติเหมือนกันมาชดเชย

Transducer ชนิด PRTD มีข้อได้เปรียบกว่า Thermocouple มาก สำหรับย่านการวัด อุณหภูมิ -1000°C ถึง 650°C ข้อได้เปรียบที่สำคัญของ PRTD มีดังนี้

1) วงจรใช้งานของ PRTD จะให้ค่าเอาต์พุตออกมาเป็นค่าที่สมบูรณ์ ไม่ต้องมีการ อ่างอิงแบบ Thermocouple ที่ต้องมี Ice point compensation

2) PRTD มีคุณสมบัติเกือบจะเป็นเชิงเส้นกับอุณหภูมิ การสร้างวงจรวัดทำได้ง่าย สามารถนำค่าความต้านทานประมาณเป็นอุณหภูมิได้ง่ายมีความละเอียดถูกต้องสูง

3) PRTD มีเสถียรภาพการทำงานดี ทนต่อสภาพการใช้ในงานอุตสาหกรรมได้ดี ไม่ เปลี่ยนแปลงค่า เมื่อใช้งานเป็นเวลานานๆ จึงไม่จำเป็นต้อง Re-calibrate บ่อยๆ

การติดตั้ง PRTD สามารถใช้สายไฟฟ้าต่อเป็นสายวัด โดยไม่ต้องใช้สายพิเศษ เหมือนกับ Thermocouple

2.1.4.7 การติดตั้งและการนำไปใช้งาน

การติดตั้งอาร์ทีดี ควรมิปลอกหุ้ม เพราะเส้นลวดของอาร์ทีดีส่วนใหญ่บอบบางมาก สายวัดสัญญาณควรมีชีลด์ป้องกันการรบกวน การติดตั้งอาร์ทีดี ไม่ควรให้อาร์ทีดีอยู่ภายใต้แรงกด หรือแรงดึง ควรหลีกเลี่ยงการติดตั้งใช้งานในจุดที่มีอุณหภูมิเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด อาร์ทีดี ต้องการแรงจ่ายแรงดันจากภายนอก เพื่อที่จะเปลี่ยนค่าความต้านทานให้ไปอยู่ในรูปที่วัดได้สะดวก กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน อาร์ทีดีส่งผลให้การวัดค่าอุณหภูมิเกิดความผิดพลาดขึ้น โดยปกติจะผิดพลาด 0.5°C/mW สำหรับการใช้งานในอากาศ แต่ถ้า อาร์ทีดีจุ่มอยู่ในตัวกลางที่สามารถกระจายความร้อน ได้ความร้อนจาก Self Heating ก็จะถูกกระจายออกไปได้ ทำให้ค่าความผิดพลาดน้อยลง ตัวอย่าง เช่น อาร์ทีดีมีอุณหภูมิสูงขึ้นเพียง 0.1°C/mW การลดผลการผิดพลาดจาก Self Heating ทำได้โดยการ ลดกระแสที่ผ่านอาร์ทีดี ให้น้อยลงเท่าที่จำเป็น

หมายเหตุ ในโครงการนี้เราได้ทำการเลือก ใช้อาร์ทีดี เป็น Sensor เพราะ สามารถใช้ได้ง่าย และทนในอุณหภูมิได้สูงมีการทนต่อแรงกดและกระแทกได้ดี สามารถใช้งาน อุตสาหกรรม ได้

2.2 วงจร ANALOG TO DIGITAL CONVERTERS

การทำงานของวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล ในโครงงานนี้ใช้ไอซี ADC0804 (ADC 8 บิต) ซึ่งไอซี ADC นี้จะเป็นส่วนที่แปลงสัญญาณเอาต์พุต ที่เป็นแรงดันไฟฟ้าของส่วนที่วัดอุณหภูมิซึ่งเป็นสัญญาณอนาล็อก ให้เป็นสัญญาณดิจิทัล ซึ่งสามารถรับสัญญาณอินพุตแบบอนาลอกได้โดยตรงสูงถึง +5 โวลต์ ไอซี ADC จะรับสัญญาณเข้ามาเปรียบเทียบกับค่าแรงดันอ้างอิงของวงจรแล้วจึงเปลี่ยนค่าข้อมูลแบบดิจิทัล ซึ่งความเร็วในการสุ่มสัญญาณ (sampling rate) สามารถกำหนดได้จากความถี่สัญญาณนาฬิกาของวงจร ค่าความถี่ของสัญญาณนาฬิกาสามารถกำหนดได้ โดยวงจร R และ C โดยมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$F = 1/(1.1 RC)$$

F คือ ค่าความถี่ของการสุ่มขนาดสัญญาณของไอซี

R คือ ค่าความต้านทานของ R ในวงจร

C คือ ค่าความจุของ C ในวงจร

2.2.1 คุณสมบัติของไอซี

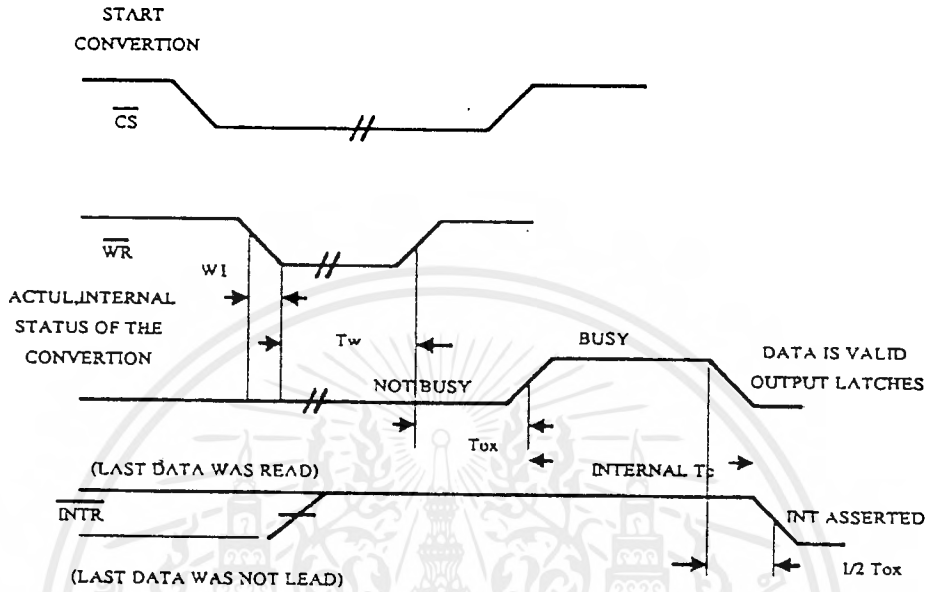
- เป็นไอซีประเภท ซีมอส(CMOS) มีขา 20 ขา
- ความผิดพลาดโดยรวมเกิดจากการปรับมีค่าไม่เกิน 1 บิต (total adjusted error $\pm 1/2$ LSB)
- ความละเอียดขนาด 8 บิต (resolution) = 256 ระดับ
- ใช้สัญญาณนาฬิกา 640KHz
- มีช่วงเวลาการทำงานในการแปลงแต่ละบิต (conversion time) เท่ากับ 100 ไมโครวินาที
- ใช้แหล่งจ่ายไฟตรง 5 โวลต์
- กินกำลังไฟค่า 15 มิลลิวัตต์

2.2.2. ส่วนของการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล(Analog to Digital)

ประกอบด้วยส่วนประมาณค่าซัคเซส (successive) ส่วนของเอาต์พุตมัลติเพล็กซ์ (multiplex) และส่วนของสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล

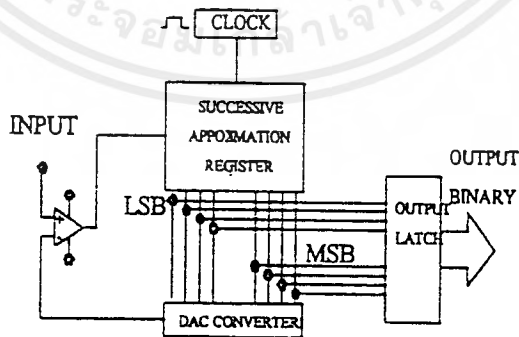
ไอซี ADC แบบนี้จะมีการเก็บสัญญาณเอาต์พุตเพิ่มขึ้นมาด้วย เพื่อให้ค่าเอาต์พุตยังคงมีอยู่ แม้ว่าวงจรจะถูกปลดออกจากบัสในช่วงของเวลาที่ตาม ขณะวงจรทำการแปลงสัญญาณอยู่ ADC จะติดต่อกับไมโครคอนโทรลเลอร์ได้นั้นต้องมีสัญญาณเลือกเป็นลอจิก 0 จากระบบไมโครคอนโทรลเลอร์มาควบคุม ADC เมื่อขาเขียน(WR) เป็นลอจิก 0 ADC จะแปลงค่า V_I เป็นสัญญาณดิจิทัลเก็บไว้ในบัสพอร์เอาต์พุต และไมโครคอนโทรลเลอร์จะอ่านข้อมูลจาก ADC เมื่อสัญญาณ

เลือก(CS) เป็นลอจิก 0 และขาอ่าน(RD) เป็นลอจิก 0 พร้อมกับในแต่ละรอบของการแปลงค่าดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงเวลาการทำงานของ ADC 0804

การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล ภายในตัวไอซี ADC เป็นแบบ ซักเซสซีฟอะพโรกซิเมท (Successive Approximation) เป็นการประมาณค่าอย่างต่อเนื่องดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 แสดงการทำงานแบบ Successive Approximation (SAR)

2.2.3 ความสัมพันธ์ของอินพุตและเอาต์พุตของไอซี ADC

ไอซี ADC จะใช้การเปรียบเทียบขนาดของสัญญาณอินพุตกับแรงดันอ้างอิงของวงจร แล้วจึง

เปลี่ยนข้อมูลแบบดิจิทัล ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ที่โรงเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ถ้าค่าของขนาดสัญญาณอนาลอกอินพุท เท่ากับขนาดของแรงดันอ้างอิง จะได้ข้อมูลมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของข้อมูลสูงสุด

- ถ้าขนาดของสัญญาณอนาลอกอินพุทมีค่าเป็นสองเท่าของแรงดันอ้างอิง จะได้ข้อมูลมีค่าสูงสุด

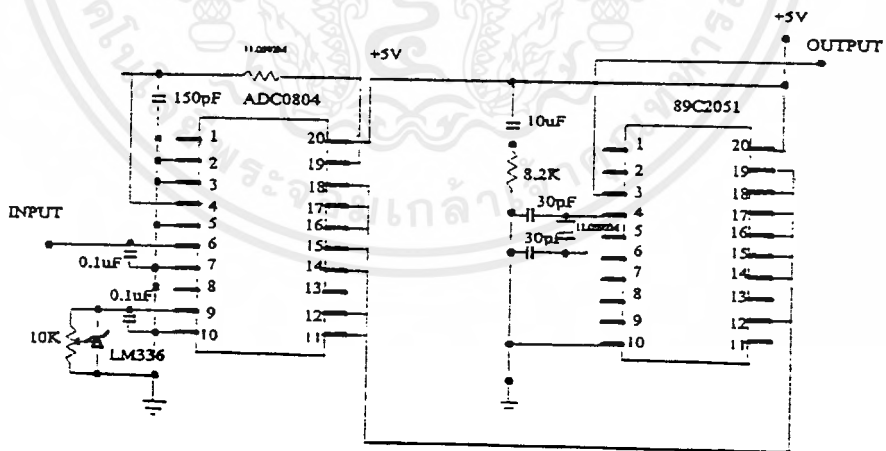
ซึ่งขนาดของสัญญาณอินพุทของวงจรถูกกำหนดโดยค่าตัวแปรต่างๆ ดังนี้คือ

2.2.4 แรงดันอ้างอิงของวงจร

แรงดันอ้างอิงของวงจรนี้จะเป็นจุดอ้างอิงมาตรฐานของวงจร เป็นตัวกำหนดความเที่ยงตรงในการเปลี่ยนขนาดของสัญญาณอนาลอกให้เป็นสัญญาณดิจิทัล ซึ่งวงจรต้องการแรงดันอ้างอิงที่มีความเที่ยงตรงสูง เพราะถ้าหากแรงดันอ้างอิงของวงจร ไม่มีความเที่ยงตรงแน่นอน มีการเปลี่ยนแปลงแล้ว การทำงานของวงจรก็จะมีเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย นั่นก็คือจะส่งผลให้ค่าของสัญญาณข้อมูลดิจิทัลที่ได้ก็จะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ถึงขนาดอินพุทมีค่าคงที่ และแรงดันอ้างอิงของวงจรจะถูกกำหนดให้มีค่าสูงสุดประมาณ 2 เท่า โดยมีจุดเริ่มต้นที่สัญญาณอินพุทลบของวงจรเสมอ

สัญญาณอินพุทลบเป็นตัวกำหนดค่าอินพุทด้านล่างของวงจร หรือจุดเริ่มต้นของการตรวจรับสัญญาณอินพุท ของวงจรมันเอง สามารถกำหนดให้มีแรงดันไม่เกินแรงดันอ้างอิงสูงสุดของวงจร

สัญญาณอินพุทบวก คือค่าแรงดันอินพุทของวงจรมันเอง ซึ่งต้องกำหนดให้มีขนาดสูงสุดไม่เกินกว่าค่าที่วงจร ADC รับได้ ต้องเป็นแรงดันช่วงบวกเท่านั้น



รูปที่ 2.20 วงจรใช้งานของ ADC0804

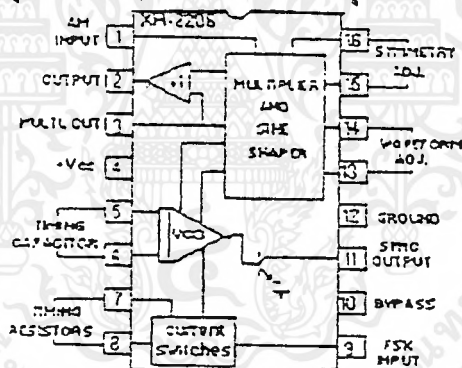
2.3 การเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก FSK

ในการออกแบบ เราใช้ไอซีเบอร์ XR 2206 มาทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก FSK

โครงสร้างภายในของ XR 2206

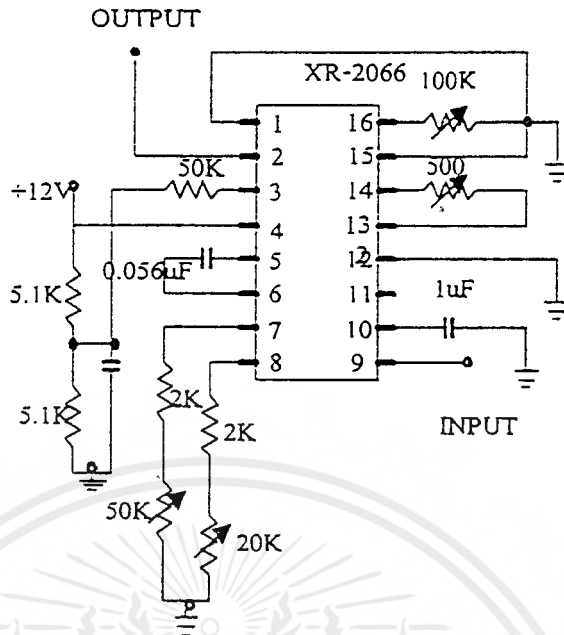
ในไอซี XR 2206 นี้เป็น โมโนลิทิกฟังก์ชันเจเนอเรเตอร์ มีความสามารถในการผลิตคลื่นรูปขายนี่ รูปสามเหลี่ยม สี่เหลี่ยม แรมพ์ได้โดยมีความถี่ตั้งแต่ไม่กี่เฮิรตจนถึงหลายร้อยกิโลเฮิรตโดยต่อกับวงจรภายนอกอีกเล็กน้อย นอกจากนี้ยังสามารถนำไอซี XR 2206 มาควบคุมขนาดและความถี่ (AM หรือ FM และ Phase shift or Frequency Shift Keying) ได้ด้วย

สำหรับ XR 2206 นี้เป็นไอซี 16 ขา ใช้กับไฟเลี้ยงเดี่ยวคือ ในช่วง 10-26 โวลท์ หรือใช้ไฟเลี้ยงคู่ในช่วง 5-13 โวลท์ ขณะที่ผลิตสัญญาณขายนี่ นั้นค่า c.d.h ของสัญญาณนั้นจะมีค่า 2.5% เมื่อยังไม่มีการปรับแต่งแต่ก็สามารถปรับให้เหลือเพียง 0.5% โดยการควบคุมวงจรที่นำมาต่อรวม สัญญาณเอาต์พุตรูปขายนี่จะมีขนาดสูงสุด 2 โวลท์(r.m.s) และมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ 600โอห์ม



รูปที่ 2.21 แสดงโครงสร้างแต่ละส่วนของ XR 2206

ในรูปที่ 2.21 แสดงส่วนต่างๆ ของ XR 2206 ส่วนสำคัญคือ V.C.O (Voltage control Oscillator) เมื่อนำมาใช้ในวงจร FSK มีหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลขนาด 0-5 โวลท์ เป็นสัญญาณอนาลอกรูปขายนี่ 2 ความถี่ โดยแต่ละความถี่แทนข้อมูล 1 และ 0 จะได้ว่าวงจรดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 แสดงวงจร Frequency Shift Keying โดยไอซี XR-2206

การเกิดสัญญาณขาขึ้นจะเริ่มจาก VCO ของไอซี ซึ่งจะผลิตรูปคลื่น 2 ชนิด คือแรมพ์ที่ป้อนไปยัง Multiplier and Sine Shaper อีกทีหนึ่ง และคลื่นรูปสี่เหลี่ยมจะป้อนเข้าที่ขา 11 โดยผ่านทรานซิสเตอร์ ซึ่งการผลิตรูปคลื่นนี้ขึ้นอยู่กับคาปาซิเตอร์จลเวลา โดยคาปาซิเตอร์จลเวลานี้จะเริ่มดับเก็บประจุ ทำให้เกิดช่วงพุ่งขึ้นของสัญญาณแรมพ์ และที่อีกเอาต์พุตจะได้สัญญาณ High ที่คลื่นรูปสี่เหลี่ยม จนกระทั่งแรงดันไฟฟ้ามันจะถึงจุดๆ หนึ่งเรียกว่า firing voltage ที่จุดนี้จะทำให้ได้สัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมเป็น Low และคาปาซิเตอร์จลเวลา จะเก็บประจุในทิศทางตรงข้ามกับตอนต้น ทำให้เกิดช่วงตกของสัญญาณแรมพ์ ที่จะตกลงถึงจุด firing voltage เช่นกันที่จุดนี้ ทำให้คลื่นรูปสี่เหลี่ยมกลับมาเป็นสัญญาณ High ซ้ำๆกันไป

รูปคลื่นแรมพ์ที่ได้จาก VCO ของ XR-2206 จะไปยัง Multiplier and Sine Shaper Block ซึ่งส่วนนี้จะทำหน้าที่ขยายความแตกต่าง ทำให้เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่ขา 3 มีค่าสูง และที่ขา 2 จะเป็นเอาต์พุตบัพเฟอร์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 600 โอห์ม ในกรณีที่เปิดวงจรที่ขา 13 และ 14 จะมีผลทำให้เอาต์พุต ที่ขา 2 และขา 3 มีคลื่นรูปแรมพ์ออกมา ถ้าต่อความต้านทานค่า 200-300 โอห์มที่ขา 13 และ 14 จะทำให้ขอดคลื่นถูกตัดออก เป็นผลทำให้เอาต์พุตที่ขา 2 และขา 3 ผลิตสัญญาณรูปวายนออกมา การควบคุมอัตราขยายสัญญาณเอาต์พุต ทำได้โดยการควบคุมที่ขา 1 และขา 3 จะเห็นว่าที่ขา 3 จะต่อกับอินพุตของบัพเฟอร์แอมพลิไฟร์ที่อัตราขยายเท่ากับ 1 ทำให้ขาที่ 2 มีอินพุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ 600 โอห์ม ดังนั้นเราสามารถใส่ขา 3 ควบคุมแรงดัน โดยใช้วงจรแบ่งแรงดันต่อเข้าที่ขา 3 ทำให้

สัญญาณอินพุตที่เข้าไปยังบัฟเฟอร์แอมพลิไฟร์ ถูกควบคุมศักดาไฟฟ้าตามวงจรแบ่งแรงดัน โดยปกติแรงดันดังกล่าวจะเป็นครึ่งหนึ่งของไฟเลี้ยงวงจร

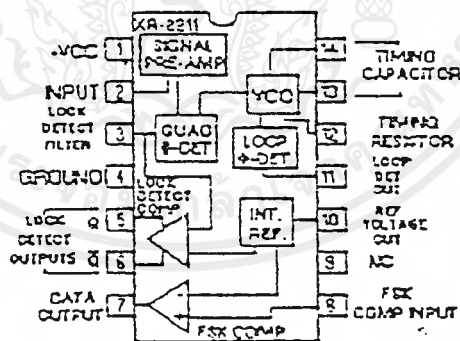
2.4 การเปลี่ยนสัญญาณอนาลอก FSK ให้เป็นสัญญาณดิจิทัล

ภาครับสัญญาณ FSK นี้จะรับสัญญาณจากภาครับสัญญาณ RF โดยที่ภาคนี้จะทำการแปลงสัญญาณ FSK ที่มี 2 ความถี่ให้กลายเป็นสัญญาณดิจิทัล 0 (แทนด้วยแรงดันประมาณ 0 โวลต์ และ 1 แทนด้วยแรงดันประมาณ 5 โวลต์)

ภาครับนี้ใช้ไอซีเบอร์ XR 2211 ซึ่งได้ถูกออกแบบมาโดยเฉพาะเพื่อทำการแปลงสัญญาณ FSK ให้เป็นสัญญาณดิจิทัล (FSK Demodulation) , การซิงโครไนซ์ข้อมูล (data Synchronization) , การถอดรหัสสัญญาณเสียง (Tone Decoding) , การดีเทคสัญญาณ FM (FM Detection) , การดีเทคสัญญาณคลื่นพาร์ห์ (Carrier Detection)

โครงสร้างภายในของ XR 2211

ไอซี XR-2211 จะทำงานแบบเฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop) ไฟเลี้ยงอยู่ในช่วง 4.5-20 โวลต์ และสามารถทำงานในย่านความถี่ 0.01Hz - 300Hz นอกจากนั้นยังสามารถรับสัญญาณอินพุตในช่วงที่กว้างได้ตั้งแต่ 2 มิลลิโวลต์จนถึง 3 โวลต์ ยังสามารถใช้งานร่วมกับอุปกรณ์ทางลอจิก ได้แก่ DTL, TTL, และ ECL ได้ด้วย



รูปที่ 2.23 แสดงโครงสร้างของ XR-2211

ไอซี XR-2211 จะมีโครงสร้างหลักเป็นวงจรเฟสล็อกลูปซึ่งประกอบด้วยวงจรปริแอมพลิไฟร์เออร์, วงจรคูณสัญญาณอนาลอก, ซึ่งใช้เป็นวงจรเฟสดีเทคเตอร์ และวงจร VCO โดยวงจรปริแอมพลิไฟร์เออร์นี้ใช้สำหรับขยายสัญญาณอินพุตที่มีขนาดต่ำๆ (สูงกว่า 2 มิลลิโวลต์) ให้มีขนาดสูงขึ้น ส่วนวงจรเฟสดีเทคเตอร์แบบคูณนี้ทำงานคล้ายกับคลอสิฟออร์เกด ส่วนวงจร VCO นั้นจะถูกควบคุมความถี่โดยตัวต้านทาน R_o และกระแสจากวงจรเฟสดีเทคเตอร์

แรงดันอ้างอิง (Reference Voltage : VR ที่ขา 10) แรงดันที่ขา 10 นี้ใช้เป็นแรงดันอ้างอิงสำหรับแรงดันที่ขา 5, 8, และ 11 โดยขา 10 จะต่อคาปาซิเตอร์ขนาด 0.1 μ F กับกราวด์ เพื่อบายพาสสัญญาณความถี่สูงลงกราวด์ และให้วงจรทำงานสม่ำเสมอ

สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรรูปเฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector Output) ที่ขา 11 นี้เป็นเอาต์พุตที่มีความต้านทานสูงใช้สำหรับรูปเฟสดีเทคเตอร์คดขยี้ตัวต้านทาน R1 และคาปาซิเตอร์ C1 ทำหน้าที่เป็นวงจรฟีดแบ็คของเฟสล็อกกลูป ในกรณีที่ยังไม่มีสัญญาณอินพุตหรือไม่มีความแตกต่างทางเฟสของวงจรเฟสล็อกกลูป ระดับแรงดันที่ขา 11 นี้จะมีค่าใกล้เคียงกับแรงดันอ้างอิง VR

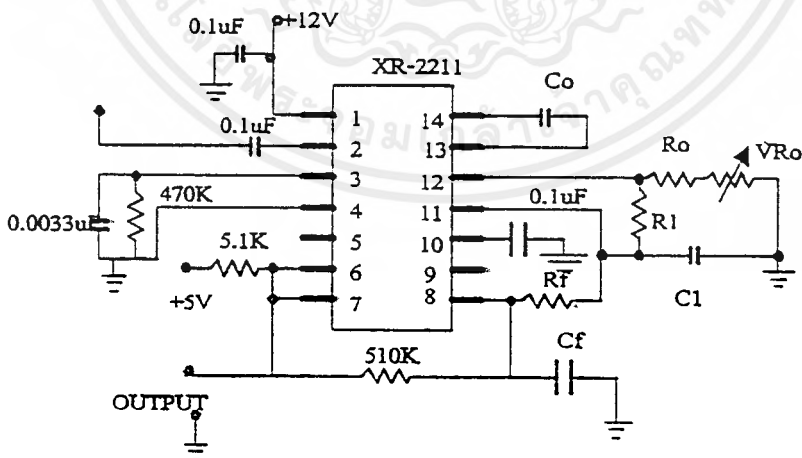
การควบคุมความถี่ของวงจร VCO ความถี่ของวงจร VCO ถูกควบคุมจากตัวต้านทาน Ro ซึ่งสามารถหาได้จากสมการที่ 2

$$f_o = 1/(R_o C_o) \text{ Hz}$$

โดยที่ Co คือคาปาซิเตอร์ที่ต่อระหว่างขา 13 และขา 14 และความเสถียรภาพของวงจรควรใช้ตัวต้านทาน Ro มีค่าระหว่าง 10 - 100 กิโลโอห์ม

คาปาซิเตอร์ควบคุมวงจร VCO(ที่ขา 13 และขา 14) ความถี่ที่ได้จากวงจร VCO แปรผกผันกับค่าของคาปาซิเตอร์ Co ที่ระหว่างขา 13 และ 14 คาปาซิเตอร์ Co ต้องใช้แบบไม่มีขั้วอยู่ในช่วง 200pF - 10 μ F

การปรับความถี่ของวงจร VCO ควรใช้ตัวต้านทานที่สามารถปรับค่าได้ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานค่าหนึ่ง ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ Ro



รูปที่ 2.24 แสดงวงจรดีเทคเตอร์สัญญาณ FSK

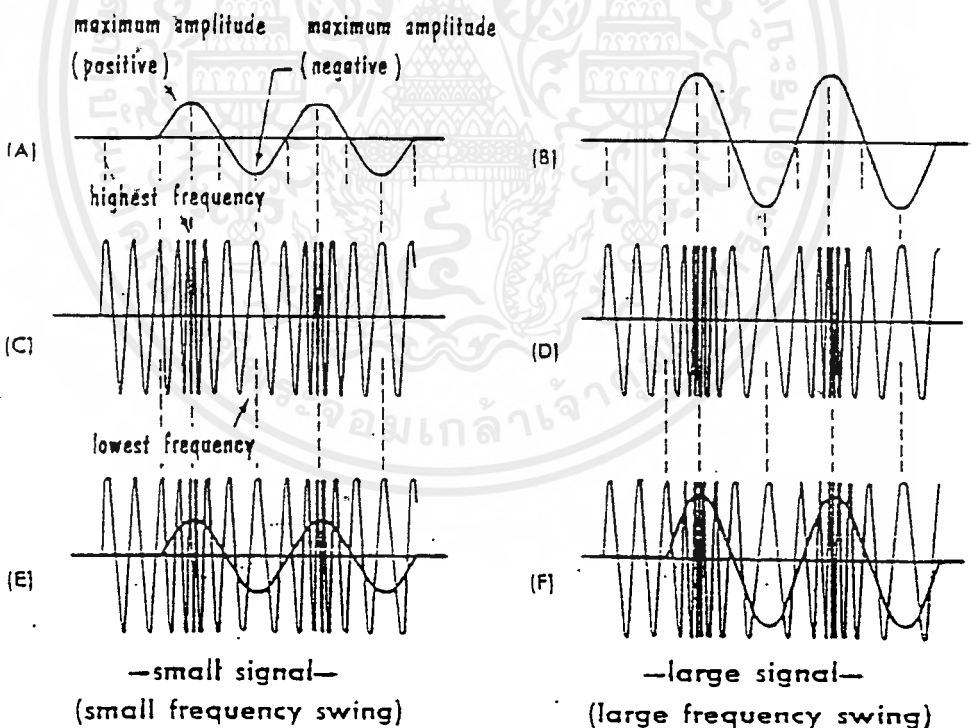
จากรูปที่ 2.24 ตัวต้านทาน Ro และคาปาซิเตอร์ Co ใช้เพื่อกำหนดความถี่กลางของเฟสล็อก

รูป (fo) ตัวต้านทาน R1 นั้นใช้เพื่อกำหนดแบนด์วิดท์ และคาปาซิเตอร์ C1 ใช้กำหนดค่าคงที่ทางเวลาของลูปฟิลเตอร์และค่าลูปแอมป์ ซึ่งคาปาซิเตอร์ CF และตัวต้านทาน RF ทำหน้าที่เป็น One Pole Post-detection สำหรับสัญญาณเอ๊าท์พุท โดยตัวต้านทาน R8 (มีค่าประมาณ 510 กิโลโอห์มที่ต่อระหว่างขา 7 และ 8) ทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกลับทางบวก(Positive Feedback)

2.5 การรับ-ส่งสัญญาณระบบ FM

2.5.1 การผสมคลื่นทางความถี่ (FREQUENCY MODULATION)

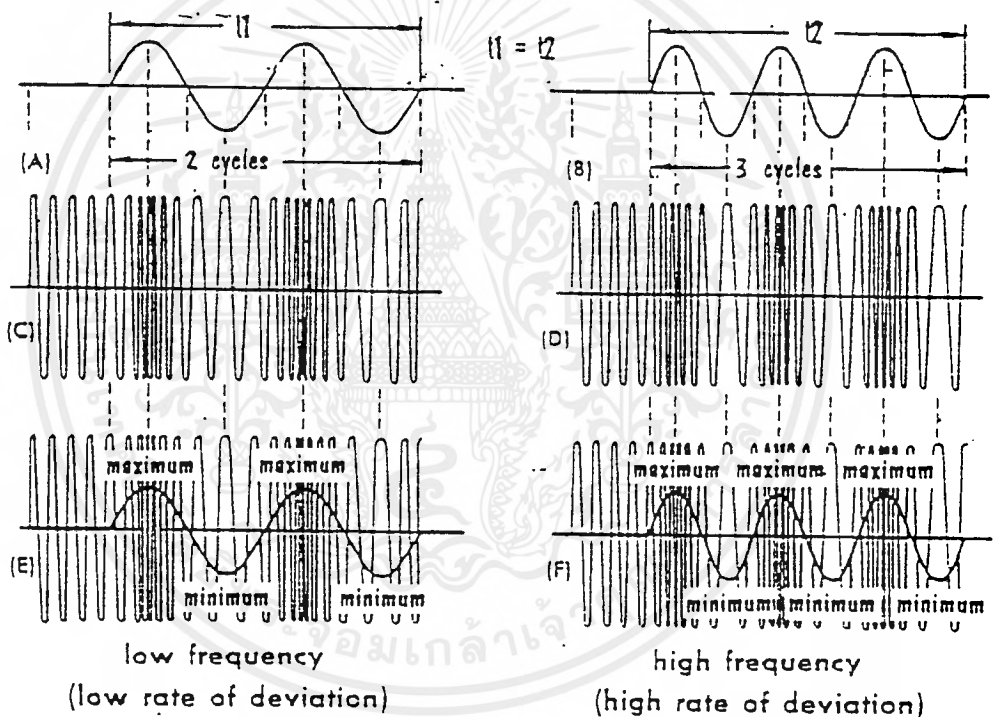
การผสมคลื่นแบบ FM คือการผสมคลื่นที่สัญญาณข่าวสารไปควบคุมให้ความถี่วิทยุ (ความถี่พาหะ) เปลี่ยนแปลงความถี่ไปตามสัญญาณข่าวสารที่ส่งเข้ามาควบคุม ความถี่คลื่นพาหะจะเพิ่มสูงขึ้นจากปกติ เมื่อมีสัญญาณข่าวสารช่วงบวกเข้ามาผสม และความถี่คลื่นพาหะจะลดต่ำลงจากปกติเมื่อสัญญาณข่าวสารช่วงลบเข้ามาผสม



รูปที่ 2.25 การผสมคลื่นข่าวสารเข้ากับคลื่นพาหะในระบบ FM ที่สัญญาณข่าวสารมีความแรงต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

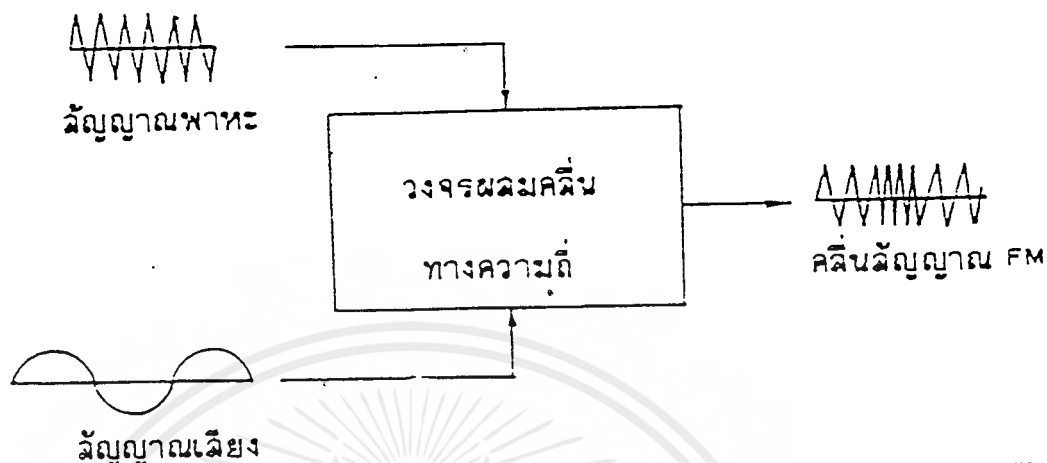
จากรูปเป็นการแสดงถึงหลักการผสมสัญญาณข่าวสารกับคลื่นพาหะระดับความแรงของสัญญาณข่าวสารที่มากหรือน้อย จะมีผลต่อความถี่ของคลื่นพาหะเปลี่ยนแปลงสูงขึ้นหรือต่ำลงมากหรือน้อยด้วย รูป A,C,E แสดงถึงสัญญาณข่าวสารที่มีความแรงน้อย ความถี่พาหะก็จะเปลี่ยนแปลงสูงขึ้นหรือต่ำลงตามความถี่ปกติน้อย รูป B,D,F แสดงถึงสัญญาณข่าวสารมีความแรงมาก ความถี่พาหะก็จะเปลี่ยนแปลงสูงขึ้นหรือต่ำลงจากความถี่ปกติมาก



รูปที่ 2.26 การผสมคลื่นข่าวสารกับคลื่นพาหะในระบบ FM ที่มีสัญญาณข่าวสารมีความถี่ต่างกัน

จากรูปเป็นการแสดงหลักการผสมสัญญาณข่าวสารกับคลื่นพาหะ โดยที่สัญญาณข่าวสารมีความแรงเท่ากัน แต่มีความถี่ต่างกัน เมื่อผสมกับคลื่นพาหะแบบ FM ความถี่พาหะจะมีช่วงการเปลี่ยนแปลงความถี่ไปจากความถี่ปกติกว้างหรือแคบ รูป A,C,E สัญญาณข่าวสารมีความถี่ต่ำช่วงการเปลี่ยนแปลงความถี่เป็นเอกสารถสองวงสำหรับการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลงของความถี่พาหะจะกว้าง รูป B,D,F สัญญาณข่าวสารมีความถี่สูงช่วงการเปลี่ยนแปลงของความถี่พาหะจะแคบ



รูปที่ 2.27 วงจรที่ทำให้เกิดการผสมคลื่นแบบ FM

การผสมสัญญาณระหว่างสัญญาณข่าวสารกับคลื่นพาหะในระบบ FM จะต้องมีอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ผสมสัญญาณเข้าด้วยกัน ซึ่งก็คือวงจรผสมคลื่นทางความถี่ (FREQUENCY MODULATOR) จะทำให้ความถี่คลื่นพาหะเปลี่ยนแปลงสูงต่ำตามสัญญาณข่าวสารที่เข้ามา

2.5.2 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็ม

สัญญาณเอฟเอ็มมีรูปคลื่นดังนี้

$$e_{MF}(t) = A_c \cos \left[2\pi f_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(t) dt \right] \quad (2.1)$$

ในกรณีของการ โมดูเลตด้วยเสียง (tone modulation) สัญญาณ โมดูเลต $m(t)$ จะมีรูปคลื่นดังนี้

$$m(t) = A_m \cos 2\pi f_m t \quad (2.2)$$

แทนสมการ (2.2) ในสมการ (2.1) แล้วดิฟเฟอเรนเชียลจากสมการ (2.1) จะได้การเบี่ยงเบนความถี่ชั่วขณะใดขณะหนึ่ง (instantaneous frequency deviation) จาก f_c ดังนี้

$$f_c - f_i = \frac{k_f A_m}{2\pi} \cos 2\pi f_m t \quad (2.3)$$

ให้การเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุด (maximum frequency deviation)

$$\Delta f = \frac{k_f A_m}{2\pi}$$

แทนสมการ (2.2) ในสมการ (2.1) จะได้สัญญาณเอฟเอ็ม

$$e_{mf}(t) = A_c \cos [2\pi f_c t + \beta \sin 2\pi f_m t] \quad (2.4)$$

ในที่นี้ดัชนีโมดุลชัน

$$\beta = \frac{k_f A_m}{2\pi f_m} = \frac{\Delta F}{f_m} \quad (2.5)$$

จะเห็นได้ว่าในกรณีของ ไซนูซอยดัล โมดุลชัน

$$\text{ดัชนีโมดุลชัน} = \frac{\text{การเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุด}}{\text{ความถี่ของสัญญาณ โมดุลติง}}$$

2.5.3 สัญญาณเอฟเอ็มแบบความถี่กว้าง

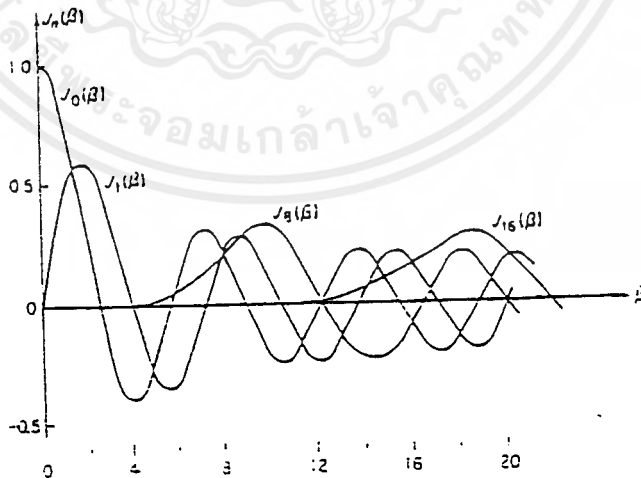
กระจายสมการ (2.4) จะได้

$$e_{MF}(t) = A_c \cos 2\pi f_c t \cos(\beta \sin 2\pi f_m t) - A_c \sin 2\pi f_c t \sin(\beta \sin 2\pi f_m t) \quad (2.6)$$

และจะอยู่ในรูปกะทัดรัดหลังการรวมเทอมได้สมการ (2.7)

$$e_{MF}(t) = A_c J_0(\beta) \cos 2\pi f_c t - A_c \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\beta) \cos 2\pi [f_c - (2n-1)f_m] t \\ - \cos 2\pi [f_c + (2n-1)f_m] t + A_c \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) [\cos 2\pi (f_c - 2nf_m)t + \cos 2\pi (f_c + 2nf_m)t]$$

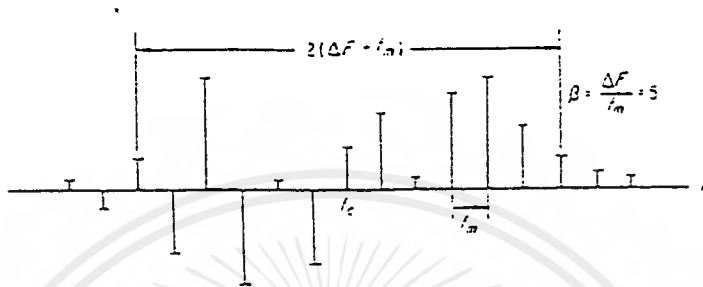
ขนาดของแต่ละเทอมในสมการ (2.7) ขึ้นกับดัชนีโมดุลชันและฟังก์ชันเบสเซล รูปที่ 2.7 แสดงขนาดของฟังก์ชันเบสเซลที่มีลำดับต่างๆ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของ β . สังเกตว่าจำนวนเทอมที่มีความสำคัญเพิ่มขึ้นตามดัชนีโมดุลชัน หรือการเบี่ยงเบนความถี่สูงสุด



รูปที่ 2.28 ฟังก์ชันเบสเซลชนิดแรก

ดังนั้นรูปคลื่นเอฟเอ็มชนิด ไซนูซอยดัล โมดุลชันที่มีความถี่ f_m จะประกอบด้วยหลายเทอมที่มีความถี่ต่าง f_c และจำนวนส่วนของไซด์แบน อีกจำนวนนับไม่ถ้วน โดยอยู่ห่างจากตัวพา $f_c \pm f_m$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษาไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฮิร์ตซ์สำหรับส่วนของไซด์แบนเทอมแรก เทอมอื่นๆ ที่มีความถี่ห่างกัน $f_c \pm nfm$, $n=0,1,2,\dots$ ซึ่งจะต่างกับ AM ที่จะมีไซด์แบนคู่เดียวเท่านั้น จะเห็นได้ว่า เทอมของ LSB ที่มีลำดับเป็นเลขคี่จะมีเฟส 180 องศาตรงข้ามกับเทอมของ USB เดียวกันดังรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.29 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มชนิดไชนูซอยด์ัลโมดูเลชัน(เฉพาะความถี่บวก)

2.5.4 แถบความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็มชนิดไชนูซอยด์ัลโมดูเลชัน

ในหลักการ สัญญาณเอฟเอ็มจะมีจำนวนไซด์แบนคี่นับไม่ถ้วน แล้วแถบความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็มก็กว้างนับไม่ถ้วนด้วย ซึ่งเกิดปัญหาแย่งความถี่กันใช้ ในทางปฏิบัติจึงจำเป็นต้องจำกัดจำนวนไซด์แบนของสัญญาณเอฟเอ็มให้อยู่ในแถบความถี่ที่จำกัด โดยสัญญาณไม่เกิดความเพี้ยนมากนัก

แถบความถี่ของเอฟเอ็ม = 2 เท่าของความถี่รวมของการเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุดและความถี่เบสแบนด์

ในรูปที่ 2.8 เมื่อค่าดัชนีโมดูเลชันของสัญญาณเอฟเอ็มมีค่าต่ำกว่าหนึ่งหลายๆ จะได้ $B=2fm$ ซึ่งมีสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มมาก สัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่าดัชนีโมดูเลชันต่ำมาก เรียกว่า สัญญาณเอฟเอ็มแบบแถบความถี่แคบ (narrowband FM)

ตารางที่ 2.3 ค่าของฟังก์ชันเบสเซล $J_n(\beta)$ สำหรับลำดับ n และค่าจำนวนเต็มของ β ที่ค่าต่างๆ

$n \backslash \beta$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	.765200	.223900	-.250100	-.397100	-.177500	.150600	.300100	.171700	-.090300	-.245900
1	.440100	.576700	.339100	-.066040	-.327600	-.276700	-.304683	.234600	.245300	.343470
2	.114900	.352300	.426100	.354100	.246570	-.242900	-.301400	-.113000	.144800	.254600
3	.019560	.129900	.309100	.430200	.354800	.114800	-.167600	-.291100	-.120900	.053250
4	.002477	.034000	.132000	.291100	.391200	.357600	.157300	-.105400	-.255500	-.219600
5		.007040	.043030	.132100	.251100	.362100	.347900	.185300	-.055040	-.234100
6		.001202	.011390	.049090	.131000	.245300	.329200	.337600	.204300	-.314460
7			.002547	.015180	.053380	.129600	.232600	.320600	.327500	.216700
8				.004029	.018410	.055530	.129000	.223500	.305100	.317900
9					.005520	.021170	.058920	.126300	.214900	.291900
10					.001468	.006964	.023540	.060770	.124700	.207500
11						.002048	.008335	.025600	.062220	.122100
12							.002656	.009624	.027390	.063370
13								.003275	.010820	.063970
14								.001019	.003895	.011560
15									.001295	.004608

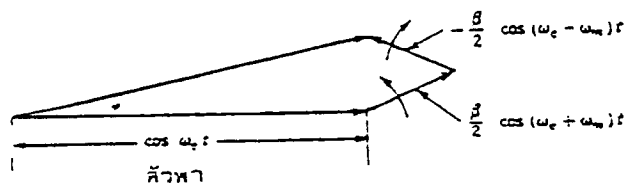
2.5.5 สัญญาณเอพเอ็มแบบความถี่แคบ

สัญญาณเอพเอ็มแบบความถี่แคบคือ สัญญาณเอพเอ็มที่มีดัชนีโมดูลชันต่ำมาก จะมีสเปกตรัมทางความถี่คล้ายสัญญาณเอเอ็มมาก ส่วนมากใช้ในการสื่อสารที่จำกัดความถี่ นิยมใช้การโมดูลเลทสัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณข้อมูลจากสมการ

$$e_{MF}(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \beta \sin 2\pi f_m t)$$

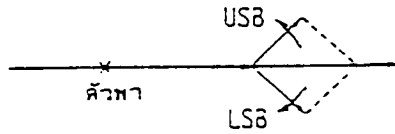
$$e_{MF}(t) = A_c \cos 2\pi f_c t - \frac{\beta}{2} A_c (\omega_c - \omega_m)t + \frac{\beta}{2} A_c \cos(\omega_c + \omega_m)t \quad (2.8)$$

จากสมการสามารถเขียนเป็นเฟสเซอร์ได้ดังรูป 2.29



(ก) รูปแผนผังเฟสเซอร์ของสัญญาณเอพเอ็มแบบความถี่แคบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

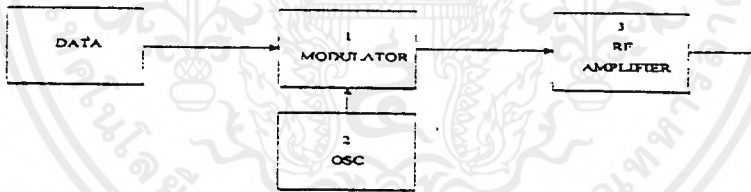


(ข) รูปแผนผังเฟสเซอร์สัญญาณเอเอ็ม

รูปที่ 2.30

สัญญาณเอเอ็มจะมีเทอมของ $\frac{\beta A c}{2} \cos(\omega c + \omega m)t$ และเทอมของ $-\frac{\beta A c}{2} \cos(\omega c - \omega m)t$ จะมีทิศทางตั้งฉากกับเฟสเซอร์ของตัวหาเสมอ ทำให้มุมของ Φ มีการเปลี่ยนแปลงเสมอ ส่วนสัญญาณเอเอ็มจะอยู่แนวเดียวกับตัวหา ทำให้ขนาดของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเสมอ

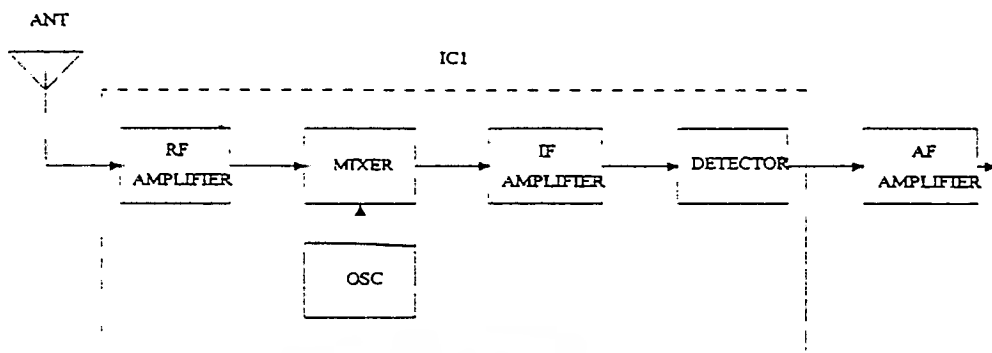
2.5.6 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่ง



รูปที่ 2.31 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง

จากบล็อกไดอะแกรมจะเห็นได้ว่าส่วนแรกเป็นส่วนของการนำสัญญาณข่าวสารมาทำการมอดูเลตกับสัญญาณที่นำส่งออกอากาศ ที่ถูกผลิตโดยส่วนที่สอง แล้งนำมาขยายสัญญาณให้สูงขึ้น โดยส่วนที่สาม แล้งจึงนำส่งออกอากาศไป

2.5.7 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับ



รูปที่ 2.32 แสดงบล็อก ไดอะแกรมเครื่องรับ

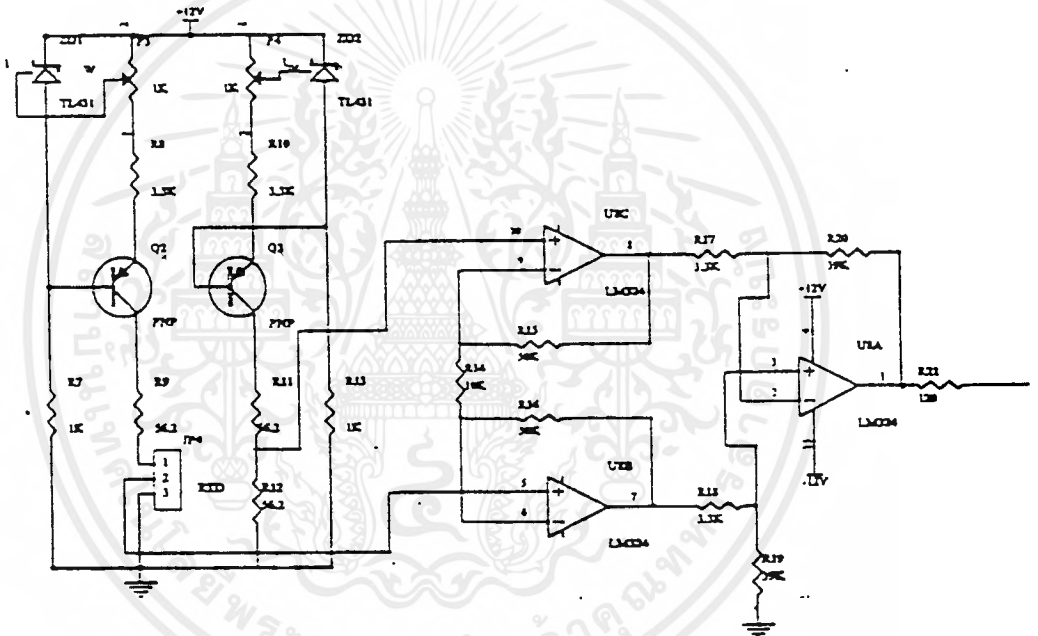
เป็นการรับสัญญาณในระบบเอฟเอ็มโดยทั่วไป คือรับสัญญาณ RF มาแล้วทำการรวมสัญญาณที่ภาคมิกเซอร์ แล้วส่งไปเฉพาะสัญญาณ IF ทำการขยายสัญญาณ IF ให้เหมาะสมแล้วจึงทำการดีเทคสัญญาณออกมาเพียงสัญญาณ AF แล้วทำการขยายสัญญาณ AF อีกครั้งก่อนจะนำสัญญาณนี้ไปใช้งานต่อไป

บทที่ 3

การออกแบบและวงจรที่ใช้งานใช้งาน

3.1 วงจรขยายในส่วนของ RTD Transducer

ในส่วนแรกนี้ ได้ทำการออกแบบเป็นวงจรขยายความแตกต่าง ที่มีการขยายขนาดของสัญญาณขึ้นอีกดังนี้



รูปที่ 3.1 วงจรขยาย ส่วนของ RTD Transducer

จากวงจรในรูปที่ 3.1 จะเห็นว่าได้กำหนด ไฟเลี้ยงให้กับวงจรเท่ากับ 12V ซึ่งจะจ่ายกระแสคงที่ที่ 0.54mA เพื่อเป็นไฟเลี้ยงให้กับ RTD และจากคุณสมบัติของวงจรที่ได้กล่าวมาจะได้

$$R\Delta t = \frac{\text{ค่าความต้านทานที่เปลี่ยนแปลง}}{\text{อุณหภูมิที่ } 1^{\circ}\text{C}}$$

$$= 0.385 \Omega/^{\circ}\text{C}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากข้างบนที่กำหนดว่า $I_S = 0.54\text{mA}$ จะได้แรงดันเท่ากับ

$$\begin{aligned} \text{แรงดันที่เปลี่ยนต่อองศา} &= I_S \times R \\ &= 170.7\mu\text{A} \times 0.385 \\ &= 0.0657\text{mV} \end{aligned}$$

จะได้แรงดันของการเปลี่ยนแปลงดังนี้

$$\begin{aligned} V\Delta/\Delta t &= \frac{\text{ค่าแรงดันที่เปลี่ยนแปลง}}{\text{อุณหภูมิที่ } 1^\circ\text{C}} \\ &= 0.385\Omega/^\circ\text{C} \end{aligned}$$

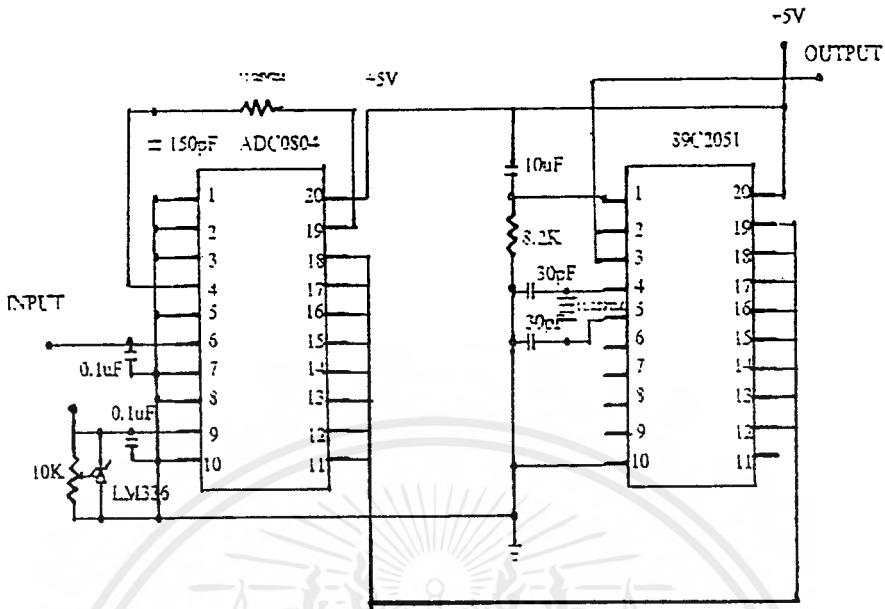
ซึ่งจากสมการข้างบนนี้เราจะได้กำหนดให้ ที่ค่าความต้านทานของ RTD เท่ากับ 56 โอห์ม และจะทำการนำ V_A ขยายสัญญาณออกไปประมาณ 130 เท่าดังสมการ

$$\begin{aligned} V_O &= (V_2 - V_1)(R_f/R_i)((1 + 2R_b)/R_a) \\ &= (0.0657\text{mV})(39\text{K}/3.3\text{K})((1 + 2 \times 50\text{K}))/10\text{K} \\ &= 7.76\text{mV}/^\circ\text{C} \end{aligned}$$

ค่า V_O ส่วนนี้จะมีส่วนหนึ่งตกคร่อมที่ $120\ \Omega$ และที่เหลือต่อไปยัง ADC0804

3.2 วงจร ANALOG TO DIGITAL CONVERTER

ในส่วนนี้ ใช้ ADC0804 (8 บิต) เป็นส่วนที่แปลงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าของส่วนที่วัดอุณหภูมิ ซึ่งเป็นสัญญาณอนาล็อก ให้เป็นสัญญาณดิจิทัล ไอซีชนิดนี้สามารถรับสัญญาณอินพุตแบบบอานาล็อกได้โดยตรงสูงถึง +5V โดยเอาท์พุทแต่ละเส้นแสดงสถานะลอจิกเป็น 0 หรือ 1 จึงทำให้มีความแตกต่างทางรหัส Binary ทั้งหมด 256 รหัส มีการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS 89C2051 มาต่อร่วมทำหน้าที่เป็นสัญญาณที่เป็นแบบขนานให้เป็นแบบอนุกรมเพื่อส่งออกไป ดังรูป



รูปที่ 3.2 วงจร ADC0804 ที่นำไปใช้งาน

ความละเอียดของตัวแปลงสัญญาณ ADC ถูกอธิบายเป็นระยะห่างที่น้อยที่สุดของค่าแรงดันทาง Interface ที่เพิ่มขึ้น ซึ่งกำหนดตัวแปลงสัญญาณระยะห่างยังน้อยเท่าไร ค่าความละเอียดยิ่งสูงขึ้น โดยค่าความละเอียดแปรผันตรงกับจำนวนบิตของเอาต์พุต และที่ความแตกต่างทางรหัสเอาต์พุตทั้งหมด 256 ซึ่งทำให้ได้สัญญาณ Binary จาก 00000000 ถึง 11111111 ดังนั้นถ้าเราป้อนอินพุตตั้งแต่ 0 ถึง 10 V ก็จะมีค่าความละเอียดเท่ากับ

$$\frac{5V}{256} = 19.53mV / \text{ระดับสัญญาณ}$$

ดังนั้นจึงกำหนดให้ 10 ค่าของระดับสัญญาณ = 1°C จะทำให้ ADC0804 วัดความแตกต่างของอุณหภูมิได้ 100ค่า ดังนั้นทุก 1°C จะมีแรงดันอินพุต = 5 X 19.53 = 97.65mV ซึ่งก็หมายความว่า จะได้ออกแบบวงจรขยายสัญญาณจาก RTD ให้ได้ เอาต์พุต = ±97.65mV เมื่ออุณหภูมิของ RTD เปลี่ยนแปลงไป 1°C

3.3 วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาลอก (FSK)

การมอดูเลตสัญญาณแบบ FSK ซึ่งใช้ความถี่ตามมาตรฐานของ CCITT V.23 คือที่บอดเรท 1200 บิตต่อวินาที ความถี่ F1 และ F2 ค่า 1200Hz และ 2200Hz และใช้วงจรตาม Datsheet ของ ไอซี XR-2206 จะได้วงจรตามรูป 3.3

การออกแบบวงจรคือ คาปาซิเตอร์จัดเวลา (Time Capacitor) ต่อระหว่างขา 5 และ 6 จะเป็นอินพุทของ V.C.O มีค่าที่เหมาะสมระหว่าง 1000pF-100mF จะทำงานร่วมกับความต้านทานจัดเวลา (Time Resister) เพื่อกำหนดความถี่ของสัญญาณขาขึ้นทั้งสอง โดยความถี่ที่ต้องการปรับได้ จากความสัมพันธ์

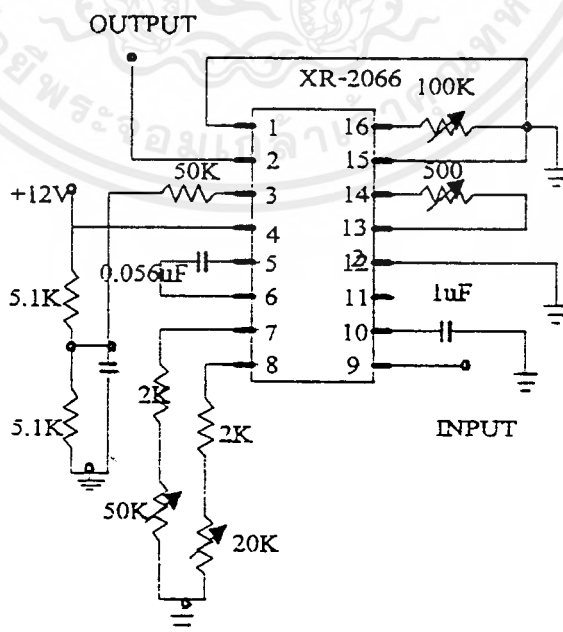
$$\text{ความถี่ (Hz)} = 1/RC$$

เมื่อ C คือคาปาซิเตอร์จัดเวลา และ R คือความต้านทานจัดเวลา

เนื่องจากเราต้องการความถี่สองความถี่ สำหรับแทนสัญญาณดิจิตอลสูงและต่ำ จะทำการกำหนดค่าคาปาซิเตอร์เพียงค่าเดียว คือคาปาซิเตอร์จัดเวลา ที่ต่อระหว่างขา 5 และขา 6 ดังนั้นความต้านทานจึงต้องมีสองค่า จะต่อที่ขา 7 และขา 8 โดยกลุ่มที่มีความต้านทานมากกว่าจะเป็นตัวสร้างความถี่ต่ำ และกลุ่มที่มีความต้านทานน้อยกว่าจะสร้างความถี่สูง

สำหรับช่วงของตัวต้านทานจัดเวลา จะอยู่ในช่วง 4-200 กิโลโอห์ม เพื่อรักษาความคงค่าของอุณหภูมิ (Temperature stability) และความเพี้ยนของสัญญาณขาขึ้นให้อยู่ในช่วงที่ใช้งานอย่างมีประสิทธิภาพ

- ไอซีจะใช้ความต้านทานจัดเวลาที่ขา 7 ในการกำเนิดสัญญาณรูปซายน์ ถ้าหากระดับสัญญาณที่เข้ามามีขนาดมากกว่า 2 โวลต์ หรือขา 9 มีการเปิดวงจร
- ไอซีจะใช้ความต้านทานจัดเวลาที่ขา 8 ในการกำเนิดสัญญาณรูปซายน์ ถ้าหากระดับสัญญาณที่เข้ามามีขนาดน้อยกว่า 2 โวลต์



รูปที่ 3.3 วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก (FSK)

ขั้นตอนการกำหนดค่าตัวต้านทานและคาปาซิเตอร์

1. คำนวณความถี่กลางของเฟสล็อกคูล์ป f_0 ดังสมการที่ 3 โดยค่า f_1 และ f_2 คือความถี่ทั้งสองของสัญญาณอินพุท FSK

$$f_0 = (f_1 + f_2)/2$$

เนื่องจากทางด้านส่งนั้นได้กำหนดความถี่ไว้ตามมาตรฐานของ CCITT V.23 คือบอดเรท 1200บิตต่อวินาทีที่มีความถี่ f_1 และ f_2 มีค่า 1200Hz และ 2000Hz ความถี่ค่าดังกล่าวนี้จะได้

$$\begin{aligned} f_0 &= (1200 + 2200)/2 \\ &= 1700 \text{ Hz} \end{aligned}$$

2. เลือกค่าความต้านทาน R_0 ซึ่งค่า R_0 นี้ควรอยู่ในช่วง 10 - 100 กิโลโอห์ม สำหรับความต้านทานของ R_0 นี้มีค่า 10 กิโลโอห์ม

3. คำนวณคาปาซิเตอร์ C_0 ดังสมการ

$$C_0 = 1/(R_0 f_0)$$

จากค่าความต้านทาน 10 กิโลโอห์มจะได้ค่า C_0 ดังนี้

$$\begin{aligned} C_0 &= 1/(10000 * 1700) \\ &= 58.8 \text{ nF} \end{aligned}$$

4. คำนวณค่าความต้านทาน R_1 จาก

$$R_1 = R_0 \times (f_0 / (f_2 - f_1))$$

จากความถี่ข้างต้นจะได้ R_1 ดังนี้

$$\begin{aligned} R_1 &= 10000 \times (1700 / (2200 - 1200)) \\ &= 21.250 \text{ K}\Omega \end{aligned}$$

5. คำนวณค่าคาปาซิเตอร์ C_1 เพื่อกำหนดรูปแฉกซึ่งควรมีค่าประมาณ 0.5 ดังนั้นจะได้ค่า C_1 ดังนี้

$$C_1 = C_0/4$$

จากค่า C_0 ข้างต้นจะได้ C_1 ดังนี้

$$\begin{aligned} C_1 &= 58.8 \text{ nF} \times 0.25 \\ &= 14.7 \text{ nF} \end{aligned}$$

3.5 วงจรเครื่องส่ง

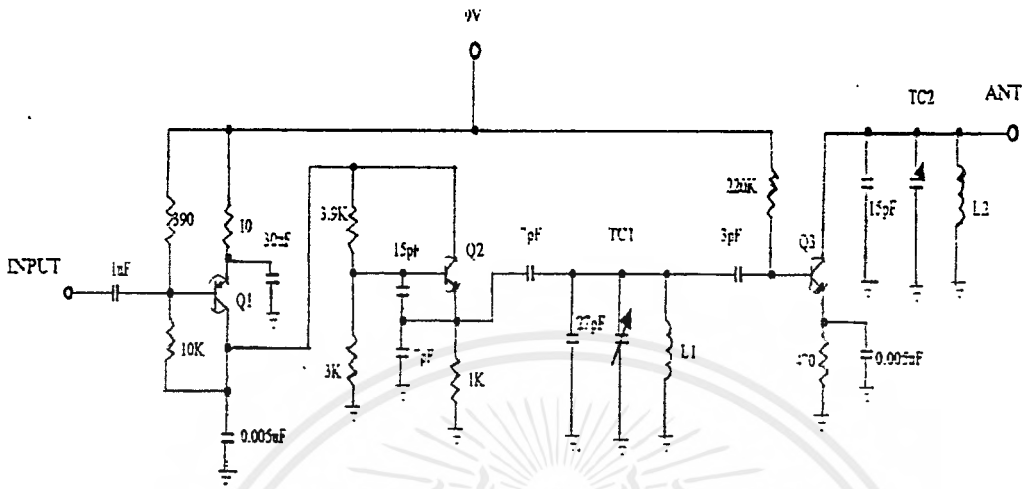
เป็นวงจรเครื่องส่งโดยทั่วไป ที่มีส่วนประกอบ 3 ส่วนคือ

ส่วนที่ 1 ที่ Q1 เป็น FM Modulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนที่ 2 ที่ Q2 เป็นส่วนกำเนิดความถี่ที่ส่งออกอากาศ

ส่วนที่ 3 ที่ Q3 เป็นส่วนขยายสัญญาณที่จะส่งออกอากาศ



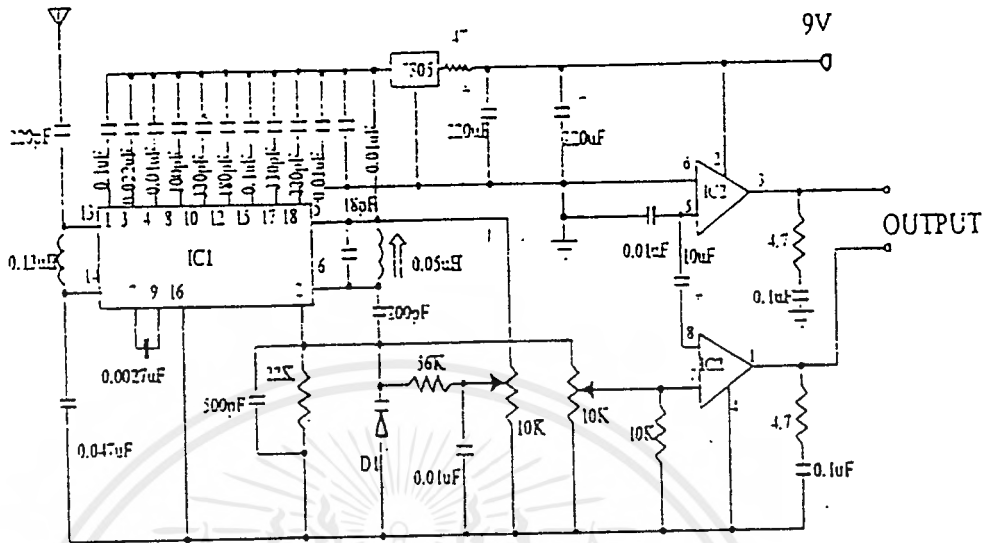
รูปที่ 3.5 วงจรเครื่องส่ง

ทำการประกอบวงจรดังรูปลงบนแผ่นวงจรอย่างระมัดระวัง เนื่องจากอาจจะมี Noise เกิดขึ้น ใช้ L1,L2 โดยลวดเบอร์ 22 พัน 5 รอบ ที่เส้นผ่าศูนย์กลาง 5mm ให้ห่างออกกว้างประมาณ 1cm TC1,TC2 เป็นวารีแคปค่าระหว่าง 3 - 25 pF ที่ Q1 เป็นทรานซิสเตอร์เบอร์ A1048 และ Q2,Q3 เป็นเบอร์ C458

การปรับแต่งโดยการปรับที่เครื่องรับในความถี่ที่ต้องการส่งออกอากาศ ซึ่งเป็นตำแหน่งที่ว่างจากสถานีอื่นๆ แล้วทำการปรับที่ TC1 จนเสียงซ่าหายไป อาจทำการชีด หรือหัด L1ช่วยด้วย ส่วนที่ TC2 เป็นส่วนปรับความแรงของสัญญาณใช้ร่วมกับสโคป

3.6 วงจรเครื่องรับ

เครื่องรับเป็นเครื่องรับวิทยุโดยทั่วไปดังรูป

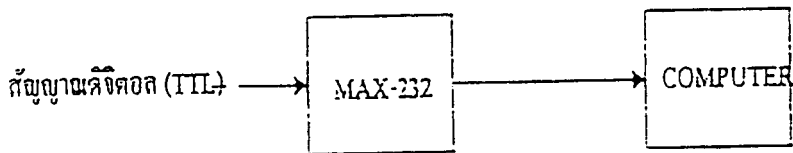


รูปที่ 3.6 วงจรเครื่องรับ

เป็นวงจรที่มีการปรับแต่งให้รับสัญญาณเฉพาะที่เราต้องการโดยทำการปรับที่ VR1 เป็นการ
 วนรับสัญญาณที่ความถี่ที่เราต้องการ ส่วน VR2 เป็นตัวปรับความแรงของสัญญาณทางเอาต์พุตของ
 เครื่องรับ อาจทำการปรับ L2 เพื่อเลือกความถี่ที่นอกเหนือจากสถานีที่มีการใช้งาน

3.7 การนำอินเทอร์เฟซกับคอมพิวเตอร์

ในการนำอินเทอร์เฟซกับคอมพิวเตอร์ เนื่องจากสัญญาณที่ออกทางเอาต์พุตทางคันเครื่องรับ
 ผ่านการคิมอดแล้วจะเป็นสัญญาณดิจิทัล ที่แรงดันลอจิก 1 เป็น 5 โวลท์ ส่วนที่ลอจิก 0 เป็น 0 โวลท์
 ต้องทำการแปลงแรงดัน ให้เป็นแรงดันที่ลอจิก 1 เป็น +12 โวลท์ และ ที่แรงดัน 0 เป็น -12โวลท์ เพื่อ
 ที่จะสามารถนำไปต่อกับพอร์ต RS-232 ได้ จึงนำ MAX-232 เป็นตัวแปลงสัญญาณ ที่ใช้ไฟเลี้ยง 5
 โวลท์ ทำการต่อกับคอมพิวเตอร์ โดยต่อเข้าที่ขา RX ของพอร์ต RS-232 (สายสัญญาณที่ใช้เพียงสอง
 สาย คือสายสัญญาณกับกราวด์) เพื่อให้ทำการรับค่าที่ถูกส่งมา แล้วนำไปเก็บไว้หรือนำออกมา
 แสดงผลทางหน้าจอ



รูปที่ 3.7 ลักษณะการต่อกับคอมพิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

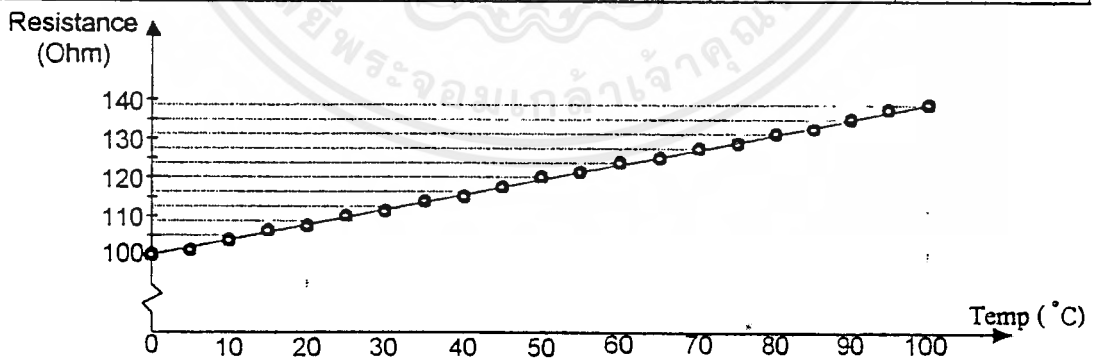
บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 ทางด้านส่ง

การทดลองในส่วนนี้การวัดค่าความต้านทานของ RTD ที่มีการเปลี่ยนแปลงตามค่าของอุณหภูมิที่เปลี่ยนไป เป็นกราฟที่แสดงถึงความสัมพันธ์ของค่าความต้านทานของ RTD ที่มีการเปลี่ยนแปลงตามค่าของอุณหภูมิที่เปลี่ยนไป ของ RTD ในคุณสมบัติตาม Data sheet และตามค่าที่ทำการทดลองจริง ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงค่าไป 0.38 โอห์มต่อหนึ่งองศา

ค่าที่ได้ตาม Data sheet ของRTD					
Temperature °C	Resistance Ω	Temperature °C	Resistance Ω	Temperature °C	Resistance Ω
0	100	35	113.6	70	127.0
5	101.0	40	115.5	75	128.9
10	103.8	45	117.4	80	130.8
15	105.8	50	119.4	85	132.8
20	107.8	55	121.3	90	134.7
25	109.7	60	123.2	95	138.5
30	111.8	65	125.2	100	138.5

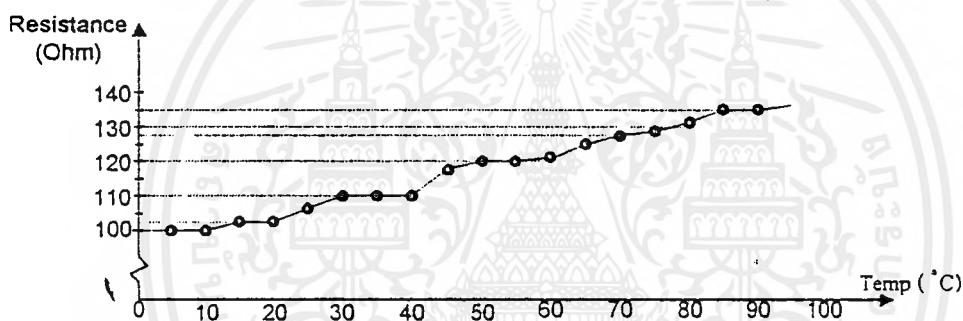


รูปที่ 4.1 แสดงความสัมพันธ์ของความต้านทานของRTD กับอุณหภูมิ ตามData sheet

ในการทดลองวัดค่านี้เราได้ทำการนำ RTD ใส่ในกล่องรักษาอุณหภูมิ แล้วเป่าลมร้อนเข้า โดยมีเทอร์โมมิเตอร์วัดเปรียบเทียบกับค่าและมีการใช้น้ำต้มร่วมด้วย ส่วนอุณหภูมิค่าเราใช้น้ำเย็นและน้ำ

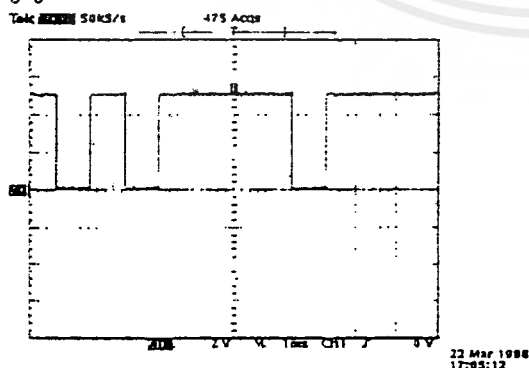
แข็งในการวัดค่าในช่วง 5°C ถึงประมาณ 90°C ในการทดลองในส่วนนี้อาจมีการผิดพลาดเนื่องจากการรักษาอุณหภูมิ เพราะอุณหภูมิที่ RTD อาจไม่เท่ากับเทอร์โมมิเตอร์

ค่าที่ได้ทำการทดลองของRTD					
Temperature $^{\circ}\text{C}$	Resistance Ω	Temperature $^{\circ}\text{C}$	Resistance Ω	Temperature $^{\circ}\text{C}$	Resistance Ω
5	100	35	110	65	124
10	100	40	110	70	125
15	103	45	118	75	127
20	105	50	120	80	130
25	106	55	120	85	135
30	110	60	123	90	135

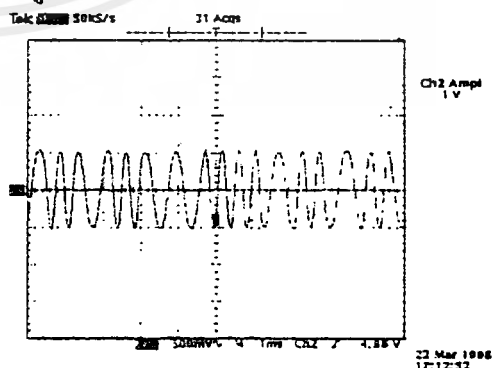


รูปที่ 4.2 แสดงความสัมพันธ์ของความต้านทานของRTD กับอุณหภูมิที่ทดลอง

ได้ทำการวัดสัญญาณต่างๆ เช่นทางเอาต์พุตของ ADC และสัญญาณที่ออกจากวงจรมอดูเลท ที่เห็นเป็นสัญญาณข้อมูลที่จะทำการส่งออกไปเห็นได้ว่าเป็นข้อมูลรหัสไบนารี แล้วเปลี่ยนเป็นสัญญาณอนาลอกสองความถี่ ที่ 1200Hz และ 2200Hz ดังรูป



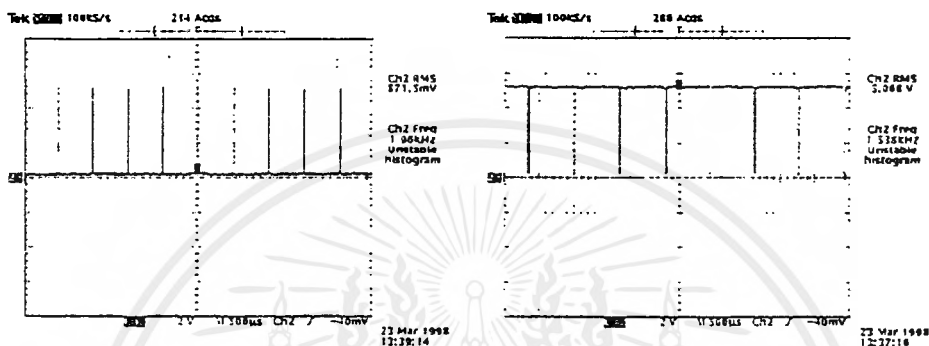
รูปที่ 4.3 เอาต์พุตของ ADC 0804



รูปที่ 4.4 เอาต์พุตของ FSK

4.2 ทางด้านรับ

เป็นการวัดสัญญาณที่ได้จากการติมอคูเลทสัญญาณ ขายน้สองความถี่ คือ 1200 Hz และ 2200 Hz กลับมาเป็นสัญญาณดิจิทัล เหมือนเดิมดังรูป คือที่ความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่กลาง คือ 1700 Hz ก็จะกลายเป็นลอจิก 0 ส่วนที่ความถี่ที่สูงกว่าความถี่กลาง คือ 1700 Hz ก็จะกลายเป็นลอจิก 1 โดยสัญญาณที่นำเข้ามาก็คือข้อมูลของแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมินั่นเอง

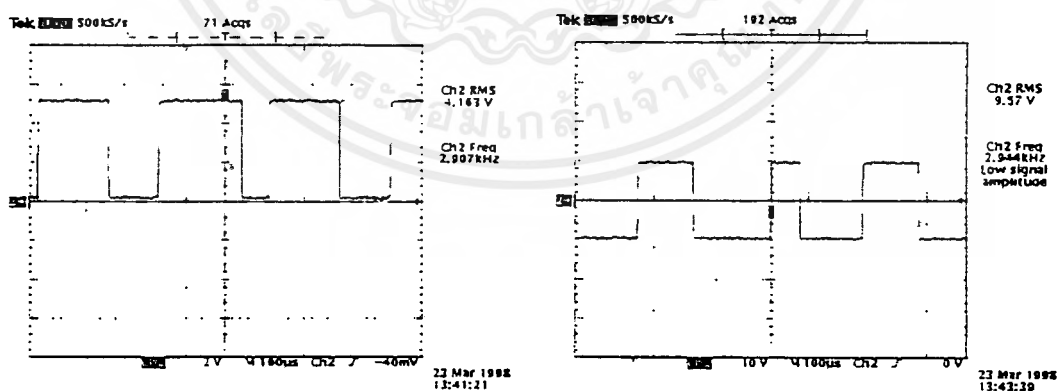


ที่ลอจิก 0

ที่ลอจิก 1

รูปที่ 4.5 เอาท์พุทของ DEMOD FSK

สัญญาณที่ ทางเอาท์พุทและอินพุทของ MAX-232 เมื่อสัญญาณที่รับเข้ามา (คือข้อมูลที่ทำการส่งมา) ก็จะถูกทำให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันเพื่อให้เหมาะสมกับพอร์ต RS-232

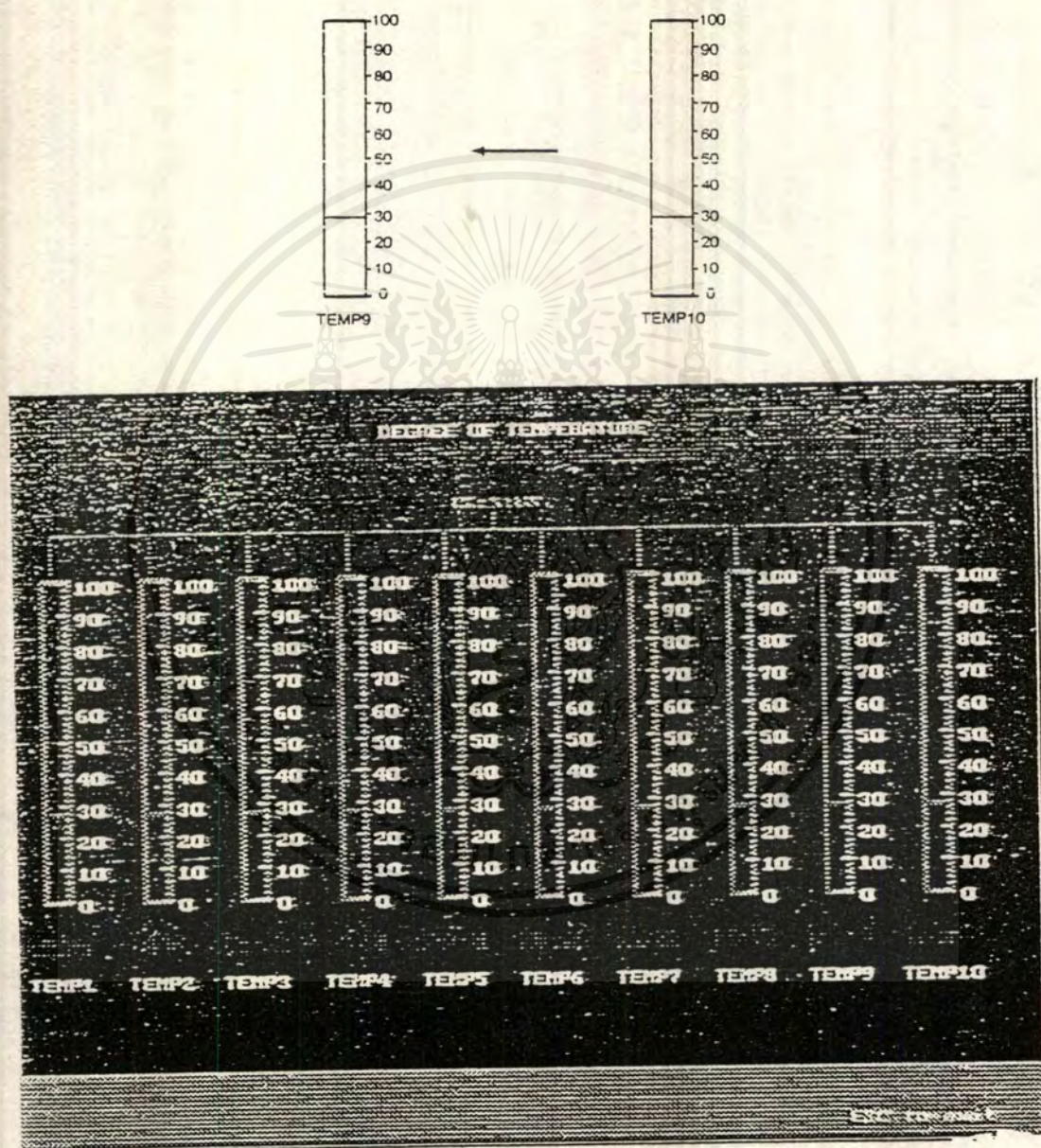


อินพุท

เอาท์พุท

รูปที่ 4.6 เอาท์พุทของ MAX-232

ส่วนของทางจอมอนิเตอร์ ซึ่งจะแสดงดังรูปจะเป็นค่าที่ได้ทำการเขียนโปรแกรมให้แสดงค่า
ได้ 10 ค่าที่รับค่าเข้ามา โดยแสดงค่าหลังสุด จะรูปทางขวามือสุด แล้วทำการเลื่อนค่าขึ้นไปจากขวาไป
ซ้าย ซึ่งค่าเหล่านี้ จะเป็นค่าของแรงดันที่ถูกส่งมาแล้วเปลี่ยนเป็นรหัสไบนารี จึงส่งค่าเหล่านี้เพื่อแสดง
ผลออกมา (ค่าแรงดันก็คือค่าอุณหภูมิที่มีการเปลี่ยนแปลงนั่นเอง) ส่วนนี้จะแสดงค่าตามแรงดันที่มี
การเปลี่ยนแปลง เป็นค่าของอุณหภูมิในหน่วยขององศาเซลเซียส



รูปที่ 4.5 ที่จอมอนิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์โครงการ

5.1 สรุปและวิจารณ์โครงการ

โครงการนี้จัดทำขึ้นโดยกำหนดวัตถุประสงค์ดังนี้

1. เป็นการส่งข้อมูล โดยความเร็วในการส่ง 1200 Baud
2. ศึกษาคุณสมบัติของ RTD
3. ศึกษาการส่งข้อมูลดิจิทัล

ในการทำโครงการนี้ เพื่อให้สามารถวัดค่าอุณหภูมิในระยะที่ไกลหรือที่ๆ ทำการวัดได้ยาก ซึ่งสามารถวัดค่าได้ 100 ค่าของอุณหภูมิคือ 0-100 องศาเซลเซียส และนำไปแสดงผลที่จอ มอนิเตอร์ของคอมพิวเตอร์

คุณสมบัติของเครื่องส่ง

ใช้ไฟเลี้ยง ± 12 โวลต์จ่ายให้เครื่องส่งและส่วนมอดูเลทและ 5 โวลต์จ่ายให้กับวงจรแปลง

สัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล

ความถี่ที่ส่งออกอากาศคือ 86 เมกกะเฮิร์ต

รัศมีการส่งคือ 50 เมตร

กำลังในการส่งคือ 70 มิลลิวัตต์

คุณสมบัติของเครื่องรับ

ใช้ไฟเลี้ยง 12 โวลต์จ่ายให้เครื่องรับและส่วนดีมอดูเลทและ 5 โวลต์จ่ายให้กับ MAX-232

สรุปผลการทดลองดังนี้

1. ได้ทำการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ และสังเกตสัญญาณที่ออกทางเอาต์พุทของตัวขยายของ Sensor จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงตามค่าอุณหภูมิ
2. ได้นำสัญญาณข้อมูลที่ออกจากส่วนขยายเข้าวงจร FSK ที่มีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณให้เป็นสัญญาณ ซายน์สองความถี่ ที่ความถี่ที่ลอจิก 1 มีค่าเท่ากับ 1200 Hz และที่ลอจิก 0 มีค่าเท่ากับ 2200 Hz

3. ในการทำการคิเทคสัญญาณชายน์สองความถี่ที่สองมาสามารถคิเทคสัญญาณเป็นสัญญาณคิจิตอลได้แล้วส่งเข้า MAX-232 เปลี่ยนแรงดันให้เหมาะสมกับพอร์ท RS-232 สามารถทำได้
4. ทำการส่งสัญญาณออกอากาศมีปัญหา เนื่องจากวงจรเครื่องรับส่งที่ 144MHz ไม่สามารถใช้งานได้เพราะไม่มีความแน่นอนในการรับส่ง ต้องเซตเครื่องใหม่ทุกครั้งที่เปิดเครื่องใช้งาน ใดทำการเปลี่ยนเครื่องรับส่งใหม่ ใช้งานได้ในส่วนหนึ่งแต่ยังไม่ดีเท่าที่ควร การต่อสัญญาณเข้ากับส่วนอื่นๆ มีการลคทอนเกิดขึ้น ต้องทำการใส่บัฟเฟอร์เพื่อแก้ไข
5. การเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ส่วน โปรแกรมใช้งานได้ แต่การรับค่าเข้ามามีการผิดพลาด จึงทำให้ข้อมูลที่ได้มีการผิดพลาด แต่สามารถทำการรัน โปรแกรมได้

5.2 แนวทางพัฒนา

ในส่วนอื่นๆ เช่นวงจรถายจาก Sensor วงจรเปลี่ยนแปลงสัญญาณคิจิตอลเป็นสัญญาณอนาลอก (FSK) วงจรเปลี่ยนแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณคิจิตอล (DEMOD FSK) และส่วนการอินเทอร์เฟตกับคอมพิวเตอร์ สามารถใช้งานได้ดีแล้ว เหลือส่วนของตัวรับส่งที่ทำการรับส่งผ่านอากาศมีปัญหาจากการรบกวนของสัญญาณภายนอก และความถี่ใช้งาน ดังนั้นตัวรับส่งผ่านอากาศนี้ยังมีคุณภาพดี ก็จะทำให้การรับข้อมูลมีความถูกต้องมากขึ้นด้วย

ภาคผนวก

General Characteristics of RTDs

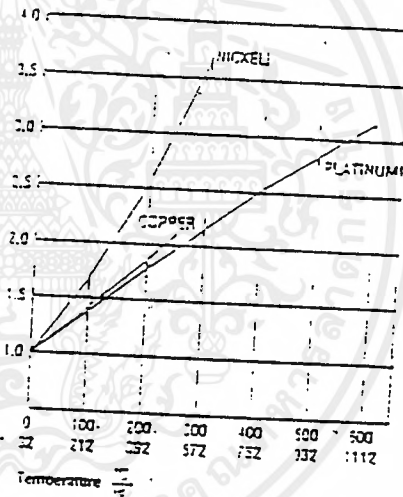
Platinum, nickel and copper and the three most common types of Resistance Temperature Detectors (RTDs). Each type of RTD is more suited for some applications and less suited for others. The characteristics of these various types are listed below.

Platinum RTDs

- Very linear throughout temperature range
- High resistance change per degree
- High accuracy
- High repeatability
- Most commonly used in industry

Resistance Temperature Characteristics for Platinum, Nickel and Copper

This graph gives a comparison between platinum, nickel, and copper resistance-temperature characteristics. Note the wider temperature range and better linearity of platinum.



Copper RTDs

- Limited temperature range
- Very linear throughout temperature range
- Limited accuracy
- Most commonly used in monitoring bearings and motor windings where accuracies are not critical
- Low resistance change per degree

Nickel RTDs

- Limited temperature range
- High resistance change per degree
- Limited accuracy throughout temperature range
- Most commonly used in "non-critical" processes where high accuracy is not required

Sensor Type	Maximum Temp.	Resistance Change per Degree at 32°F	Linearity Throughout Temp. Range
100 ohm Platinum	1700°F	.02 ohms/°F	Very Good
120 ohm Nickel	500°F	.40 ohms/°F	Poor
10 ohm Copper	500°F	.02 ohms/°F	Very Good

Resistance Temperature Table

Platinum Resistance 310 Ohms at 0 deg. C - 100 OHMS
 Temp. Coefficient - .00385 OHMS/OHM/deg. C

Temp. deg. C	OHMS	Temp. deg. C	OHMS	Temp. deg. C	OHMS	Temp. deg. C	OHMS
-123	18.63	-100	16.68	100	100.00	100	100.00
-122	18.64	-129	18.48	110	109.90	110	109.90
-121	18.65	-128	18.49	120	119.80	120	119.80
-120	18.66	-127	18.50	130	129.70	130	129.70
-119	18.67	-126	18.51	140	139.60	140	139.60
-118	18.68	-125	18.52	150	149.50	150	149.50
-117	18.69	-124	18.53	160	159.40	160	159.40
-116	18.70	-123	18.54	170	169.30	170	169.30
-115	18.71	-122	18.55	180	179.20	180	179.20
-114	18.72	-121	18.56	190	189.10	190	189.10
-113	18.73	-120	18.57	200	199.00	200	199.00
-112	18.74	-119	18.58	210	208.90	210	208.90
-111	18.75	-118	18.59	220	218.80	220	218.80
-110	18.76	-117	18.60	230	228.70	230	228.70
-109	18.77	-116	18.61	240	238.60	240	238.60
-108	18.78	-115	18.62	250	248.50	250	248.50
-107	18.79	-114	18.63	260	258.40	260	258.40
-106	18.80	-113	18.64	270	268.30	270	268.30
-105	18.81	-112	18.65	280	278.20	280	278.20
-104	18.82	-111	18.66	290	288.10	290	288.10
-103	18.83	-110	18.67	300	298.00	300	298.00
-102	18.84	-109	18.68	310	307.90	310	307.90
-101	18.85	-108	18.69	320	317.80	320	317.80
-100	18.86	-107	18.70	330	327.70	330	327.70
-99	18.87	-106	18.71	340	337.60	340	337.60
-98	18.88	-105	18.72	350	347.50	350	347.50
-97	18.89	-104	18.73	360	357.40	360	357.40
-96	18.90	-103	18.74	370	367.30	370	367.30
-95	18.91	-102	18.75	380	377.20	380	377.20
-94	18.92	-101	18.76	390	387.10	390	387.10
-93	18.93	-100	18.77	400	397.00	400	397.00
-92	18.94	-99	18.78	410	406.90	410	406.90
-91	18.95	-98	18.79	420	416.80	420	416.80
-90	18.96	-97	18.80	430	426.70	430	426.70
-89	18.97	-96	18.81	440	436.60	440	436.60
-88	18.98	-95	18.82	450	446.50	450	446.50
-87	18.99	-94	18.83	460	456.40	460	456.40
-86	19.00	-93	18.84	470	466.30	470	466.30
-85	19.01	-92	18.85	480	476.20	480	476.20
-84	19.02	-91	18.86	490	486.10	490	486.10
-83	19.03	-90	18.87	500	496.00	500	496.00
-82	19.04	-89	18.88	510	505.90	510	505.90
-81	19.05	-88	18.89	520	515.80	520	515.80
-80	19.06	-87	18.90	530	525.70	530	525.70
-79	19.07	-86	18.91	540	535.60	540	535.60
-78	19.08	-85	18.92	550	545.50	550	545.50
-77	19.09	-84	18.93	560	555.40	560	555.40
-76	19.10	-83	18.94	570	565.30	570	565.30
-75	19.11	-82	18.95	580	575.20	580	575.20
-74	19.12	-81	18.96	590	585.10	590	585.10
-73	19.13	-80	18.97	600	595.00	600	595.00
-72	19.14	-79	18.98	610	604.90	610	604.90
-71	19.15	-78	18.99	620	614.80	620	614.80
-70	19.16	-77	19.00	630	624.70	630	624.70
-69	19.17	-76	19.01	640	634.60	640	634.60
-68	19.18	-75	19.02	650	644.50	650	644.50
-67	19.19	-74	19.03	660	654.40	660	654.40
-66	19.20	-73	19.04	670	664.30	670	664.30
-65	19.21	-72	19.05	680	674.20	680	674.20
-64	19.22	-71	19.06	690	684.10	690	684.10
-63	19.23	-70	19.07	700	694.00	700	694.00
-62	19.24	-69	19.08	710	703.90	710	703.90
-61	19.25	-68	19.09	720	713.80	720	713.80
-60	19.26	-67	19.10	730	723.70	730	723.70
-59	19.27	-66	19.11	740	733.60	740	733.60
-58	19.28	-65	19.12	750	743.50	750	743.50
-57	19.29	-64	19.13	760	753.40	760	753.40
-56	19.30	-63	19.14	770	763.30	770	763.30
-55	19.31	-62	19.15	780	773.20	780	773.20
-54	19.32	-61	19.16	790	783.10	790	783.10
-53	19.33	-60	19.17	800	793.00	800	793.00
-52	19.34	-59	19.18	810	802.90	810	802.90
-51	19.35	-58	19.19	820	812.80	820	812.80
-50	19.36	-57	19.20	830	822.70	830	822.70
-49	19.37	-56	19.21	840	832.60	840	832.60
-48	19.38	-55	19.22	850	842.50	850	842.50
-47	19.39	-54	19.23	860	852.40	860	852.40
-46	19.40	-53	19.24	870	862.30	870	862.30
-45	19.41	-52	19.25	880	872.20	880	872.20
-44	19.42	-51	19.26	890	882.10	890	882.10
-43	19.43	-50	19.27	900	892.00	900	892.00
-42	19.44	-49	19.28	910	901.90	910	901.90
-41	19.45	-48	19.29	920	911.80	920	911.80
-40	19.46	-47	19.30	930	921.70	930	921.70
-39	19.47	-46	19.31	940	931.60	940	931.60
-38	19.48	-45	19.32	950	941.50	950	941.50
-37	19.49	-44	19.33	960	951.40	960	951.40
-36	19.50	-43	19.34	970	961.30	970	961.30
-35	19.51	-42	19.35	980	971.20	980	971.20
-34	19.52	-41	19.36	990	981.10	990	981.10
-33	19.53	-40	19.37	1000	991.00	1000	991.00

A-46 Technical Reference

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FSK Demodulator/Tone Decoder

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2211 is a monolithic phase-locked loop (PLL) system especially designed for data communications. It is particularly well suited for FSK modem applications. It operates over a wide supply voltage range of 4.5 to 20V and a wide frequency range of 0.01 Hz to 300 kHz. It can accommodate analog signals between 2 mV and 3V, and can interface with conventional DTL, TTL, and ECL logic families. The circuit consists of a basic PLL for tracking an input signal within the pass band, a quadrature phase detector which provides carrier detection, and an FSK voltage comparator which provides FSK demodulation. External components are used to independently set center frequency, bandwidth, and output delay. An internal voltage reference proportional to the power supply provides ratio metric operation for low system performance variations with power supply changes.

The XR-2211 is available in 14 pin DTL ceramic or plastic packages specified for commercial or military temperature ranges.

FEATURES

Wide Frequency Range	0.01 Hz to 300 kHz
Wide Supply Voltage Range	4.5V to 20 V
DTL/TTL/ECL Logic Compatibility	
FSK Demodulation, with Carrier Detection	
Wide Dynamic Range	2 mV to 3 V rms
Adjustable Tracking Range ($\pm 1\%$ to $\pm 30\%$)	
Excellent Temp. Stability	20 ppm/°C, typ.

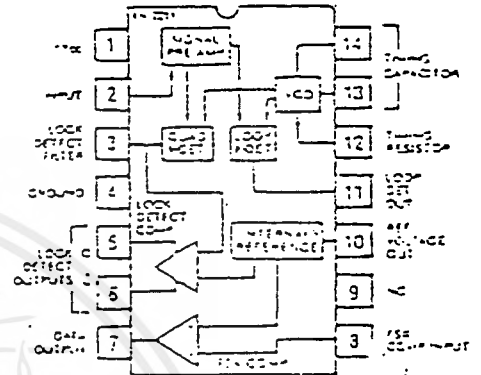
APPLICATIONS

- FSK Demodulation
- Data Synchronization
- Tone Decoding
- FM Detection
- Carrier Detection

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	20V
Input Signal Level	3V rms
Power Dissipation	
Ceramic Package	750 mW
Derate Above $T_A = +25^\circ\text{C}$	5 mW/°C
Plastic Package	
Derate Above $T_A = +25^\circ\text{C}$	5.0 mW/°C

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2211A	Ceramic	-55°C to +125°C
XR-2211CN	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2211CP	Plastic	0°C to +70°C
XR-2211N	Ceramic	-40°C to +85°C
XR-2211P	Plastic	-40°C to +85°C

SYSTEM DESCRIPTION

The main PLL within the XR-2211 is constructed from an input preamplifier, analog multiplier used as a phase detector, and a precision voltage controlled oscillator (VCO). The preamplifier is used as a limiter such that input signals above typically 2mV RMS are amplified to a constant high level signal. The multiplying-type phase detector acts as a digital exclusive or gate. Its output (unfiltered) produces sum and difference frequencies of the input and the VCO output, $f_{input} + f_{input}$ (2f input) and $f_{input} - f_{input}$ (0 Hz) when the phase detector output to remove the "sum" frequency component while passing the difference (DC) component to drive the VCO. The VCO is actually a current controlled oscillator with its nominal input current (I_0) set by a resistor (R_0) to ground and its driving current with a resistor (R_1) from the phase detector.

The other sections of the XR-2211 act to: determine if the VCO is driven above or below the center frequency (FSK comparator); produce both active high and active low outputs to indicate when the main PLL is in lock (quadrature phase detector and lock detector comparators).

XR-2211

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 1, $V^+ = V^- = 5V$, $T_A = +25^\circ C$, $C = 5000$ pF, $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 20$ k Ω , $R_L = 4.7$ k Ω . Binary Inputs grounded, S_1 and S_2 closed, unless otherwise specified.

PARAMETER	XR-2211/2211M			XR-2211C			UNITS	CONDITIONS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
GENERAL								
Supply Voltage	4.5		20	4.5		20	V	$R_D \geq 10$ k Ω . See Fig. 4
Supply Current		4	7		5	9	mA	
OSCILLATOR SECTION								
Frequency Accuracy		= 1	= 3		= 1		%	Deviation from $f_0 = 1/R_D C_D$
Frequency Stability								$R_1 = 1/2$
Temperature		= 20	= 50		= 20		ppm/ $^\circ C$	See Fig. 8.
Power Supply		0.05	0.5		0.05		%/V	$V^+ = 12 = 1V$. See Fig. 7.
Upper Frequency Limit	100						kHz	$V^- = 0.5V$. See Fig. 7.
Lowest Practical		300			300			$R_D = 8.2$ k Ω , $C_D = 400$ pF
Operating Frequency			0.01		0.01		Hz	$R_D = 2$ M Ω , $C_D = 50$ pF
Timing Resistor, R_D							k Ω	See Fig. 5.
Operating Range	5		2000	5		2000	k Ω	
Recommended Range	15		100	15		100	k Ω	See Figs. 7 and 8.
LOW PHASE DETECTOR SECTION								
Peak Output Current	= 150	= 200	= 300	= 100	= 100	= 100	μA	Measured at Pin 11.
Output Offset Current		= 1			= 2		μA	
Output Impedance		1			1		k Ω	
Maximum Swing	= 4	= 5		= 4	= 5		V	referenced to Pin 10.
QUADRATURE PHASE DETECTOR								
Measured at Pin 3.								
Peak Output Current	100	150			150		μA	
Output Impedance		1			1		M Ω	
Maximum Swing		11			11		V $_{pp}$	
INPUT PREAMP SECTION								
Measured at Pin 2.								
Input Impedance		20			20		k Ω	
Input Signal								
Voltage Required to Cause Limiting		2	10		2		mV rms	
VOLTAGE COMPARATOR SECTIONS								
Input Impedance		2			2		M Ω	Measured at Pins 3 and 8.
Input Bias Current		100			100		nA	
Voltage Gain	55	70		55	70		dB	$R_L = 5.1$ k Ω
Output Voltage Low		300			300		mV	$I_C = 3$ mA
Output Leakage Current		0.01			0.01		μA	$V_O = 12V$
INTERNAL REFERENCE								
Voltage Level	4.9	5.3	5.7	4.75	5.3	5.85	V	Measured at Pin 10.
Output Impedance		100			100		Ω	

Reference Voltage, V_R (Pin 10): This pin is internally biased at the reference voltage level, V_R : $V_R = V - I_2 \cdot 650$ mV. The dc voltage level at this pin forms an internal reference for the voltage levels at Pins 5, 8, 11 and 12. Pin 10 must be bypassed to ground with a $0.1 \mu\text{F}$ capacitor for proper operation of the circuit.

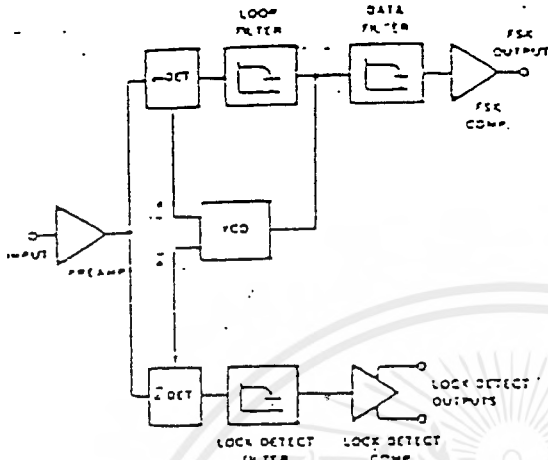


Figure 1. Functional Block Diagram of a Tone and FSK Decoding System Using XR-2211

Loop Phase Selector Output (Pin 11): This terminal provides a high impedance output for the loop phase detector. The PLL loop filter is formed by R_1 and C_1 connected to Pin 11 (see Figure 2). With no input signal, or with no phase error within the PLL, the dc level at Pin 11 is very nearly equal to V_R . The peak voltage swing available at the phase detector output is equal to $\pm V_R$.

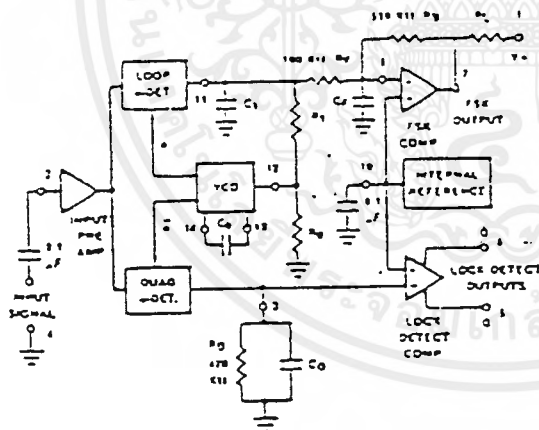


Figure 2. Generalized Circuit Connection for FSK and Tone Detection

VCO Control Input (Pin 12): VCO free-running frequency is determined by external timing resistor, R_0 , connected from this terminal to ground. The VCO free-running frequency, f_0 , is

$$f_0 = \frac{1}{R_0 C_0} \text{ Hz}$$

where C_0 is the timing capacitor across Pins 13 and 14. For optimum temperature stability, R_0 must be in the range of 10 K Ω to 100 K Ω see Figure 8).

This terminal is a low impedance point, and is internally biased at a dc level equal to V_R . The maximum timing current drawn from Pin 12 must be limited to ≤ 3 mA for proper operation of the circuit.

VCO Timing Capacitor (Pins 13 and 14): VCO frequency is inversely proportional to the external timing capacitor, C_0 , connected across these terminals (see Figure 5). C_0 must be nonpolar, and in the range of 200 pF to 10 μF .

VCO Frequency Adjustment: VCO can be fine-tuned by connecting a potentiometer, R_X , in series with R_0 at Pin 12 (see Figure 9).

VCO Free-Running Frequency, f_0 : XR-2211 does not have a separate VCO output terminal. Instead, the VCO outputs are internally connected to the phase detector sections of the circuit. However, for set-up or adjustment purposes, VCO free-running frequency can be measured at Pin 3 (with C_0 disconnected), with no input and with Pin 2 shorted to Pin 10.

DESIGN EQUATIONS

(See Figure 2 for definition of components.)

1. VCO Center Frequency, f_0 :

$$f_0 = 1/R_0 C_0 \text{ Hz}$$

2. Internal Reference Voltage, V_R (measured at Pin 10):

$$V_R = V - I_2 \cdot 650$$

3. Loop Low-Pass Filter Time Constant, τ :

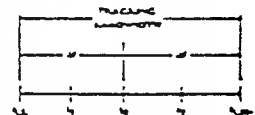
$$\tau = R_1 C_1$$

4. Loop Damping, ζ :

$$\zeta = 1/4 \sqrt{\frac{C_0}{C_1}}$$

5. Loop Tracking Bandwidth, $\pm \Delta f/f_0$:

$$\Delta f/f_0 = R_0/R_1$$



6. FSK Data Filter Time Constant, τ_F :

$$\tau_F = R_F C_F$$

7. Loop Phase Detector Conversion Gain, K_ϕ : (K_ϕ is the differential dc voltage across Pins 10 and 11 per unit of phase error at phase detector input):

$$K_\phi = 0.2V_R/\pi \text{ volts/radian}$$

8. VCO Conversion gain, K_f : (K_f is the amount of change in VCO frequency, per unit of dc voltage change at Pin 11):

$$K_f = -1/V_R C_0 R_1 \text{ Hz/volt}$$

9. Total Loop Gain, K_T

$$K_T = 2\pi K_0 K_0 = 4/C_0 R_1 \text{ rad/sec/volt}$$

10. Peak Phase Detector Current I_A :

$$I_A = V_{\phi} (\text{volts}) / 25 \text{ mA}$$

APPLICATIONS INFORMATION

FSK DECODING

Figure 9 shows the basic circuit connection for FSK decoding. With reference to Figures 2 and 9, the functions of external components are defined as follows: R_0 and C_0 set the PLL center frequency, R_1 sets the system bandwidth, and C_1 sets the loop filter time constant and the loop damping factor. C_F and R_F form a one-pole post-detection filter for the FSK data output. The resistor R_3 ($= 510 \text{ K}\Omega$) from Pin 7 to Pin 8 introduces positive feedback across the FSK comparator to facilitate rapid transition between output logic states.

Recommended component values for some of the most commonly used FSK bands are given in Table 1.

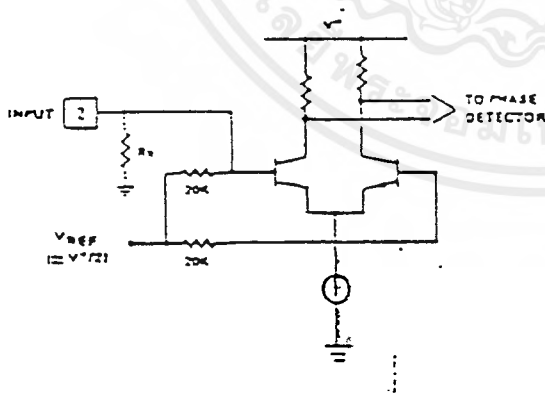
Design Instructions:

The circuit of Figure 9 can be tailored for any FSK decoding application by the choice of five key circuit components: R_0 , R_1 , C_0 , C_1 and C_F . For a given set of FSK mark and space frequencies, f_1 and f_2 , these parameters can be calculated as follows:

- a) Calculate PLL center frequency, f_0 :

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

- b) Choose value of timing resistor R_0 to be in the range of $10 \text{ K}\Omega$ to $100 \text{ K}\Omega$. This choice is arbitrary.



$$V_{IN \text{ MINIMUM}} = V - \left[\frac{10K}{R_2 - 20K} \right] = 2.5 \text{ mV (PEAK)}$$

Figure 3. Desensitizing Input Stage

The recommended value is $R_0 = 20 \text{ K}\Omega$. The final value of R_0 is normally fine-tuned with the series potentiometer, R_X .

- c) Calculate value of C_0 from design equation (1) or from Figure 8:

$$C_0 = 1/R_0 f_0$$

- d) Calculate R_1 to give a Δf equal to the mark space deviation:

$$R_1 = R_0 [C_0 (f_1 - f_2)]$$

- e) Calculate C_1 to set loop damping. (See design equation No. 4):

Normally, $\zeta = 1/2$ is recommended.

$$\text{Then: } C_1 = C_0 / 4 \text{ for } \zeta = 1/2$$

- f) Calculate Data Filter Capacitance, C_F .

For $R_F = 100 \text{ K}\Omega$, $R_3 = 510 \text{ K}\Omega$, the recommended value of C_F is:

$$C_F = 3 / (\text{Saud Rate}) \mu\text{F}$$

Note: All calculated component values except R_0 can be rounded to the nearest standard value, and R_0 can be varied to fine-tune center frequency, through a series potentiometer, R_X . (See Figure 9.)

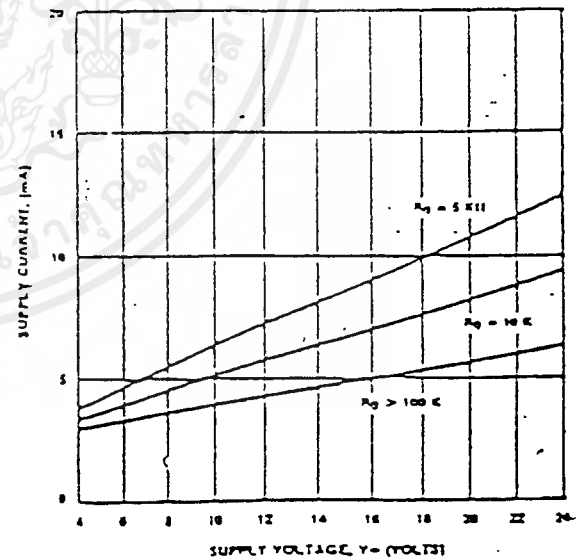


Figure 4. Typical Supply Current vs V_{ϕ} (Logic Outputs Open Circuited)

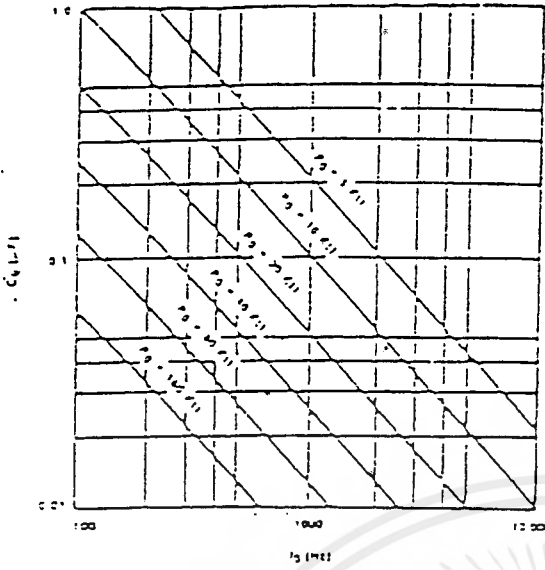


Figure 5. VCO Frequency vs Timing Resistor

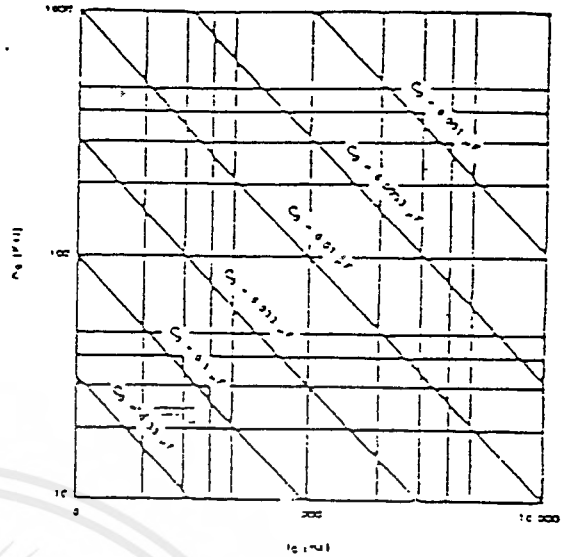


Figure 6. VCO Frequency vs Timing Capacitor

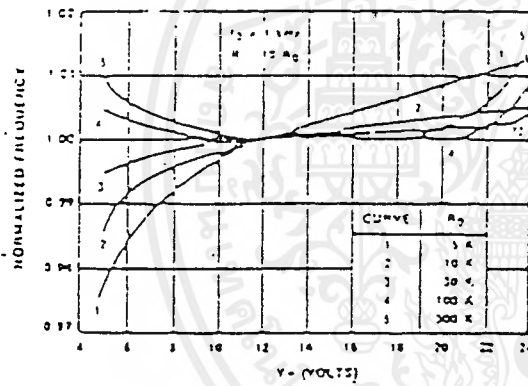


Figure 7. Typical I_Q vs Power Supply Characteristics

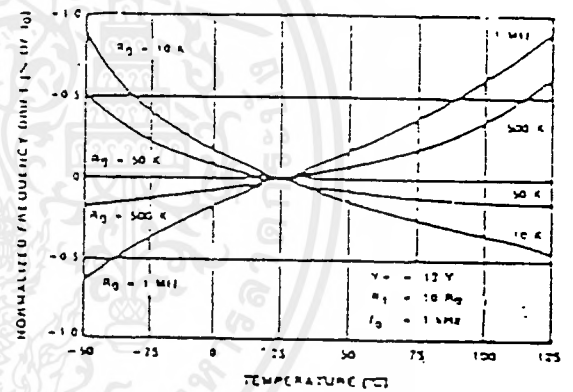


Figure 8. Typical Center Frequency Drift vs Temperature

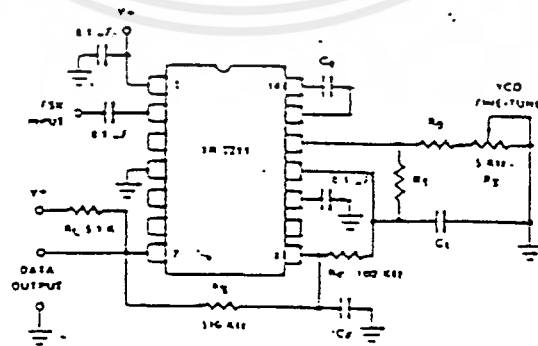


Figure 9. Circuit Connection for FSK Decoding

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

XR-2211

Design Example:

75 Baud FSK demodulator with mark space frequencies of 1110/1170 Hz

Step 1: Calculate f_0 : $f_0 = (1110 + 1170) / 2 = 1140$ Hz

Step 2: Choose R_0 - 20 K Ω (18 K Ω fixed resistor in series with 5 K Ω potentiometer)

Step 3: Calculate C_0 from Figure 6: $C_0 = 0.044$ μ F

Step 4: Calculate R_1 : $R_1 = R_0 (224C_0/50) = 150$ K Ω

Step 5: Calculate C_1 : $C_1 = C_0/4 = 0.011$ μ F

Note: All values except R_0 can be rounded to nearest standard value.

Table 1. Recommended Component Values for Commonly Used FSK Bands.
(See Circuit of Figure 9.)

FSK BAND	COMPONENT VALUES
300 Baud $f_1 = 1070$ Hz $f_2 = 1270$ Hz	$C_0 = 0.039$ μ F $C_F = 0.005$ μ F $C_1 = 0.01$ μ F $R_0 = 18$ K Ω $R_1 = 100$ K Ω
300 Baud $f_1 = 2025$ Hz $f_2 = 2225$ Hz	$C_0 = 0.022$ μ F $C_F = 0.005$ μ F $C_1 = 0.0047$ μ F $R_0 = 18$ K Ω $R_1 = 200$ K Ω
1200 Baud $f_1 = 1200$ Hz $f_2 = 2200$ Hz	$C_0 = 0.027$ μ F $C_F = 0.0022$ μ F $C_1 = 0.01$ μ F $R_0 = 18$ K Ω $R_1 = 30$ K Ω

FSK DECODING WITH CARRIER DETECT:

The lock detect section of XR-2211 can be used as a carrier detect option, for FSK decoding. The recommended circuit connection for this application is shown in Figure 10. The open collector lock detect output, Pin 6, is shorted to data output (Pin 7). Thus, data output

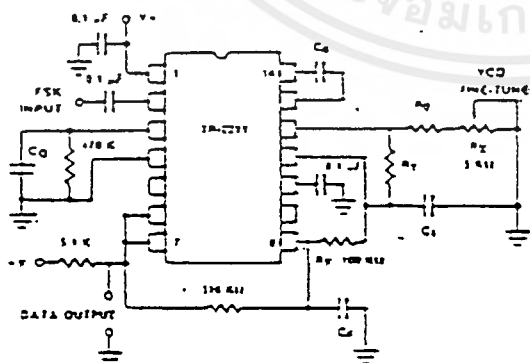


Figure 10. External Connectors for FSK Demodulation with Carrier Detect Capability

Note: Data Output is "Low" When No Carrier is Present.

will be disabled at "low" state, until there is a carrier within the detection band of the PLL, and the Fin-5 output goes "high," to enable the data output.

The minimum value of the lock detect filter capacitance C_D is inversely proportional to the capture range, Δf_c . This is the range of incoming frequencies over which the loop can acquire lock and is always less than the tracking range. This is further limited by C_1 . For most applications, $\Delta f_c > \Delta f/2$. For $R_D = 470$ K Ω , the approximate minimum value of C_D can be determined by:

$$C_D (\mu\text{F}) \geq 16 / \text{capture range in Hz.}$$

With values of C_D that are too small, chatter can be observed on the lock detect output as an incoming signal frequency approaches the capture bandwidth. Excessively large values of C_D will slow the response time of the lock detect output.

TONE DETECTION:

Figure 11 shows the generalized circuit connection for tone detection. The logic outputs, Q and \bar{Q} at Pins 5 and 6 are normally at "high" and "low" logic states, respectively. When a tone is present within the detection band of the PLL, the logic state at these outputs become reversed for the duration of the input tone. Each logic output can sink 5 mA of load current.

Both logic outputs at Pins 5 and 6 are open collector type stages, and require external pull-up resistors R_{L1} and R_{L2} , as shown in Figure 11.

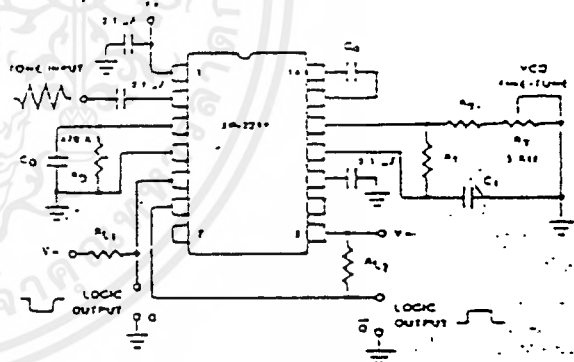


Figure 11. Circuit Connection for Tone Detection

With reference to Figures 2 and 11, the functions of the external circuit components can be explained as follows: R_0 and C_0 set VCO center frequency; R_1 sets the detection bandwidth; C_1 sets the low pass-loop filter time constant and the loop damping factor. R_{L1} and R_{L2} are the respective pull-up resistors for the Q and \bar{Q} logic outputs.

Design Instructions:

The circuit of Figure 11 can be optimized for any tone detection application by the choice of the 5 key circuit components: R_0 , R_1 , C_0 , C_1 and C_D . For a given input,

the tone frequency, f_0 , these parameters are calculated as follows:

- a) Choose R_0 to be in the range of 15 K Ω to 100 K Ω . This choice is arbitrary.
- b) Calculate C_0 to set center frequency, f_0 equal to f_s (see Figure 8): $C_0 = 1/R_0 f_s$
- c) Calculate R_1 to set bandwidth = Δf (see design equation No. 5):

$$R_1 = R_0 (f_0 / \Delta f)$$

Note: The total detection bandwidth covers the frequency range of $f_0 \pm \Delta f$.

- d) Calculate value of C_1 for a given loop damping factor:

$$C_1 = C_0 / 16 \zeta^2$$

Normally $\zeta = 1/2$ is optimum for most tone detector applications, giving $C_1 = 0.25 C_0$.

Increasing C_1 improves the out-of-band signal rejection, but increases the PLL capture time.

- e) Calculate value of filter capacitor C_D . To avoid chatter at the logic output, with $R_D = 470$ K Ω , C_D must be:

$$C_D (\mu F) \geq (16 / \text{capture range in Hz})$$

Increasing C_D slows down the logic output response time.

Design Examples:

Tone detector with a detection band of 1 kHz \pm 20 Hz

- a) Choose $R_0 = 20$ K Ω (18 K Ω in series with 5 K Ω potentiometer).
- b) Choose C_0 for $f_0 = 1$ kHz (from Figure 8): $C_0 = 0.05 \mu F$.
- c) Calculate R_1 : $R_1 = (R_0) (1000/20) = 1$ M Ω .
- d) Calculate C_1 : for $\zeta = 1/2$, $C_1 = 0.25 C_0 = 0.013 \mu F$.
- e) Calculate C_D : $C_D = 16/38 = 0.42 \mu F$.
- f) Fine-tune center frequency with 5 K Ω potentiometer, R_X .

LINEAR FM DETECTION:

XR-2211 can be used as a linear FM detector for a wide range of analog communications and telemetry applications. The recommended circuit connection for this application is shown in Figure 12. The demodulated output is taken from the loop phase detector output (Pin 11), through a post-detection filter made up of R_F and C_F , and an external buffer amplifier. This buffer amplifier is necessary because of the high impedance output

at Pin 11. Normally, a non-inverting unity gain op amp can be used as a buffer amplifier, as shown in Figure 12.

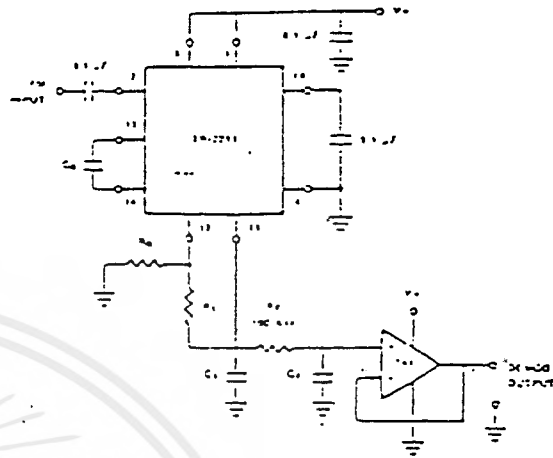


Figure 12. Linear FM Detector Using XR-2211 and an External Op Amp. (See Section on Design Equation for Component Values.)

The FM detector gain, i.e., the output voltage change per unit of FM deviation can be given as:

$$V_{out} = R_1 V_D / 100 R_0 \text{ Volts/\% deviation}$$

where V_D is the internal reference voltage ($V_D = V - 1/2 = 650$ mV). For the choice of external components R_1 , R_0 , C_0 , C_1 and C_D , see section on design equations.

PRINCIPLES OF OPERATION

Signal Input (Pin 2): Signal is ac coupled to this terminal. The internal impedance at Pin 2 is 20 K Ω . Recommended input signal level is in the range of 10 mV rms to 3V rms.

Quadrature Phase Detector Output (Pin 3): This is the high impedance output of quadrature phase detector and is internally connected to the input of lock detect voltage comparator. In tone detection applications, Pin 3 is connected to ground through a parallel combination of R_0 and C_0 (see Figure 2) to eliminate the chatter at lock detect outputs. If the tone detect section is not used, Pin 3 can be left open circuited.

Lock Detect Output, Q (Pin 5): The output at Pin 5 is at "high" state when the PLL is out of lock and goes to "low" or conducting state when the PLL is locked. It is an open collector type output and requires a pull-up resistor, R_1 , to $V+$ for proper operation. At "low" state, it can sink up to 5 mA of load current.

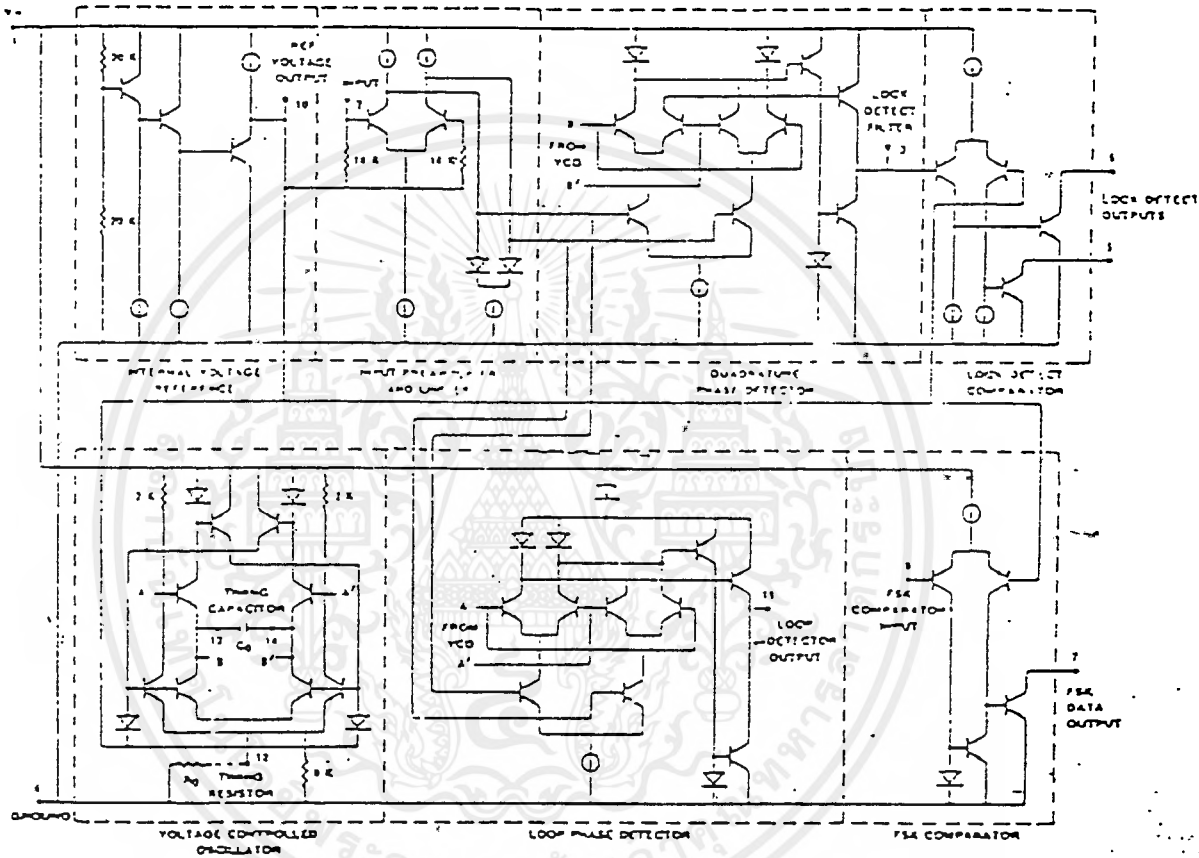
Lock Detect Complement, \bar{Q} (Pin 6): The output at Pin 6 is the logic complement of the lock detect output at Pin 5. This output is also an open collector type stage which can sink 5 mA of load current at low or "on" state.

XR-2211

FSK Data Output (Pin 7): This output is an open collector logic stage which requires a pull-up resistor, R_L , to V^+ for proper operation. It can sink 5 mA of load current. When decoding FSK signals, FSK data output is at "high" or "off" state for low input frequency, and at "low" or "on" state for high input frequency. If no input signal is present, the logic state at Pin 7 is indeterminate.

FSK Comparator Input (Pin 8): This is the high impedance input to the FSK voltage comparator. Normally, an FSK post-detection or data filter is connected between this terminal and the PLL phase detector output (Pin 11). This data filter is formed by R_F and C_F of Figure 2. The threshold voltage of the comparator is set by the internal reference voltage, V_R , available at Pin 10.

EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM





XR-2206

Monolithic Function Generator

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01 Hz to more than 1 MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications, requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20 ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range, with an external control voltage, having a very small effect on distortion.

FEATURES

Low Sine Wave Distortion	0.5%, Typical
Excellent Temperature Stability	20 ppm/°C, Typical
Wide Sweep Range	2000:1, Typical
Low Supply Sensitivity	0.01%/V, Typical
Linear Amplitude Modulation	
NTL Compatible FSK Controls	
Wide Supply Range	10V to 25V
Adjustable Duty Cycle	1% to 99%

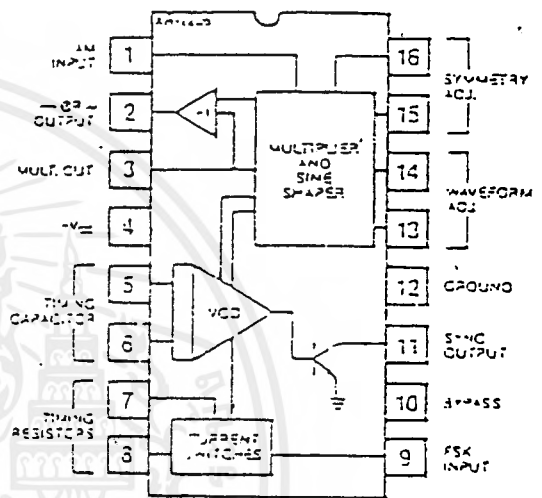
APPLICATIONS

Waveform Generation
Sweep Generation
WFM Generation
AF Conversion
FSK Generation
Phase-Locked Loops (VCO)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	25V
Power Dissipation	750 mW
Derate Above 25°C	5 mW/°C
Max. Timing Current	6 mA
Storage Temperature	-25°C to +150°C

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2206M	Ceramic	-55°C to +125°C
XR-2206N	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206P	Plastic	0°C to +70°C
XR-2206CN	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206CP	Plastic	0°C to +70°C

SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks: a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO actually produces an output frequency proportional to an input current, which is produced by a resistor from the timing terminals to ground. The current switches route one of the timing pins current to the VCO controlled by an FSK input pin, to produce an output frequency. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK Generation Applications.

XR-2206

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 1, $V_T = 12V$, $T_A = 25^\circ$, $C = 0.01 \mu F$, $R_1 = 100 k\Omega$, $R_2 = 10 k\Omega$, $R_3 = 25 k\Omega$ unless otherwise specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

PARAMETERS	XR-2206M			XR-2206C			UNITS	CONDITIONS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
GENERAL CHARACTERISTICS								
Single Supply Voltage	10		25	10		25	V	
Split-Supply Voltage	± 5		± 13	± 5		± 13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10 k\Omega$
OSCILLATOR SECTION								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000 \mu F$, $R_1 = 1 k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50 \mu F$, $R_1 = 2 M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 4		± 2		% of f_0	$f_0 = 1/R_1 C$
Temperature Stability		± 10	± 50		± 20		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$, $R_1 = R_2 = 20 k\Omega$
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$, $R_1 = R_2 = 20 k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1		2000:1			$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1 k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2 M\Omega$
Sweep Linearity							%	$f_L = 1 kHz$, $f_H = 10 kHz$
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 100 kHz$, $f_H = 100 kHz$
1000:1 Sweep		8			3		%	$\pm 10\%$ Deviation
FM Distortion		0.1			0.1		%	
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	See Figure 4.
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	k Ω	
Triangle Sine Wave Output								See Note 1, Figure 2.
Triangle Amplitude		160			160		mV/ $\sqrt{\Omega}$	Figure 1, S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	50	80		60		mV/ $\sqrt{\Omega}$	Figure 1, S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		V p-p	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Amplitude Stability		± 600			± 800		ppmv/ $^\circ C$	See Note 2.
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30 k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figures 6 and 7.
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		k Ω	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		V p-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		nsec	$C_L = 10 pF$
Fall Time		50			50		nsec	$C_L = 10 pF$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2 mA$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	$V_{IT} = 25V$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Note 1: Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See Figure 2.
 Note 2: For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

XR-2206

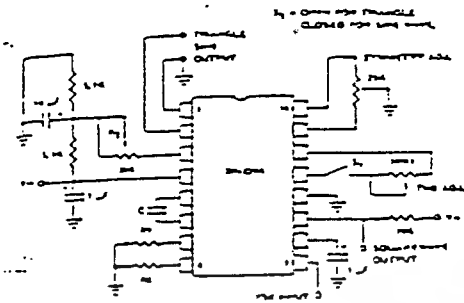


Figure 1. Basic Test Circuit.

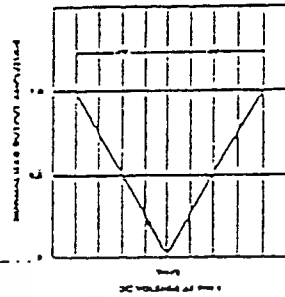


Figure 5. Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pm 1).

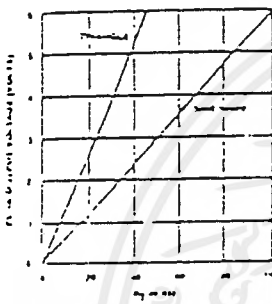


Figure 2. Output Amplitude as a Function of the Resistor, Rj, at Pm 1.

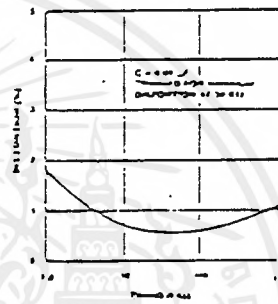


Figure 5. Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

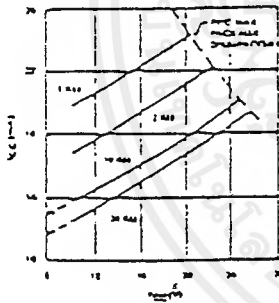


Figure 3. Supply Current versus Supply Voltage, Timing, R.

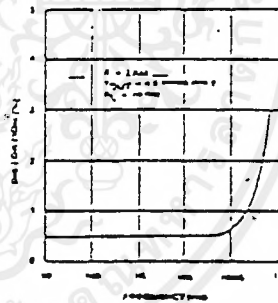


Figure 7. Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

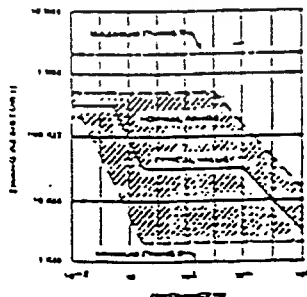


Figure 4. A versus Oscillation Frequency.

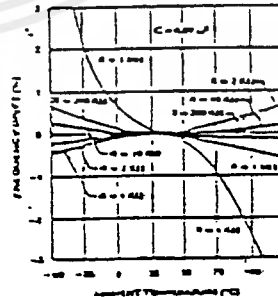


Figure 5. Frequency Offset versus Temperature.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

XR-2206

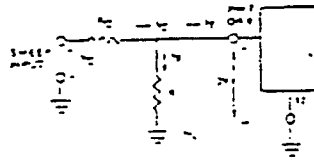


Figure 9. Circuit Connection for Frequency Sweep.

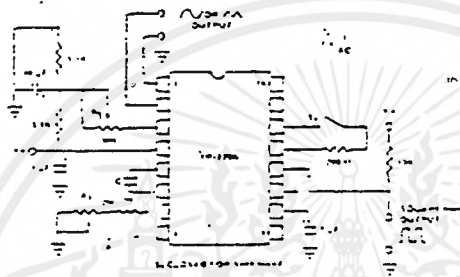


Figure 10. Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment. (See Figure 2 for Choice of R_2).

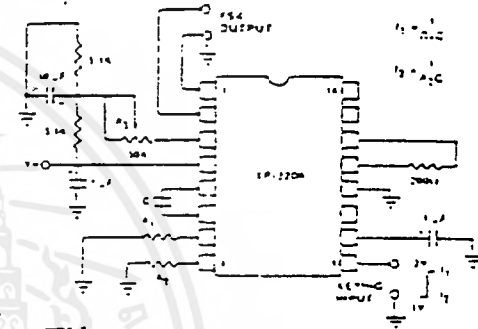


Figure 12. Sinusoidal PSK Generator.

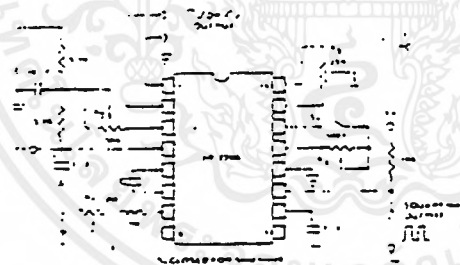


Figure 11. Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. (R_2 Determines Output Swing—See Figure 2.)

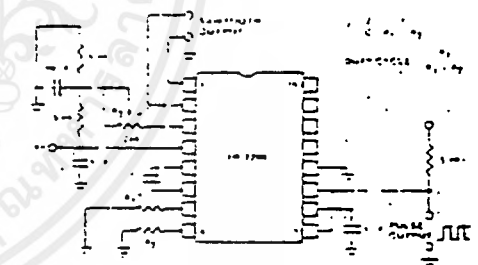


Figure 13. Circuit for Pulse and Ramp Generation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

XR-2206

Frequency-Shift Keying:

XR-2206 can be operated with two separate timing resistors, R_1 and R_2 , connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in Figure 12. Depending on polarity of the logic signal at Pin 9, either one or the other of these timing resistors is activated. If Pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage $\geq 2V$, only R_1 is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is $\leq -V$, only R_2 is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels, f_1 and f_2 , as:

$$f_1 = 1/R_1C \text{ and } f_2 = 1/R_2C$$

In split-supply operation, the keying voltage at Pin 9 is referenced to $-V$.

Output DC Level Control:

The dc level at the output (Pin 2) is approximately the same as the dc bias at Pin 3. In Figures 10, 11 and 12, Pin 3 is biased midway between V and ground, to produce an output dc level of $-V/2$.

APPLICATIONS INFORMATION

Sine Wave Generation

Output External Adjustment:

Figure 10 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer, R_3 at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than $V/2$, and the total distortion (THD) is $< 2.5\%$. If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of Figure 10 can be converted to split-supply operation, simply by replacing all ground connections with $-V$. For split-supply operation, R_3 can be directly connected to ground.

External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to $\approx 0.5\%$ by additional adjustments as shown in Figure 11. The potentiometer, R_A , adjusts the sidebanding resistor, and R_B provides the fine adjustment of the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

Set R_B at midpoint, and adjust R_A for minimum distortion.

With R_A set as above, adjust R_B to further reduce distortion.

Triangle Wave Generation

The circuits of Figures 10 and 11 can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 3 and 14 (i.e., S_1 open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

FSK Generation

Figure 12 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted, by the choice of timing resistors, R_1 and R_2 ; the keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with $-V$.

Pulse and Ramp Generation

Figure 13 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shifts itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99%, by the choice of R_1 and R_2 . The values of R_1 and R_2 should be in the range of 1 k Ω to 2 M Ω .

PRINCIPLES OF OPERATION

Description of Controls

Frequency of Operation:

The frequency of oscillation, f_0 , is determined by the external timing capacitor, C , across Pin 5 and 6, and by the timing resistor, R , connected to either Pin 7 or 8. The frequency is given as:

$$f_0 = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either R or C . The recommended values of R , for a given frequency range, as shown in Figure 4. Temperature stability is optimum for 4 k Ω $< R < 200$ k Ω . Recommended values of C are from 1000 pf to 100 μ F.

Frequency Sweep and Modulation:

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current, I_T , drawn from Pin 7 or 8:

$$f = \frac{320 I_T \text{ (mA)}}{C \text{ (\mu F)}} \text{ Hz}$$

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points, and are internally biased at $+3V$, with respect to Pin 12. Frequency varies linearly with I_T over a wide range of current values, from 1 μ A to 3 mA. The frequency can be controlled by applying a control voltage, V_C , to the activated timing pin as shown in Figure 9. The frequency of oscillation is related to V_C as:

$$f = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{R}{RC} \left(1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

XR-2206

where V_C is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain, K , is given as:

$$K = 2112V_C = - \frac{0.32}{R_{CC}} \text{ Hz/V}$$

CAUTION: For safety operation of the circuit, I_T should be limited to $\leq 3 \text{ mA}$.

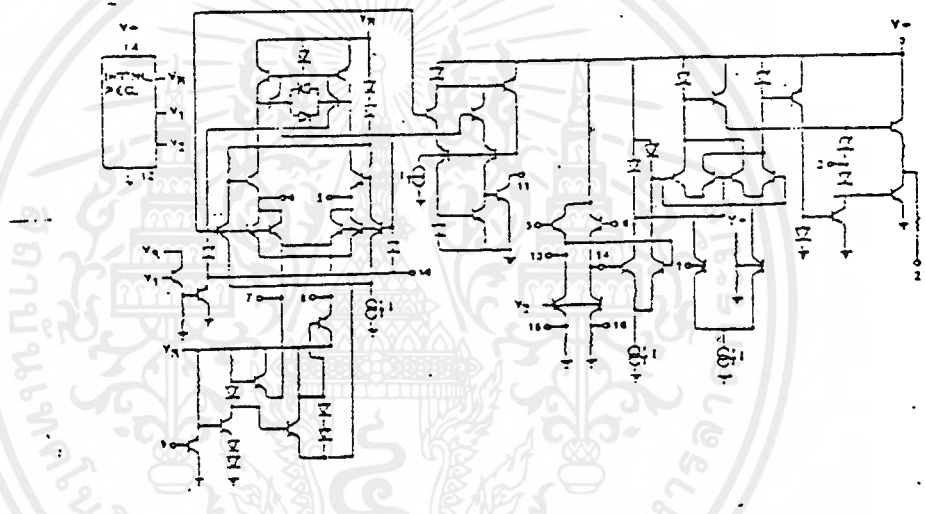
Output Amplitude:

Maximum output amplitude is inversely proportional to the external resistor, R_3 , connected to Pin 3 (see Figure 2). For sine wave output, amplitude is approximately 60 mV peak per $k\Omega$ of R_3 ; for triangle, the peak amplitude is approximately 150 mV peak per $k\Omega$ of R_3 . Thus, for example, $R_3 = 50 \text{ k}\Omega$ would produce approximately $\pm 3 \text{ V}$ sinusoidal output amplitude.

Amplitude Modulation:

Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance at Pin 1 is approximately 100 $k\Omega$. Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within ± 4 volts of $V_T/2$ as shown in Figure 5. As this bias level approaches $V_T/2$, the phase of the output signal is reversed, and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed-carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55 dB.

CAUTION: AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply, since the output amplitude now becomes a function of V_T .



EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM

source program

```

#include <graphics.h>
#include <conio.h>
#include <dos.h>
#include <stdio.h>
#include <process.h>
#include <bios.h>

#define ESC 0x011B

void initgraphics();
void display1();
void temp1(int,int,int,int);
void temp5();
void temp6();
void man();
void onepage();
void menu();
void init_port(int,unsigned char);
unsigned char rport(int);

unsigned char TENTEMP[10] = {0,0,0,0,0,0,0,0,0,0};
unsigned char TENTEMPX[10] = {0,0,0,0,0,0,0,0,0,0};

struct time t;
struct date d;
unsigned char data[200];
unsigned char hour[200];
unsigned char min[200];
unsigned char sec[200];
int year[200];

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

int day[200];
int mon[200];
unsigned int cnt = 0;
unsigned char rdata;

:
:
void main(void)
{

clrscr();

init_port(1,0x83);

menu();
}

void menu(void)
{
int key;
int command = 0;
unsigned int cnt1;

printf("\n\n\n\n\n\n\n");
printf("===== \n");
printf("REMOTE TEMPERATURE MEASUREMENT SYSTEM\n");
printf("===== \n");
printf("\n");
printf("1. GRAPH\n");
printf("2. RECORD\n");
printf("3. EXIT\n");
printf("\n");
printf("Please select menu...");

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
scanf("%d",&command);
```

```
switch(command)
```

```
{
```

```
case 1:
```

```
initgraphics();
```

```
do
```

```
{
```

```
key = bioskey(1);
```

```
rdata = rport(1);
```

```
data[cnt] = rdata;
```

```
gettime(&t);
```

```
hour[cnt] = t.ti_hour;
```

```
min[cnt] = t.ti_min;
```

```
sec[cnt] = t.ti_sec;
```

```
getdate(&d);
```

```
year[cnt] = d.da_year;
```

```
day [cnt] = d.da_day;
```

```
mon [cnt] = d.da_mon;
```

```
cnt++;
```

```
TENTEMPX[0] = TENTEMP[0];
```

```
TENTEMPX[1] = TENTEMP[1];
```

```
TENTEMPX[2] = TENTEMP[2];
```

```
TENTEMPX[3] = TENTEMP[3];
```

```
TENTEMPX[4] = TENTEMP[4];
```

```
TENTEMPX[5] = TENTEMP[5];
```

```
TENTEMPX[6] = TENTEMP[6];
```

```
TENTEMPX[7] = TENTEMP[7];
```

```
TENTEMPX[8] = TENTEMP[8];
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
TENTEMPX[9] = TENTEMP[9];
```

```
TENTEMP[0] = TENTEMP[1];
```

```
TENTEMP[1] = TENTEMP[2];
```

```
TENTEMP[2] = TENTEMP[3];
```

```
TENTEMP[3] = TENTEMP[4];
```

```
TENTEMP[4] = TENTEMP[5];
```

```
TENTEMP[5] = TENTEMP[6];
```

```
TENTEMP[6] = TENTEMP[7];
```

```
TENTEMP[7] = TENTEMP[8];
```

```
TENTEMP[8] = TENTEMP[9];
```

```
TENTEMP[9] = rdata;
```

```
man();
```

```
delay(6000);
```

```
}while(key != ESC);
```

```
closegraph();
```

```
menu();
```

```
break;
```

```
case 2:
```

```
clrscr();
```

```
printf(" D/M/Y      H/M/S      TEMPERATURE\n");
```

```
printf("\n");
```

```
for(cnt1 = 0;cnt1 < 20;cnt1++)
```

```
{
```

```
printf(" %02d:%02d:%02d %02d:%02d:%02d      %f\n",day[cnt1]
```

```
,mon[cnt1],year[cnt1],hour[cnt1],min[cnt1],sec[cnt1],data[cnt1]/1.28);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

}
getch();
clrscr();
printf(" D/M/Y      H/M/S      TEMPERATURE\n");
printf("\n");
for(cnt1 = 0;cnt1 < 20;cnt1++)
{
printf(" %02d:%02d:%02d  %2d:%02d:%02d      %f\n",day[20+cnt1]
,mon[20+cnt1],year[20+cnt1],hour[20+cnt1],min[20+cnt1],sec[20+cnt1]
,data[20+cnt1]/1.28);
}
getch();
clrscr();
printf(" D/M/Y      H/M/S      TEMPERATURE\n");
printf("\n");
for(cnt1 = 0;cnt1 < 20;cnt1++)
{
printf(" %02d:%02d:%02d  %2d:%02d:%02d      %f\n",day[40+cnt1]
,mon[40+cnt1],year[40+cnt1],hour[40+cnt1],min[40+cnt1],sec[40+cnt1]
,data[40+cnt1]/1.28);
}
getch();
clrscr();
printf(" D/M/Y      H/M/S      TEMPERATURE\n");
printf("\n");
for(cnt1 = 0;cnt1 < 20;cnt1++)
{
printf(" %02d:%02d:%02d  %2d:%02d:%02d      %f\n",day[60+cnt1]
,mon[60+cnt1],year[60+cnt1],hour[60+cnt1],min[60+cnt1],sec[60+cnt1]
,data[60+cnt1]/1.28);
}

```

```

getch();
clrscr();
printf(" D/M/Y      H/M/S      TEMPERATURE\n");
printf("\n");
for(cnt1 = 0;cnt1 < 20;cnt1++)
{
printf(" %02d:%02d:%02d  %2d:%02d:%02d      %f\n",day[80+cnt1]
,mon[80+cnt1],year[80+cnt1],hour[80+cnt1],min[80+cnt1],sec[80+cnt1]
,data[80+cnt1]/1.28);
}
getch();
clrscr();
menu();
break:

case 3:
exit(0);
break;

default:
break;
}

return;
}

void init_port(int port,unsigned char code)
{
union REGS r;

r.x.dx = port

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

r.h.ah = 0;
r.h.al = code;

```

```

int86(0x14,&r,&r);
return;
}

```

```

unsigned char rport(int port)

```

```

{
    union REGS r;

    r.x.dx = port;
    r.h.ah = 2;
    int86(0x14,&r,&r);

    return r.h.al;
}

```

```

void man(void)

```

```

{

    display1();

    return;
}

```

```

void initgraphics(void)

```

```

{

    int gdriver = DETECT;
    int gmode;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

initgraph(&gdriver,&gmode,"c:\\tc\\bgi");
return;
}

```

```

void display1(void)
{
    setbkcolor(BLACK);
    rectangle(0,0,638,478);
    setcolor(BLUE);
    rectangle(2,2,636,50);
    setfillstyle(1,BLUE);
    floodfill(4,4,BLUE);
    setcolor(DARKGRAY);
    rectangle(2,430,636,476);
    setfillstyle(1,DARKGRAY);
    floodfill(4,440,DARKGRAY);
    setcolor(YELLOW);
    outtextxy(230,25,"DEGREE OF TEMPERATURE");
    setcolor(CYAN);
    outtextxy(275,70,"CELSIUS");
    setcolor(15);
    outtextxy(520,460,"ESC to exit");
    setcolor(CYAN);
    line(25,90,574,90);
    line(25,90,25,115);
    line(86,90,86,115);
    line(147,90,147,115);
    line(208,90,208,115);
    line(269,90,269,115);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

line(330,90,330,115);
line(391,90,391,115);
line(452,90,452,115);
line(513,90,513,115);
line(574,90,574,115);
line(300,90,300,80);

temp6();

temp5();

setcolor(15);

temp1(20,120,33,320);
temp1(81,120,94,320);
temp1(142,120,155,320);
temp1(203,120,216,320);
temp1(264,120,277,320);
temp1(325,120,338,320);
temp1(386,120,399,320);
temp1(447,120,460,320);
temp1(508,120,521,320);
temp1(569,120,582,320);

setcolor(YELLOW);

outtextxy(9,370,"TEMP1");
outtextxy(70,370,"TEMP2");
outtextxy(129,370,"TEMP3");
outtextxy(191,370,"TEMP4");
outtextxy(252,370,"TEMP5");
outtextxy(313,370,"TEMP6");
outtextxy(374,370,"TEMP7");
outtextxy(435,370,"TEMP8");
outtextxy(496,370,"TEMP9");
outtextxy(554,370,"TEMP10");

return;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

}

void temp1(int x1,int y1,int x2,int y2)
{
    int cnt1;
    int cnt2;
    int cnt3;

    setcolor(GREEN);
    rectangle(x1,y1,x2,y2);
    rectangle(x1-1,y1-1,x2+1,y2+1);
    rectangle(x1-2,y1-2,x2+2,y2+2);
    setcolor(BLUE);
    rectangle(x1-12,y2+20,x2+12,y2+35);
    setfillstyle(1,BLUE);
    floodfill(x1-6,y2+21,BLUE);
    setcolor(13);
    outtextxy(x1-5,y2+25,"");
    setcolor(15);
    for(cnt1 = 0;cnt1 < 11;cnt1++)
    {
        line(x2-4,y2-(cnt1*20),x2,y2-(cnt1*20));
    }
    for(cnt3 = 0;cnt3 < 50;cnt3++)
    {
        line(x2-1,y2-(cnt3*4),x2,y2-(cnt3*4));
    }
    setcolor(15);
    for(cnt2 = 0;cnt2 < 10;cnt2++)
    {
        outtextxy(x2+7+(cnt2*61),y1+0,"100");
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

outtextxy(x2+7+(cnt2*61),y1+20,"90");
outtextxy(x2+7+(cnt2*61),y1+40,"80");
outtextxy(x2+7+(cnt2*61),y1+60,"70");
outtextxy(x2+7+(cnt2*61),y1+80,"60");
outtextxy(x2+7+(cnt2*61),y1+100,"50");
outtextxy(x2+7+(cnt2*61),y1+120,"40");
outtextxy(x2+7+(cnt2*61),y1+140,"30");
outtextxy(x2+7+(cnt2*61),y1+160,"20");
outtextxy(x2+7+(cnt2*61),y1+180,"10");
outtextxy(x2+7+(cnt2*61),y1+200,"0");
}
return;
}

void temp5(void)
{
int cnt1;

setcolor(RED);
for(cnt1 = 0 ;cnt1 < 10;cnt1++)
{
line(20+(cnt1*61),(320-TENTEMP[cnt1]/1.28),
(33+(cnt1*61)),(320-TENTEMP[cnt1]/1.28));
line(20+(cnt1*61),(321-TENTEMP[cnt1]/1.28),
(33+(cnt1*61)),(321-TENTEMP[cnt1]/1.28));
line(20+(cnt1*61),(322-TENTEMP[cnt1]/1.28),
(33+(cnt1*61)),(322-TENTEMP[cnt1]/1.28));
}
return;
}

```

```

void temp6(void)
{
    int cnt1;
    setcolor(BLACK);
    for(cnt1 = 0;cnt1 < 10;cnt1++)
    {
        line(20+(cnt1*61),(320-TENTEMPX[cnt1]/1.28),
        (33+(cnt1*61)),(320-TENTEMPX[cnt1]/1.28));
        line(20+(cnt1*61),(321-TENTEMPX[cnt1]/1.28),
        (33+(cnt1*61)),(321-TENTEMPX[cnt1]/1.28));
        line(20+(cnt1*61),(322-TENTEMPX[cnt1]/1.28),
        (33+(cnt1*61)),(322-TENTEMPX[cnt1]/1.28));
    }
    return;
}

```





“Data Acquisition and Conversion” Electronic Laboratory , Dept of Electronics ,
LAB EL327 , p 1-34

“Basic of Data Conversion”

“ADC0809” , National Data Acquisition Databook , National Semiconductor Corporation
, 1995 , p 2-51 - 2-61 , p 2.4 - 2.6

“DAC0800” , National Data Acquisition Databook , National Semiconductor Corporation
, 1995 , p 3-3 - 3-14

“TL431” , Analog/Interface Ics, Device Vol.2 , Motorola (DL128/D, REV6),
p. 5-18 - 5-27

Zuch Eugene L , Data Acquisition and Conversion handbook , Datel-Intersil Mass ,
1979

Data Conversion / Acquisition Databook , National , Cal. 1980

“เครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณไฟฟ้าร่างกายแบบเชิงเลขสำหรับใช้ในห้อง ICU”
ประกาศ สุวรรณะ และ บริษัท บินมุกดา , การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 20 ,
2540 , หน้า 837 - 843

“สร้างเครื่องต้นแบบระบบไอซีมอนิเตอร์ขนาด 4 เดียง” , รศ.ดร. มนต์ สังวรศิลป์ , อ.
พิชัย คุศิริวานิชกร , อ. ประภากร สุวรรณะ , อ. ยุทธนา กิติใจเด็ช , รายงานการวิจัย , สถาบัน
เทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง .

“เครื่องส่งสัญญาณระยะไกล สำหรับใช้ในห้องไอซียู” , นาย นเรศ บุญนำสุข และ นาย
สมชาย เสริมรัฐ .