

รถสำรวจติดกล้องวิดีโอควบคุมโดยคอมพิวเตอร์

EXPLORER CAR WITH VIDEO CAMERA CONTROLLED BY COMPUTER



โดย
นางสาวปิยรัตน์ ม่วงพานิช
นายสุวิทย์ แร่ทอง

ปฏิญานិพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เลขหมึก.....

เลขทะเบียน 37147

วัน, เดือน, ปี - 4 ก.ย. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รถสำรวจติดกล้องวีดีโอควบคุมโดยคอมพิวเตอร์

EXPLORER CAR WITH VIDEO CAMERA CONTROLLED BY COMPUTER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2542

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง **รถสำรวจติดกล้องวิดีโอควบคุมโดยคอมพิวเตอร์**

EXPLORER CAR WITH VIDEO CAMERA CONTROLLED BY COMPUTER

ผู้จัดทำ

1. นางสาวปิยรัตน์ ม่วงพานิช 40013013
2. นายสุวิทย์ แร่ทอง 40013033


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ. ดร. กอบชัย เศรษฐาญ)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รถสำรวจติดกล้องวิดีโอควบคุมโดยคอมพิวเตอร์
EXPLORER CAR WITH VIDEO CAMERA CONTROLLED BY COMPUTER

โดย นางสาวปิยรัตน์ ม่วงพานิช 40013013

นายสุวิทย์ แร่ทอง 40013033

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. กอบชัย เศรษฐาญ

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นโครงการที่ใช้คอมพิวเตอร์มาควบคุมหุ่นยนต์ โดยผ่านคลื่นวิทยุ เพื่อที่จะสามารถบังคับหุ่นยนต์ได้ในระยะไกลๆ ให้เข้าไปสำรวจพื้นที่ที่อันตรายแทนมนุษย์ได้ การส่งงานจะส่งข้อมูลเป็นทอคาจ จากคอมพิวเตอร์ไปยังตัวแปลงข้อมูล และส่งออกอากาศไปยังตัวหุ่นยนต์ แล้วแปลงข้อมูลกลับคืน เพื่อส่งให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผลข้อมูลและปฏิบัติตามคำสั่งต่อไป

ABSTRACT

This project uses computer to control the robot depending on radio wave . It can be controlled from long distance and used for exploring the dangerous places instead of using the persons . The data has been transferred step by step by computer into data translator , before transmitting the radio wave to receiver . Finally , it will convert the data back in order to process and act as the command that have been programmed by microcontroller.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 มาตรฐาน RS-232C	3
2.1.1 ลักษณะสัญญาณ RS-232C	3
2.1.2 การกำหนดจุดต่อของ RS-232C	4
2.2 โมเด็ม	4
2.2.1 การทำงานของโมเด็ม	5
2.3 การส่งข้อมูล DIGITAL ในรูปแบบ FSK	7
2.3.1 XR-2206 วงจรเข้ารหัส FSK	7
2.3.1.1 การทำงานของ XR-2206	7
2.3.1.2 การผลิต FSK (Frequency Shift Keying)	9
2.3.2 XR-2211 วงจรถอดรหัส FSK	10
2.3.2.1 ลักษณะโดยทั่วไปของไอซี XR-2211	10
2.3.2.2 โครงสร้างภายในของไอซี XR-2211	10
2.3.2.3 การนำไอซี XR-2211 ไปใช้ในการตีเทคสัญญาณ FSK	12
2.4 สถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์แบบชิพเดี่ยวตระกูล 51	13
2.4.1 ข้อดีของ MCS-51	13
2.4.2 การทำงานของ 8051	14
2.4.3 ไคอะแกรมเวลาของการติดต่อกับหน่วยความจำ	15
2.4.4 การเขียนข้อมูลไปยังหน่วยความจำสำหรับข้อมูลภายนอก 8051	17
2.4.5 AT89C51/52 และ AT89C1051/2051	17
2.4.6 คุณสมบัติทั่วไปของ AT89C51/52	18
2.4.7 สภาวะสงบ	19
2.4.8 โหมดประหยัดพลังงาน	20
2.4.9 ขั้นตอนการโปรแกรม	21
2.4.10 การโปรแกรม AT89C1051/2051	22
2.5 ทฤษฎีการรับส่งคลื่นวิทยุ	22
2.5.1 ฟรีควอนซีมอดูเลชัน	23
2.5.2 เฟสมอดูเลชัน	24
2.5.3 ความถี่ข้างเคียงและดัชนีมอดูเลชัน	26
2.5.4 เครื่องส่งสัญญาณคลื่นวิทยุ	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6	วิธีโอเซนเคอร์	33
2.6.1	การทำงานของวงจร	34
2.6.2	การต่อเครื่องวิธีโอเซนเคอร์	34
2.6.3	หลักการแพร่ภาพ	34
2.6.4	ความถี่โทรทัศน์ช่องต่าง ๆ	36
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	37
3.1	หลักการออกแบบ	37
3.2	การแปลงสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณ TTL	38
3.3	วงจรถ่ายรหัส FSK	38
3.4	วงจรถอดรหัส FSK	40
3.5	มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	42
3.6	วงจรถับเคลื่อนมอเตอร์	44
3.7	ส่วนการออกแบบคอนโทรลเลอร์	46
3.8	ส่วนของวงจรมัลติเพล็กซ์และไอซีออปโต	48
3.9	ส่วนของการติดต่อกับและแสดงผลทางคอมพิวเตอร์	49
3.10	ส่วนของการออกแบบตัวรถสำรวจ	52
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	54
4.1	วงจรถ่ายระดับแรงดันเป็น TTL	54
4.2	ส่วนของการแปลงสัญญาณ FSK	55
4.2.1	วงจรถ่ายรหัส	55
4.2.2	วงจรถอดรหัส	57
4.3	ส่วนของภาคไคร้ฟมอเตอร์	59
4.4	การส่งข้อมูลแบบไร้สายโดยเครื่องส่งวิทยุ	61
4.5	ส่วนของซอฟต์แวร์	63
4.6	ส่วนของการรับสัญญาณภาพวิธีโอ	63
บทที่ 5	บทวิจารณ์และบทสรุป	67

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 Block Diagram ของโครงงาน	1
รูปที่ 2.1 การใช้ RS-232C เชื่อมต่ออุปกรณ์	3
รูปที่ 2.2 ย่านของแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ในสัญญาณ RS-232C	4
รูปที่ 2.3 การกำหนดของขั้วต่อ RS-232	4
รูปที่ 2.4 การแปลงสัญญาณของโมเด็ม	5
รูปที่ 2.5 มาตรฐานของโมเด็ม 103 โมเด็มแบบฟูลดูเพล็กซ์ อัตราส่งต่ำ	5
รูปที่ 2.6 มาตรฐานของ CCITT V.21 โมเด็มแบบฟูลดูเพล็กซ์ อัตราส่งต่ำ	6
รูปที่ 2.7 โมเด็มชนิดเบล 202 ฮาร์ฟดูเพล็กซ์	6
รูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานและขาต่างๆ ของ XR-2206	8
รูปที่ 2.9 วงจรผลิตสัญญาณ FSK รูปใ้ช้กันอย่างง่าย โดยใช้แหล่งจ่ายไฟเดียว	10
รูปที่ 2.10 แสดงโครงสร้างภายในของไอซี XR-2211	11
รูปที่ 2.11 แสดงวงจรการต่อ ไอซี XR-2211	12
รูปที่ 2.12 Timing Diagram ของการอ่าน โปรแกรมจากหน่วยความจำภายนอก	15
รูปที่ 2.13 Timing Diagram ของการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำสำหรับข้อมูลภายนอก 8051	16
รูปที่ 2.14 Timing Diagram ของการเขียนข้อมูลไปยังหน่วยความจำสำหรับข้อมูลภายนอก 8051	17
รูปที่ 2.15 แสดงการจัดขาใช้งานของ AT89C51/52 และ AT89C1051/2051	19
รูปที่ 2.16 การต่อใช้งานขณะ โปรแกรมเข้าไปใน AT89C51/52	21
รูปที่ 2.17 การทดสอบการ โปรแกรมใน AT89C51/52	22
รูปที่ 2.18 แสดงสัญญาณพาหะสัญญาณข้อมูลและสัญญาณ FM และ PM	23
รูปที่ 2.19 สัญญาณ ไชน่ปกติ สัญญาณ ไชน่ที่มีเฟสนำ 90 องศาและเฟสตาม 90 องศา	25
รูปที่ 2.20 วงจร Indirect FM	26
รูปที่ 2.21 แสดงแถบความถี่ของสัญญาณ FM	26
รูปที่ 2.22 วงจรซูเปอร์เฮตเทอร์โรไดน์	31
รูปที่ 2.23 บล็อกไดอะแกรมแสดงการต่อวีดีโอเซนเซอร์	33
รูปที่ 2.24 แสดงบล็อกไดอะแกรมการแพร่ภาพโทรทัศน์	35
รูปที่ 3.1 Block Diagram โดยรวมของโครงงาน	37
รูปที่ 3.2 วงจร MAX-232	38
รูปที่ 3.3 วงจร XR-2206	40
รูปที่ 3.4 วงจร XR-2211	42
รูปที่ 3.5 แสดงหลักการของมอเตอร์	42
รูปที่ 3.6 (a) วงจรมอเตอร์ไฟตรง	43
รูปที่ 3.6 (b) วงจรสมมูลของมอเตอร์ที่เขียนแทนด้วยแรงเคลื่อนไฟสวน	43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.7 วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์	44
รูปที่ 3.8 วงจร V-3155	46
รูปที่ 3.9 (a) แผนผังแสดงการควบคุมรถสำรวจ	47
รูปที่ 3.9 (b) แผนผังแสดงการควบคุมรถสำรวจ (ต่อ)	48
รูปที่ 3.10 การต่อไอซีบัฟเฟอร์เข้า MCS PORT 1	48
รูปที่ 3.11 การต่อไอซีออกไปได้	49
รูปที่ 3.12 แสดงหน้าตาต่างแรก	50
รูปที่ 3.13 แสดงหน้าตาต่างควบคุมรถสำรวจ	50
รูปที่ 3.14 แสดงหน้าตาควิสิโอเก่า	51
รูปที่ 3.15 แสดงวิธีการใช้โปรแกรมควบคุมรถสำรวจ	51
รูปที่ 3.16 แสดงรูปภาพของตัวรถสำรวจที่ติดตั้งวีดิโอเซนเซอร์	52
รูปที่ 3.17 แสดงรูปภาพตัวรถสำรวจที่ถ่ายระยะใกล้	53
รูปที่ 4.1 วงจรแปลงระดับแรงดันเป็นสัญญาณ TTL	54
รูปที่ 4.2 แสดงผลการทดลองวงจรเปลี่ยนระดับแรงดันเป็นสัญญาณ TTL	55
รูปที่ 4.3 วงจร FSK Encoder โดยใช้ไอซี XR-2206	56
รูปที่ 4.4 แสดงผลการทดลองวงจร FSK Encoder	56
รูปที่ 4.5 วงจร FSK Decoder โดยใช้ไอซี XR-2211	57
รูปที่ 4.6 แสดงผลการทดลองเมื่อวัดเอาต์พุตของวงจร XR-2206 เทียบกับเอาต์พุตของวงจร XR-2211	58
รูปที่ 4.7 แสดงผลการทดลองเมื่อวัดอินพุตของวงจร XR-2206 เทียบกับเอาต์พุตของวงจร XR-2211	58
รูปที่ 4.8 แสดงผลการทดลองเมื่อวัดเอาต์พุตของฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ที่ความถี่ 600 Hz แรงดัน 10 V _p เทียบกับเอาต์พุตของวงจร XR-2211	59
รูปที่ 4.9 แสดงการต่อวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ใช้งานจริง	60
รูปที่ 4.10 การต่อวงจรทดลองเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ 150.10 MHz	61
รูปที่ 4.11 แสดงผลการทดลองเมื่อวัดอินพุตของ FSK ENCODE เทียบกับเอาต์พุตของ FSK DECODE โดยส่งผ่านเครื่องรับส่งวิทยุย่านความถี่ 150.10 MHz	62
รูปที่ 4.12 แสดงผลการทดลองเมื่อวัดสเปกตรัมของเครื่องส่งวิทยุย่านความถี่ 150.10MHz	62
รูปที่ 4.13 แสดงผลการทดลองเมื่อวัดย่านความถี่วีดิโอเซนเซอร์	64
รูปที่ 4.14 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อตรง โดยไม่ใช้วีดิโอเซนเซอร์	65
รูปที่ 4.15 แสดงผลการทดลองเมื่อใช้เครื่องส่งวีดิโอเซนเซอร์แบบไร้สาย	66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 การกำหนดย่านแรงดันไฟฟ้า	3
ตารางที่ 2.2 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของ AT89C1051/2051 และ AT89C51/52	18
ตารางที่ 2.3 ตารางล๊อคบิตเพื่อป้องกันการเขียนแบบโปรแกรมของ AT89C51/52	20
ตารางที่ 2.4 ตารางการเซ็ค่าสัญญาณขณะทำการโปรแกรมของ AT89C51/52	21
ตารางที่ 4.1 แสดงผลการทดลองภาคไคร์ฟอมเตอร์	60
ตารางที่ 4.2 แสดงผลการทดลองการควบคุมคำสั่งระหว่างโปรแกรมวิซวลกับบอร์ดคอนโทรลเลอร์	63



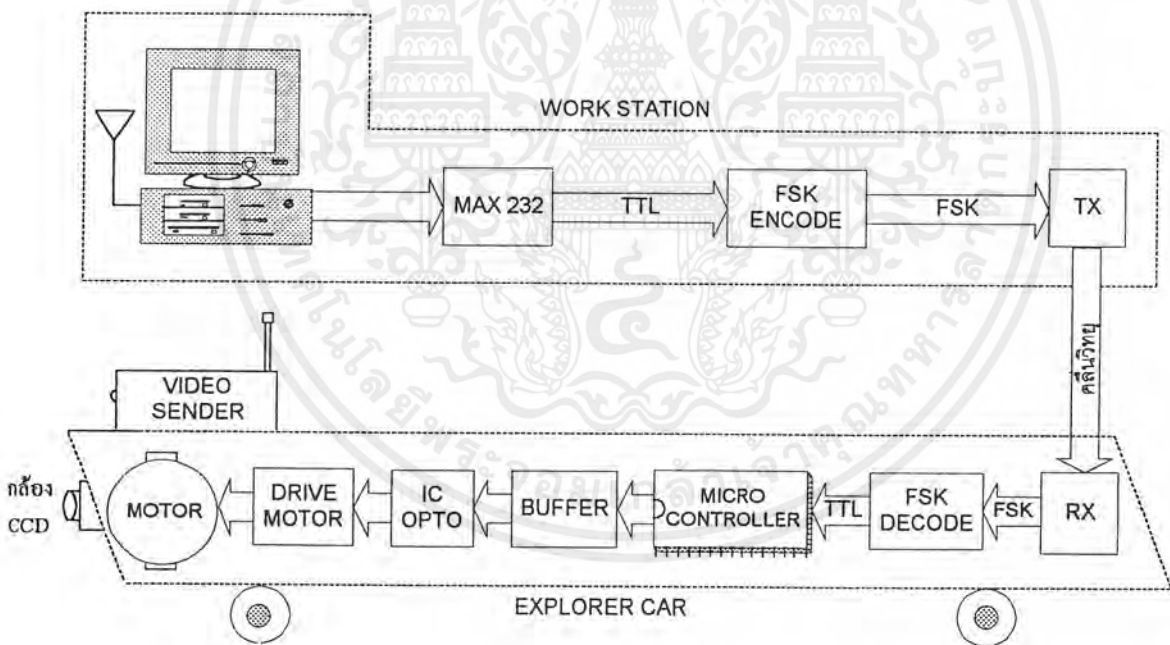
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

หุ่นยนต์หรือโรบอด (Robot) เกิดจากการที่คนหลายๆ คนให้ความเห็นที่ตรงกัน และเรียกสิ่งนั้นว่าเป็น “หุ่นยนต์” หรือมักจะใช้คำว่า “โรบอติก” (Robotic) เพื่ออธิบายถึงเครื่องจักรที่ถูกออกแบบมา ให้ทำงานโดยอัตโนมัติด้วยตัวของมันเอง โดยการที่เราต้องโปรแกรมสั่งงานให้กับหุ่นยนต์นั้น ปฏิบัติตามคำสั่ง จะเห็นว่าในปัจจุบันหุ่นยนต์ได้เข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวันของมนุษย์มากขึ้น โดยเทคโนโลยีที่มนุษย์คิดค้นและผลิตขึ้นไม่มีวันหยุดยั้ง เมื่อนมนุษย์ต้องการความสะดวกสบายมากขึ้น จึงได้มีการพัฒนารูปแบบหุ่นยนต์ให้ใช้งานได้หลาย ๆ ด้าน เช่น ใช้เป็นเครื่องทุ่นแรง เครื่องอำนวยความสะดวก หรือแม้แต่ในด้านการสำรวจ

ในการสำรวจสถานที่ที่อาจเป็นพื้นที่อันตราย ซึ่งมนุษย์ไม่อาจเข้าไปสำรวจหรือเก็บข้อมูลได้โดยตรง จึงจำเป็นต้องมีอุปกรณ์หรือเครื่องมือที่ทำหน้าที่แทนมนุษย์ ดังนั้นรถสำรวจจึงเข้ามามีบทบาททางด้านวิศวกรรมในทางสำรวจ เช่น การสำรวจเหมืองแร่ การสำรวจพื้นที่ที่มีวัตถุระเบิด หรือสารเคมี ฯลฯ โดยมีการควบคุมจากระยะไกล ซึ่งโครงการนี้เป็นการสร้างรถสำรวจควบคุมโดยคอมพิวเตอร์แบบไร้สาย โดยมีกล้องวิดีโอที่ตัวรถ และส่งข้อมูลภาพกลับมายังคอมพิวเตอร์



รูปที่ 1.1 Block Diagram ของ โครงการ

จากรูปที่ 1.1 แสดงให้เห็นถึงหลักการการทำงานของรถสำรวจ โดยจะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ ส่วน WORK STATION ที่ทำหน้าที่สั่งงานไปควบคุมตัวรถ และส่วนของ EXPLORER CAR ที่ทำหน้าที่รับข้อมูลคำสั่งมาและปฏิบัติตามคำสั่งนั้น เราจะทำการเขียนโปรแกรมสั่งงาน โดยใช้โปรแกรม Visual Basic เพื่อที่จะคอนโทรลตัวรถให้ปฏิบัติตามคำสั่ง เช่น เดินหน้า ถอยหลัง เป็นต้น สัญญาณที่ออกจาก COMPUTER จะเป็นระดับแรงดัน +12 V และ -12 V ผ่านวงจร MAX-232 ทำหน้าที่แปลงระดับแรงดันเป็นสัญญาณ TTL แล้วจึงนำไปเข้ารหัสแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FSK (Frequency Shift Keying) ส่งออกอากาศด้วยคลื่นวิทยุ และตัวรถจะทำการรับข้อมูลมาแปลงกลับเป็นสัญญาณ TTL อีกที โดยเข้าวงจรถอดรหัส FSK จากนั้นก็เข้าพอร์ทอนุกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ และเขียนโปรแกรมรับคำสั่งที่ได้มาควบคุมวงจรไคร์พมอเตอร์อีกที

ในส่วนของการออกแบบรูปลักษณะของรถสำรวจนั้น เราได้นำหุ่นยนต์รับ-ส่งเอกสาร ซึ่งเป็นโปรเจกต์ปี 2541 มาทำการ โมดิฟายใหม่ โดยการติดกล้องวิดีโอเข้าไป และเปลี่ยนการควบคุมเป็นแบบไร้สาย โดยใช้โปรแกรม Visual Basic ดังที่กล่าวมาแล้ว ดังนั้นรูปลักษณะของรถสำรวจจึงค่อนข้างใหญ่เหมือนคันเดิม แต่เป็นการประหยัดงบประมาณได้มาก ส่วนกล้องวิดีโอที่เราเลือกใช้โมดูลกล้อง CCD และ VDO SENDER ซึ่งเป็นโมดูลสำเร็จรูปในการส่งสัญญาณ VDO ที่ได้จากกล้อง CCD โดยที่หลังคอมพิวเตอร์จะต้องมี CARD สำเร็จรูปในการรับสัญญาณ TV/VDO ดังกล่าว โดยเราได้เลือกใช้ CARD TV TUNER ยี่ห้อ PHILLIP ซึ่งจะรับสัญญาณภาพดังกล่าวได้

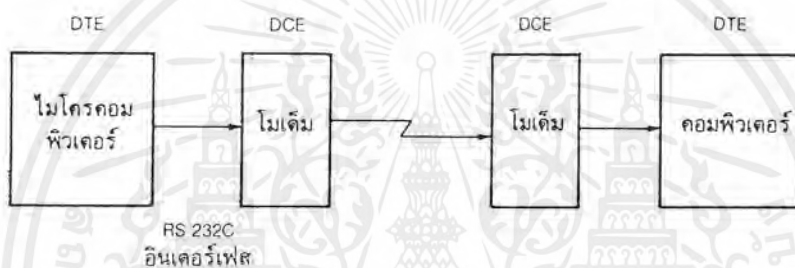


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ

2.1 มาตรฐาน RS 232C

ในปี 1969 EIA (Electronic Industries Association) หอวิจัย Bell และบรรดาผู้ผลิตอุปกรณ์สื่อสารได้ร่วมกันจัดตั้งมาตรฐาน EIA RS-232 ซึ่งต่อมาไม่นานได้ปรับปรุงเป็น RS-232C และ RS-232D และยังมีมาตรฐานคล้ายกัน ซึ่งออกโดยองค์กรระหว่างประเทศคือ Consolative Committee on International Telegraphy and Telephony (CCITT) โดยจุดประสงค์ของมาตรฐานตัวนี้ ก็เพื่อบรรยายคุณลักษณะของการเชื่อมต่ออุปกรณ์รับส่ง ข้อมูลปลายทาง (Data Terminal Equipment DTE) กับ อุปกรณ์สื่อสารข้อมูล (Data Communication Equipment DCE) DTE หมายถึงตัวไมโครคอมพิวเตอร์ และ DCE หมายถึง โมเด็ม



รูปที่ 2.1 การใช้ RS-232C เชื่อมต่ออุปกรณ์

RS-232C สามารถเชื่อมต่อการถ่ายโอนข้อมูลได้จาก 0-20,000 บิตต่อวินาที ซึ่งเพียงพอสำหรับไมโครคอมพิวเตอร์ที่มีขนาดอัตราบอด 110 ถึง 9600 บอด ความยาวของสายเชื่อมต่อ โดยสัญญาณตามมาตรฐานของ RS-232C จำกัดอยู่แค่ 50 ฟุต ซึ่งเพียงพอสำหรับการสื่อสารไมโครคอมพิวเตอร์กับอุปกรณ์รอบนอก

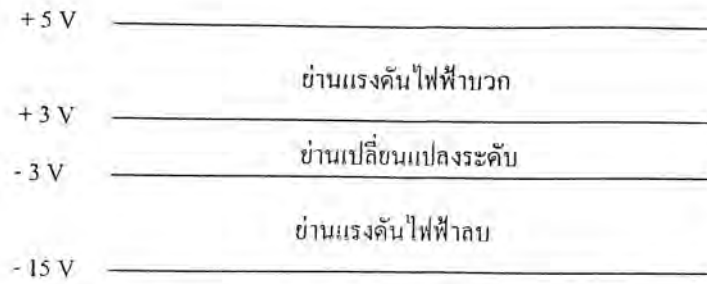
2.1.1 ลักษณะสัญญาณ RS-232C

เพื่อเป็นหลักประกันว่าข้อมูลถูกส่งออกไปอย่างถูกต้อง และอุปกรณ์ถูกควบคุมอย่างถูกต้องจำเป็นจะต้องมีข้อตกลงกันในเรื่องของสัญญาณที่ใช้ มาตรฐาน RS-232C กำหนดย่านของแรงดันไฟฟ้าในสัญญาณ เพื่อสนองจุดประสงค์ข้างบน ดังแสดงในตารางที่ 2.1 และรูป 2.2

ตารางที่ 2.1 การกำหนดย่านของแรงดันไฟฟ้า

มาตรฐานของการใช้แรงดันไฟฟ้า			
แรงดันไฟฟ้า	สถานภาพลอจิก	สถานภาพของสัญญาณ	ฟังก์ชันในการควบคุม
บวก	0	สเปซ	ON
ลบ	2	มาร์ค	OFF

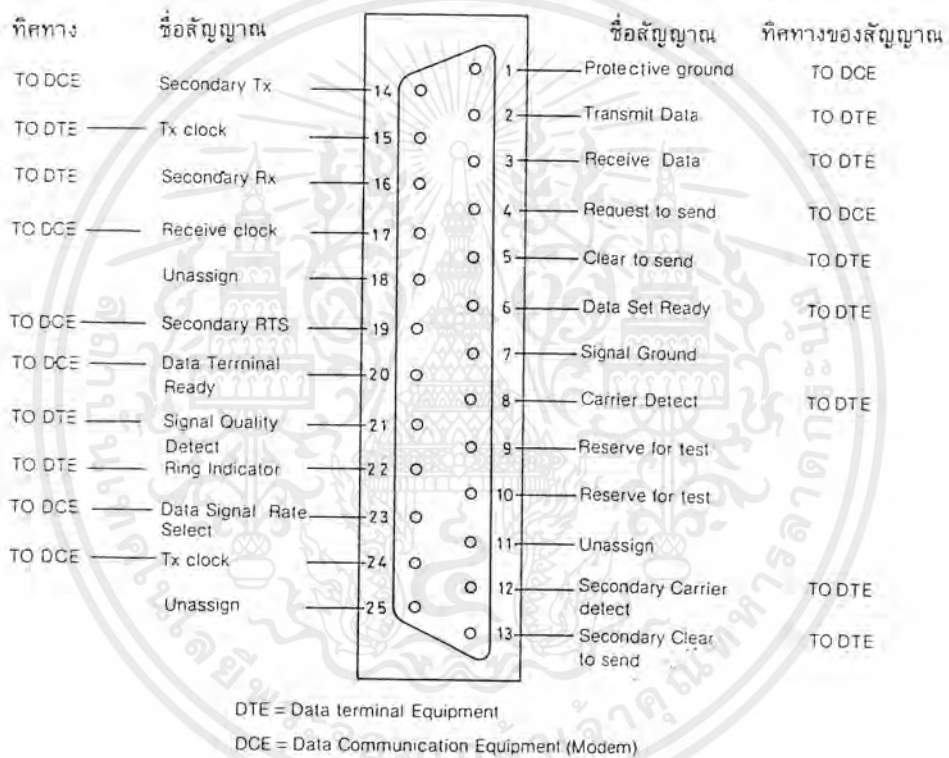
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 ข่านของแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ในสัญญาณ RS-232C

2.1.2 การกำหนดจุดเชื่อมต่อของ RS-232C

ในทางฟิสิกส์แล้ว มาตรฐานของ RS-232C กำหนดขื่อต่อแบบ DB-25 แต่ละขาของขื่อต่อกำหนดไว้ดังรูปที่ 2.3



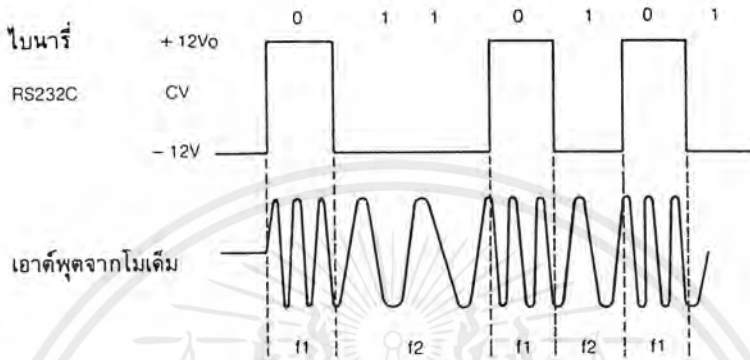
รูปที่ 2.3 การกำหนดขของขื่อต่อ RS-232

2.2 โมเด็ม

โมเด็มนำมาจาก Modulator Demodulator ใช้ในการแปลงสัญญาณทางลจิกให้เหมาะสมก่อนที่จะส่งผ่านตัวกลางที่มีความกว้างของแถบคลื่นต่ำๆ อย่างเช่น สายโทรศัพท์ ทำไมสัญญาณทางลจิกส่งออกโดยตรงไม่ได้ เพราะสัญญาณลจิกมีลักษณะเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม "0" และ "1" ซึ่งอาจจะแทนด้วยค่าของแรงดันสองค่า คลื่นรูปสี่เหลี่ยมประกอบด้วยรูปคลื่นรูปไซน์หลายความถี่เป็นทวีคูณของความถี่พื้นฐาน หากผ่านตัวกลางที่มีแถบความกว้างของคลื่นต่ำแล้วความถี่สูงๆ ก็จะหายไป เหลือสัญญาณที่ปลายทางผิดเพี้ยนไปจากเดิม โดยเฉพาะ โทรศัพท์ถูกออกแบบให้ใช้กับการสื่อสารที่เป็นเสียงมนุษย์ แถบความกว้างของคลื่นแค่ 3 กิโลเฮิร์ตซ์เท่านั้น ทางฝ่ายรับก็ต้องเปลี่ยนสัญญาณที่ถูกแปลงมานี้กลับเป็นสัญญาณทางลจิก และมีขบวนการที่ตรงกันข้ามกับฝ่ายส่ง อุปกรณ์ทั้งสองนี้จึงเรียกว่า โมเด็ม (Modem) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

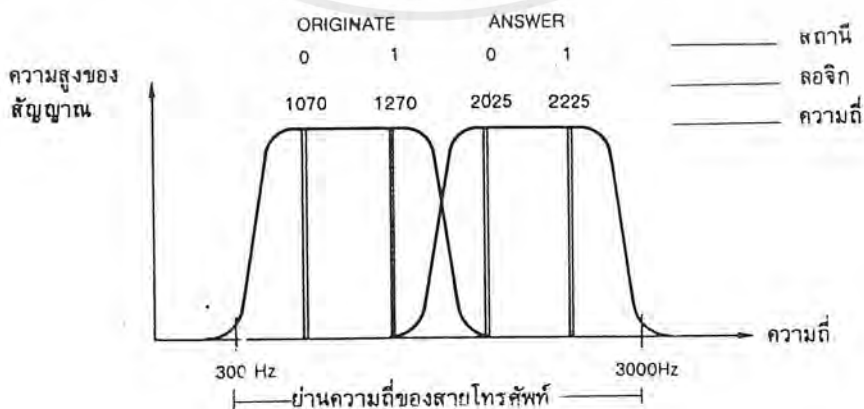
2.2.1 การทำงานของโมเด็ม

แรกเริ่มการแปลงสัญญาณลอจิก ให้เหมาะสมกับการส่งผ่านไปในสายโทรศัพท์ที่ใช้วิธีการที่เรียกว่า frequency shift keying คือใช้ความถี่เสียงสองความถี่สำหรับสำหรับแทนสัญญาณลอจิก “0” และ “1” ฝ่ายรับก็พยายามจับเอาสองความถี่ที่ว่านี้มาแปลงเป็นสัญญาณลอจิกกลับคืน ความถี่ของเสียงต้องห่างกันพอที่จะแยกออกจากกันได้โดยวงจรอิเล็กทรอนิกส์ และไม่ห่างจนตกของความสามารถของสายโทรศัพท์จะนำพาไปได้ รูปที่ 2.4 แสดงหลักการการทำงานของ FSK



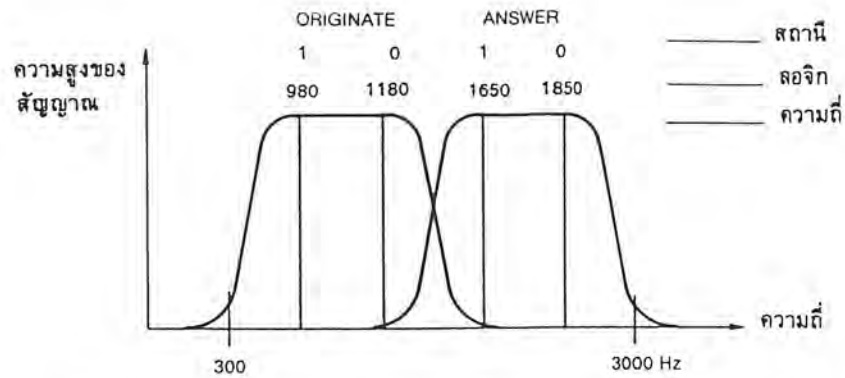
รูปที่ 2.4 การแปลงสัญญาณของโมเด็ม

เนื่องจากแถบความถี่คลื่นที่สายโทรศัพท์ยอมให้ผ่านไปได้อยู่ในช่วง 300 Hz ถึง 3000Hz เราสามารถแบ่งความถี่ในย่านนั้นออกเป็น 4 คลื่นเสียงที่สำคัญ สำหรับสถานีส่งสองเสียงและสถานีรับสองเสียง เนื่องจากเราต้องการให้การติดต่อเป็นฟูลดูเพล็กซ์ คือทั้งรับและส่งได้ในเวลาเดียวกัน จำเป็นจะต้องแยกสถานีออกเป็นสองฝ่าย ฝ่ายหนึ่งเรียก originate หรือฝ่ายเริ่มการติดต่อ และอีกฝ่ายเรียกว่า answer ฝ่าย originate จะใช้ความถี่สำหรับส่งสองความถี่ สำหรับสัญญาณลอจิก “0” และ “1” ฝ่าย answer จะต้องใช้ความถี่อีกสองความถี่ที่แตกต่างไปจากฝ่ายส่ง เพื่อป้องกันการรบกวนกันเอง สำหรับแทนสัญญาณลอจิก “0” และ “1” จะได้รับและส่งในเวลาเดียวกันเป็นฟูลดูเพล็กซ์ได้ ซึ่งมีมาตรฐานอยู่ 2 แห่งคือระบบ CCITT และของบริษัทเบลเทลิโฟน สำหรับโมเด็มที่มีความเร็วไม่เกิน 300 บอด ห้องปฏิบัติการวิจัยเบลใช้มาตรฐาน 103 ส่วนไทยเราใช้มาตรฐานของ CCITT V.21 ดังแสดงในรูปที่ 2.5 และรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.5 มาตรฐานของ โมเด็ม 103 โมเด็มแบบฟูลดูเพล็กซ์ อัตราส่งต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

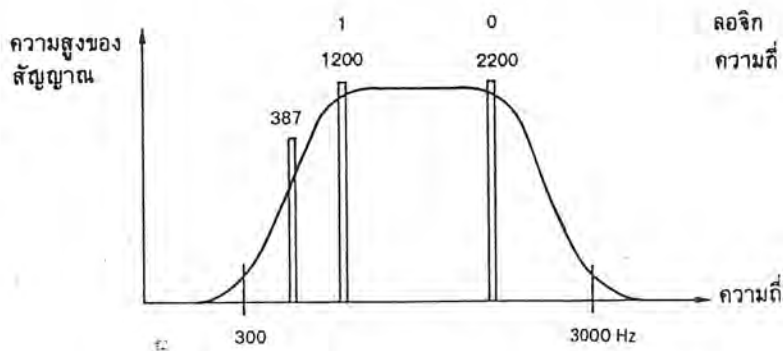


รูปที่ 2.6 มาตรฐานของ CCITT V.21 โมเด็มแบบฟูลูเพล็กซ์ อัตราส่งค่า

จากรูปจะพบว่าสถานะรับและสถานะส่งใช้ความถี่ต่างกันในการมอดูเลต สัญญาณลอจิก “0” และ “1” การตีมอดูเลตก็จะต้องให้ตรงกับความถี่ของฝ่ายตรงกันข้ามส่งมา เช่น โมเด็มชนิด CCITT V.21 ถ้าหากใช้เป็นผู้เริ่มการติดต่อ จะส่งสัญญาณลอจิก “1” ด้วยความถี่ 980 Hz ลอจิก “0” ด้วยความถี่ 1180 Hz ขณะเดียวกันจะต้องรับด้วยความถี่ 1650 และ 1850 ทั้งรับและส่งของโมเด็มจำเป็นต้องมีวงจรกรองความถี่เพื่อป้องกันความถี่อื่นหลงเข้ามารบกวนเครื่องรับ

เนื่องจากความถี่ของเสียงที่ใช้มีความถี่ต่ำ การมอดูเลตแบบ FSK ข่อมทำให้การถ่ายโอนข้อมูลเร็วกว่าความถี่นั้น ไม่ได้แน่นอน เนื่องจากวงจรรับจะต้องตีเทกให้ได้ว่ามีความถี่เปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นอย่างน้อย ความถี่จะต้องปรากฏให้เห็น 2 ถึง 3 ไซเคิลเป็นอย่างน้อย ลองคำนวณดูง่าย ๆ ความถี่ต่ำสุดที่ใช้ในโมเด็มชนิด 103 คือ 1070 Hz ต้องใช้อย่างน้อย 2 ไซเคิลต่อการมอดูเลต 1 บิต จะเห็นว่าการถ่ายโอนข้อมูลจะช้ากว่า 600 บิตต่อวินาทีได้ยาก

ถ้าเราใช้เทคนิค FSK เหมือนเดิมแต่แยกความถี่ของสองเสียงที่ใช้แทน “0” และ “1” ให้ห่างกันจำนวนไซเคิลที่ใช้มอดูเลตก็จะน้อยลง เราจะแยกความถี่ให้ห่างกัน ใค้ก็ต้องส่งได้ทีละข้างหรือเป็นแบบฮาล์ฟูเพล็กซ์ระบบเบค 202 ใช้เทคนิคอันนี้ในการส่งข้อมูลด้วยความเร็ว 1200 บอด แบบฮาล์ฟูเพล็กซ์โดยใช้ความถี่ 1200 แทนมาร์ก และ 2200 แทนสเปซ และเพื่อเป็นการประกันว่าฝ่ายรับกำลังรับอยู่ ฝ่ายรับจะส่งความถี่ 387 Hz ควบกลับมาให้รู้ว่า กำลังฟังอยู่ บางครั้งความถี่ 387 Hz นี้อาจจะใช้ในการบอกฝ่ายส่งว่า ข้อมูลที่ส่งมามีข้อผิดพลาดอยู่ กรุณาส่งมาใหม่ ดังแสดงในรูปที่ 2.19 แสดงสเปกตรัมของโมเด็ม 202



รูปที่ 2.7 โมเด็มชนิดเบค 202 ฮาล์ฟูเพล็กซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ CCITT หรือที่ใช้กันในประเทศสากล มาตรฐานจะเป็น โมเด็มแบบ V.23 ซึ่งจำลองมาจากเบล 202 แต่จะต่างกันตรงที่มีโหมดให้เลือก 2 โหมด คือ 600 บอด และ 1200 บอด โดยทั้งสองโหมดใช้ความถี่ต่างกัน คือ

	มาร์ก	สเปซ
โหมด 1 (600 บอด)	1300 Hz	1700 Hz
โหมด 2 (1200 บอด)	1300 Hz	2100 Hz

นอกเหนือไปจากนั้น V.23 ยังสามารถให้ฝ่ายรับส่งข้อมูลกลับมาได้ด้วยความเร็ว 75 บอดโดยใช้ FSK จริงๆ 390 Hz แทนมาร์ก และ 450 Hz แทนสเปซ ในกรณีเช่นนี้เหมาะสำหรับการติดต่อกับเทอร์มินัลที่ผู้ใช้ป้อนข้อมูลทางคีย์บอร์ด เนื่องจากความเร็วของการพิมพ์ของมนุษย์คงไม่มีใครทำได้เกิน 100 คำต่อ 8 บิต บวกสตาร์ตบิตอีก 2 บิต รวมแล้ว 200 คำ-นาที เทียบเท่ากับ $40 \times 100/60 = 66$ บิตต่อวินาที

2.3 การส่งข้อมูล DIGITAL ในรูปแบบ FSK

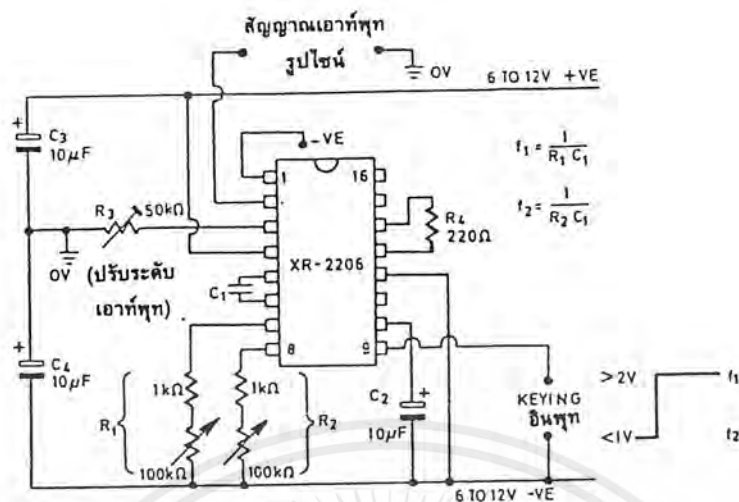
2.3.1 XR-2206 วงจรเข้ารหัส FSK

ไอซีเบอร์ XR-2206 เป็น โมโนลิทิก ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ มีความสามารถในการผลิตคลื่นรูปไซน์ (sine) , รูปคลื่นสามเหลี่ยม (triangle) , สี่เหลี่ยม (square) , แรมป์ (ramp) ได้ โดยที่มีความถี่ตั้งแต่ไม่กี่ Hz จนถึงหลายร้อยกิโลเฮิร์ตโดยต่อกับวงจรภายนอกอีกนิดหน่อย นอกจากนี้ยังสามารถนำไอซี XR-2206 มาควบคุมขนาดและความถี่ (AM และ FM) และ phase shift or frequency shift key ได้อีก

สำหรับ XR-2206 นี้ผลิตโดยบริษัท Exar Integrated System Inc ซึ่งอยู่ในแพคเกจไอซี 16 ขา สามารถที่จะใช้กับไฟเลี้ยง (power supply) ตัวเดียวคือในช่วง 10 ถึง 26 Volt ได้หรืออาจจะใช้ไฟเลี้ยงคู่ได้ ในช่วง 5 ถึง 13 Volt ขณะที่ต้องผลิตสัญญาณคลื่นไซน์ (sine) นั้น ค่า t.h.d. ของสัญญาณนั้นจะมีค่า 2.5 % เมื่อยังไม่มีการปรับแต่ง แต่ก็สามารถปรับให้เหลือเพียง 0.5% ได้ โดยการควบคุมของวงจรที่นำมาต่อรวม โดยที่สัญญาณ output รูปไซน์นี้จะมีขนาดสูงสุด 2 V (rms) และมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ 600 โอห์ม

2.3.1.1 การทำงานของ XR-2206

สัญญาณ FSK เป็นสัญญาณดิจิทัลที่ความถี่เปลี่ยนแปลงตามขนาดของเบสแบนด์พัลส์พีซีเอ็ม โดยทั่วไป FSK มักใช้ในการส่งข้อมูลที่อัตราความเร็วต่ำตามข้อกำหนดรายละเอียด CCITT V.21 และนิยมใช้ FSK ชนิดสองความถี่เท่านั้น เพราะ FSK noncoherent ชนิดสองความถี่สามารถกำเนิดและรับได้ง่ายทำให้มีราคาถูกรูปที่ 2.8 แสดงบล็อกโคอะแกรมแต่ละส่วนของ XR-2206 ซึ่งเป็นแพคเกจขนาด 16 ขา หัวใจสำคัญของส่วนนี้คือ VCO (Voltage control oscillator) ซึ่งจากรูปจะเห็นว่า มีคาปาซิเตอร์จัดเวลา (timing capacitor) ซึ่งมีค่าได้ในช่วง 1000 pF ถึง 100 μ F ต่อที่ขา 5 และ 6 ซึ่งเป็น input ของ VCO



รูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไอคอนการทำงานและขาต่าง ๆ ของ XR-2206

สำหรับตัวต้านทานจับเวลา (timing resistor) นั้นจะต่อกับขา 12 (V) และขา 7 หรือขา 8 ซึ่งจะมีค่าระหว่าง 1 kΩ ถึง 2 MΩ ค่าของตัวต้านทานจับเวลาและตัวเก็บประจุจับเวลานั้นจะมีผลต่อความถี่ในการออสซิลเลท ซึ่งจะมีค่าเท่ากับสมการที่ 1

$$f_o = 1 / RC \quad \text{Hz} \quad (1)$$

จะเห็นว่าเราสามารถที่จะเปลี่ยนค่า R หรือ C เพื่อให้ความถี่เปลี่ยนแปลงได้ แต่เพื่อที่จะให้เกิดการคงตัวของอุณหภูมิ (temperature stability) และความเพี้ยนของสัญญาณไซน์ (sine) น้อยที่สุดควรจะให้ค่าของรีซิสเตอร์มีค่าอยู่ระหว่าง 4 kΩ ถึง 200 kΩ

ในการเลือกต่อตัวต้านทานจับเวลา (timing resistor) นั้นว่าจะต่อกับขา 7 หรือขา 8 นั้นเราพิจารณาโดยดูว่ามีการป้อนสัญญาณที่ขา FSK INPUT (ขา 9) นั้นเปิดวงจรหรือต่อกับสัญญาณแรงดันขนาดมากกว่า 2 Volt จะต่อตัวต้านทานเข้าที่ขา 7 ในทางกลับกัน ถ้าขา FSK INPUT นี้ต่อกับแรงดันไฟฟ้าต่ำกว่า 1 Volt ขา 8 จะต้องต่อตัวต้านทานด้วย

ส่วนของ VCO ของไอซินั้นผลิตรูปคลื่นได้ 2 ชนิดคือ รูปคลื่นแรมพ์ ซึ่งจะป้อนไปที่ส่วนของ multiplier and sine shaper block อีกทีหนึ่ง และรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (rectangular) ซึ่งจะป้อนออกที่ขา output ที่ขา 11 โดยผ่านทรานซิสเตอร์ ซึ่งการผลิตรูปคลื่นนี้ก็ขึ้นอยู่กับตัวเก็บประจุจับเวลา (timing capacitor) โดยตัวเก็บประจุนี้จะเริ่มขึ้นประจุ ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดเป็นคลื่นรูปแรมพ์ (ramp) ที่กำลังพุ่งขึ้นและที่อีกเอาต์พุตจะได้สัญญาณ "high" ที่รูปคลื่นสี่เหลี่ยม (rectangular) จนกระทั่งแรงดันไฟฟ้านั้นจะถึงจุดหนึ่งเรียกว่า "firing voltage" ที่จุดนี้จะทำให้สัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมกลับกลายเป็น "low" และตัวเก็บประจุจับเวลา (timing capacitor) จะเก็บประจุในทิศทางกลับกับตอนต้นเป็นผลทำให้สัญญาณรูปแรมพ์จะตกลงซึ่งก็จะตกลงจนถึงจุด "firing voltage" เช่นกัน จะทำให้คลื่นรูปสี่เหลี่ยมกลับกลายเป็นสัญญาณระดับ "high" และขบวนการต่างๆ ก็จะกลับไปกลับมาเช่นนี้เหมือนเดิม

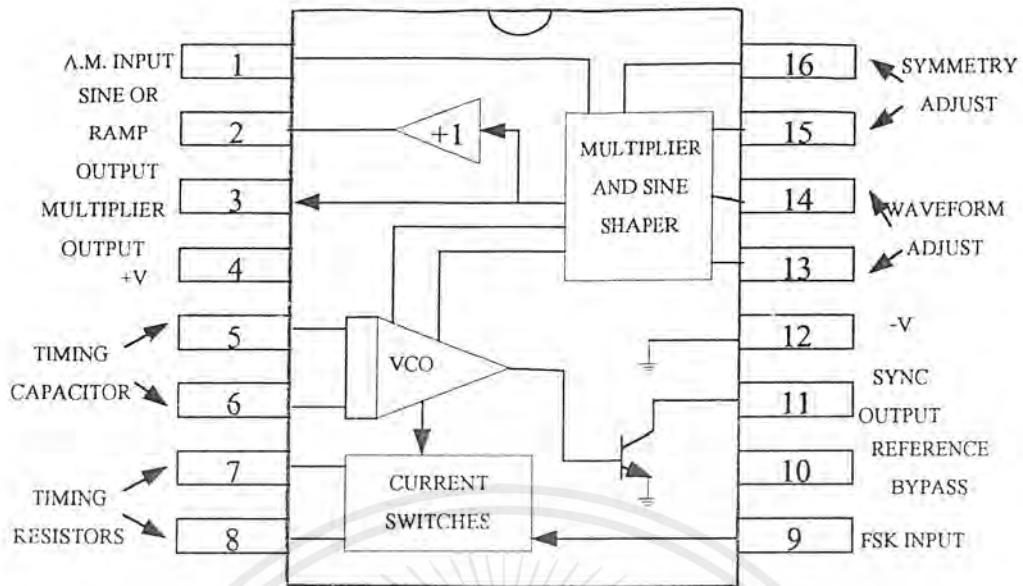
จากการอธิบายข้างต้นจะเห็นว่า VCO ส่วนนี้จะผลิตคลื่นรูปสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมที่สมมาตรออกมา ถ้าเกิดนำเอาสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้จากขา 11 นี้มาต่อเข้ากับขา FSK INPUT (ขา 9) ของไอซี จะมีผลทำให้ได้คลื่นรูปแรมป์ และรูปสี่เหลี่ยมที่ไม่สมมาตรออกมาแทน รูปคลื่นแรมป์ที่ได้จากส่วนของ VCO ของไอซี XR-2206 นี้จะถูกนำไปเข้ายังส่วนของ multiplier and shaper block อีกที ซึ่งส่วนนี้นั้นทำหน้าที่คล้ายกับวงจรขยายความต่าง ซึ่งจะช่วยให้เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ที่ขา 3 มีค่าสูง และที่ขา 2 จะเป็นบัฟเฟอร์เอาท์พุทที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $600\ \Omega$ ในกรณีที่เปิดวงจรที่ขา 13 และ 14 (open circuit) นั้นจะมีผลทำให้ที่เอาท์พุทขา 2 และ 3 นั้นจะให้รูปคลื่นรูปแรมป์ (ramp) ออกมา แต่ถ้าต่อรีซิสเตอร์ที่มีความต้านทานสักสองสามร้อยโอห์มที่ขา 13 และ 14 จะทำให้ยอดของคลื่นรูปแรมป์จะถูกตัดออก ทำให้เอาท์พุทที่ขา 2 และ 3 นั้นผลิตคลื่นรูปไซน์ (sine) ออกมา ถ้ามีการปรับแต่งที่ถูกต้องและเหมาะสมจะทำให้คลื่นรูปไซน์ที่ได้มีความเพี้ยนเพียง 0.5 % เท่านั้นเอง

สำหรับอัตราขยายและเฟสของเอาท์พุทของ multiplier สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยการเพิ่มสัญญาณแรงดันที่ขา 1 ของไอซี เอาท์พุทที่ได้จะถูกควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงสัญญาณแรงดันที่ขา 1 ซึ่งค่าแรงดันนี้ควรอยู่ราว ๆ ครึ่งหนึ่งของไฟเลี้ยงที่ป้อนให้ โดยที่ค่าของเอาท์พุทจะมีค่าเป็นศูนย์เมื่อสัญญาณแรงดันที่ขา 1 มีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟเลี้ยงพอดี และจะเพิ่มขึ้นเมื่อสัญญาณแรงดันเพิ่มขึ้น แต่ถ้าระดับแรงดันนี้เกิดลดลงต่ำกว่าค่าครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟเลี้ยงที่จะทำให้สัญญาณเอาท์พุทเพิ่มขึ้นเช่นกัน แต่ที่เฟสที่ได้จะตรงกันข้ามกัน คุณสมบัตินี้เองสามารถนำมาใช้ในการมอดูเลตขนาด (AM) และ phase shift key ซึ่งจะให้อเอาท์พุทที่ขา 2 และ 3

เนื่องจากเอาท์พุทที่ขา 3 ของไอซี XR-2206 นั้นต่อกับอินพุทของวงจรขยายที่มีอัตราการเท่ากับ 1 นั้น ซึ่งทำให้เกิดบัฟเฟอร์เอาท์พุทที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 600 โอห์ม ที่ขา 2 ทำให้เราสามารถที่จะป้อนสัญญาณอินพุทเข้าที่วงจรขยายบัฟเฟอร์ โดยการใช้วงจรแบ่งแรงดัน (potential divider) หรืออิมพีแดนซ์ที่ขา 3 ได้ โดยเทียบกับกราวด์ ซึ่งคุณสมบัตินี้ทำให้สามารถควบคุมอัตราขยายด้วยวิธีต่างๆ

2.3.1.2 การผลิต FSK (Frequency Shift Keying)

ขณะที่ขา FSK INPUT (ขา 9) ของไอซี XR-2206 นั้นมิได้ต่ออะไรหรือมีการป้อนสัญญาณแรงดันที่มีขนาดเกิน 2 V เมื่อเทียบกับระดับสัญญาณแรงดันที่เป็นลบ รีซิสเตอร์จัดเวลา (ขา 7) จะถูกเลือกเพื่อให้ความถี่นั้นมีค่า จากการคำนวณของ R_1 และ C_1 ตามข้างต้น แต่เมื่อกรณีที่ขา FSK INPUT นี้ถูกต่อกับสัญญาณไฟเลี้ยงที่เป็นลบหรือจ่ายแรงดันในระดับที่ต่ำกว่า 1 Volt เพื่อเทียบกับสัญญาณไฟเลี้ยงที่เป็นลบ ดังนั้นจะทำให้ได้สัญญาณที่มีความถี่อีกชุดหนึ่ง โดยมีความถี่ซึ่งคำนวณจาก R_2 และ C_1 ด้วยเหตุนี้เองทำให้ไอซี XR-2206 สามารถถูกใช้ในการ frequency shift key (FSK) โดยวิธีการง่ายๆ ดังตัวอย่างในรูปที่ 2.9 โดยที่ขา 9 นั้น เราป้อนสัญญาณพัลส์เข้าแทน



รูปที่ 2.9 วงจรผลิตสัญญาณ FSK รูปใ้ช้กันอย่างง่าย โดยใช้แหล่งจ่ายไฟเดียว

2.3.2 XR-2211 วงจรถอดรหัส FSK

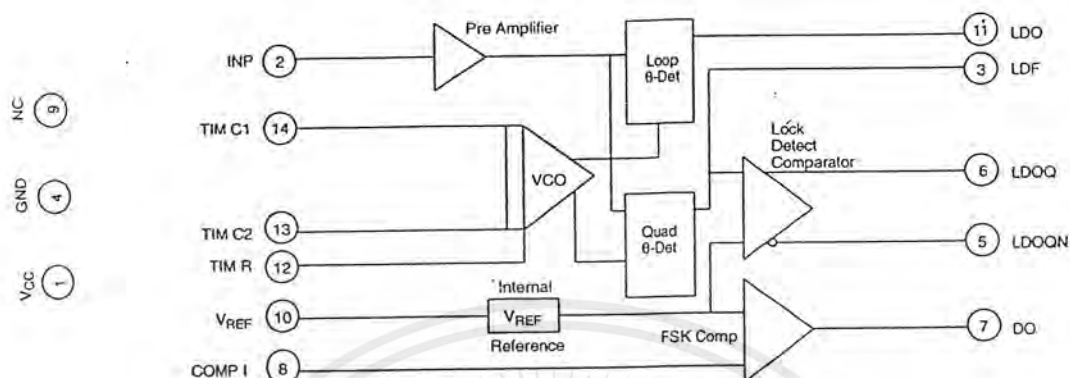
ภาครับสัญญาณ FSK นี้จะรับสัญญาณ RF โดยที่ภาคนี้จะทำการแปลงสัญญาณ FSK ที่มี 2 ความถี่ให้กลายเป็นสัญญาณดิจิทัล 0 (แทนด้วยแรงดันประมาณ 0 V) และ 1 (แทนด้วยแรงดันประมาณ 5 V) ภาครับนี้ใช้ไอซีเบอร์ XR-2211 ซึ่งได้ถูกออกแบบมา โดยเฉพาะเพื่อทำการแปลงสัญญาณ FSK ให้เป็นสัญญาณดิจิทัล (FSK Demodulation) การซิงโครไนเซชันข้อมูล (Data Synchronization) การถอดรหัสสัญญาณเสียง (tone Decoding) การตรวจจับสัญญาณ FM (FM Detection) และการตรวจจับสัญญาณคลื่นพาห้ (Carrier detection)

2.3.2.1 ลักษณะโดยทั่วไปของไอซี XR-2211

ไอซีเบอร์ XR-2211 นี้เป็นไอซีที่ทำงานแบบเฟสล็อกคูล (Phase lock loop : PLL) ไฟเลี้ยงที่ใช้กับไอซีนี้อยู่ในช่วงตั้งแต่ 4.5 ถึง 20 V และสามารถทำงานในย่านความถี่ตั้งแต่ 0.01 Hz จนถึง 300 Hz นอกจากนี้ยังสามารถรับสัญญาณอินพุตในช่วงกว้างได้ตั้งแต่ 2 มิลลิโวลต์ จนสัญญาณที่เข้ามา มีขนาดน้อยกว่า 2 V อีกอย่างหนึ่งคือ สามารถใช้งานร่วมกับอุปกรณ์ทางลอจิกที่เป็นมาตรฐาน ได้แก่ ตระกูล DTL, TTL และ ECL ได้อีกด้วย

2.3.2.2 โครงสร้างภายในของไอซี XR-2211

โครงสร้างภายในแสดงดังรูปที่ 2.10 โดยมีโครงสร้างหลักเป็นวงจรเฟสล็อกคูล ซึ่งประกอบด้วยวงจรปริแอมพลิฟายเออร์ (Preamplifier) , วงจรคูณสัญญาณอนาล็อก (Analog Multiplier) ซึ่งใช้เป็นวงจรเฟสดีเทคเตอร์และวงจร VCO โดยวงจร Preamplifier นี้ใช้สำหรับขยายสัญญาณอินพุตที่มีขนาดต่ำๆ (สูงกว่า 2 มิลลิโวลต์) ให้มีขนาดสูงขึ้น ส่วนวงจร VCO นั้นจะถูกควบคุมความถี่โดยตัวต้านทาน R_0 และจากกระแสจากวงจรเฟสดีเทคเตอร์



รูปที่ 2.10 แสดง โครงสร้างภายในของไอซี XR-2211

แรงดันอ้างอิง (Reference Voltage : V_R ที่ขา 10) แรงดันที่ขา 10 นี้เป็นแรงดันอ้างอิงสำหรับแรงดันที่ขา 5, 8, 10 และ 11 โดยที่ขา 10 นี้จะต้องต่อคาปาซิเตอร์ขนาด $0.1 \mu\text{F}$ กับกราวด์เพื่อบายพาสสัญญาณความถี่สูงลงกราวด์ และให้วงจรทำงานสม่ำเสมอ

สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรเฟสล็อกเตอร์ (Loop Phase Detector Output) ที่ขา 11 นี้เป็นเอาต์พุตที่มีความต้านทานสูง ใช้สำหรับเฟสล็อกเตอร์ โดยมีตัวต้านทาน R_1 และ capacitor C_1 ทำหน้าที่เป็นวงจรฟิลเตอร์ของเฟสล็อกเกอร์ กรณีที่ยังไม่มีสัญญาณอินพุทหรือไม่มีความแตกต่างทางเฟสของวงจรเฟสล็อกเกอร์ ระดับแรงดันที่ขา 11 นี้จะมีค่าใกล้เคียงกับแรงดันอ้างอิง V_R

การควบคุมความถี่ของวงจร VCO ความถี่ของวงจร VCO ถูกควบคุมจากตัวต้านทาน R_0 ซึ่งสามารถหาได้จากสมการที่ 2

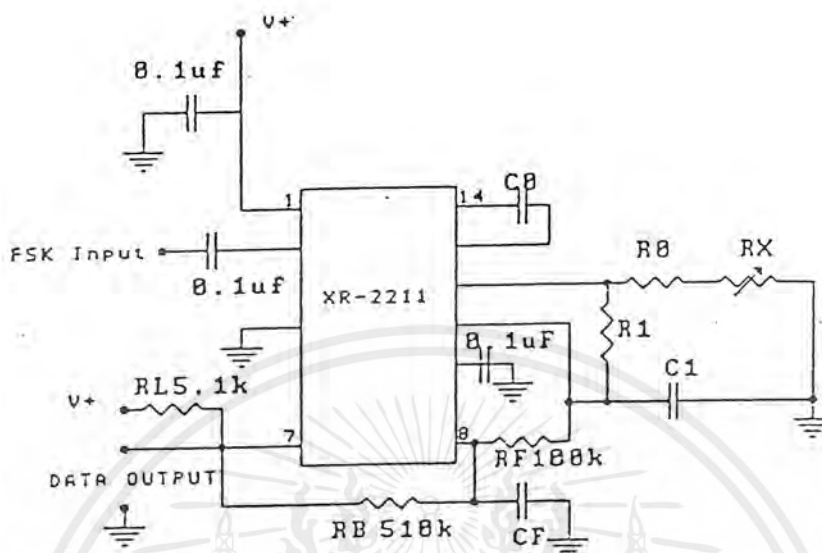
$$f_0 = 1/(R_0 C_0) \text{ Hz} \quad (2)$$

โดยที่ขา C_0 คือ Capacitor ที่ต่อระหว่างขา 13 กับขา 14 และเพื่อประสิทธิภาพของวงจรควรใช้ตัวต้านทาน R_0 มีค่าอยู่ในช่วง $10 \text{ k}\Omega$ และ $100 \text{ k}\Omega$

คาปาซิเตอร์ควบคุมวงจร VCO (ที่ขา 13 และขา 14) ความถี่ที่ได้จากวงจร VCO แปรผกผันกับค่าคาปาซิเตอร์ C_0 ที่ต่อระหว่างขา 13 และขา 14 คาปาซิเตอร์ C_0 ต้องใช้แบบไม่มีขั้วอยู่ในย่าน 200 pF จนถึง $10 \mu\text{F}$

การปรับความถี่ของวงจร VCO ควรใช้ตัวต้านทานที่สามารถปรับค่าได้ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานค่าหนึ่ง โดยผลรวมของตัวต้านทานทั้งสองใช้แทนตัวต้านทาน R_0

2.3.2.3 การนำไอซี XR-2211 ไปใช้ในการดีเทคสัญญาณ FSK



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรการต่อไอซี XR-2211

การนำไอซี XR-2211 ไปใช้เพื่อทำการดีเทคหีสัญญาณ FSK แสดงดังรูปที่ 2.11 R_0 และ C_0 ใช้เพื่อกำหนดความถี่กลางของเฟสล็อกกลูป (f_0) , ตัวต้านทาน R_1 นั้นใช้เพื่อกำหนดแบนด์วิดท์ , คาปาซิเตอร์ C_1 ใช้กำหนดค่าคงที่ทางเวลาของลูปฟิลเตอร์และค่าลูปเดมปีง , คาปาซิเตอร์ C_F และตัวต้านทาน R_F ทำหน้าที่เป็น One Pole Post detection สำหรับสัญญาณเอาท์พุต , ตัวต้านทาน R_0 (มีค่าประมาณ 510 k Ω) ซึ่งต่อระหว่างขา 7 และขา 8 ทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกลับทางบวก (Positive Feedback)

ขั้นตอนการกำหนดตัวต้านทานและคาปาซิเตอร์

1. คำนวณความถี่กลางของเฟสล็อกกลูป f_0 ดังสมการที่ 3 โดยค่า f_1 และ f_2 คือความถี่ทั้งสองของสัญญาณอินพุต FSK

$$f_0 = (f_1 + f_2) / 2 \quad (3)$$

ถ้าทางด้านส่งนั้นได้กำหนดความถี่มาตรฐานของ CCITT V.23 คือที่บอดเรท 1200 บิตต่อวินาที ซึ่งมีความถี่ f_1 และ f_2 มีค่า 1300 และ 2100 Hz ตามลำดับดังนั้นก็จะได้

$$\begin{aligned} f_0 &= (1300+2100) / 2 \\ &= 1700 \quad \text{Hz} \end{aligned}$$

2. เลือกค่าความต้านทาน R_0 ซึ่งค่า R_0 นี้ควร จะอยู่ในช่วง 10 k Ω จนถึง 100 k Ω สำหรับ ค.ต.น. ของ R_0 ที่ใช้ใน modem ไร้สายนั้นมีค่า 10 k Ω

3. คำนวณค่าคาปาซิเตอร์ C_0 ดังสมการที่ 4

$$\begin{aligned} C_0 &= 1 / (10 \times 10^3 \times 1700) \\ &= 58.8 \quad \text{nF} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. คำนวณค่าความต้านทาน R_1 จากสมการที่ 5

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

จากความถี่จากขั้นตอนที่ 1 และค่าความต้านทานในขั้นตอนที่ 5 จะได้ค่าของ R_1 ดังนี้

$$\begin{aligned} R_1 &= 10 \times 10 \times [1700 / (2100 - 1300)] \\ &= 21250 \quad \Omega \end{aligned}$$

5. คำนวณค่าคาปาซิเตอร์ C_1 เพื่อกำหนดคูลูปแดมปีง (Damping Loop) ซึ่งควรจะมีค่าประมาณ 0.5 ดังนั้นจะได้ค่าของคาปาซิเตอร์ C_1 ดังสมการที่ 6

$$\begin{aligned} C_1 &= 58.8 \times 10^{-8} \times 0.25 \\ &= 1.47 \times 10^{-8} \\ &= 1.47 \quad \text{nF} \end{aligned}$$

6. คำนวณค่าคาปาซิเตอร์ C_F ถ้ากำหนดค้วความต้านทานของ C_F ได้จากสมการที่ 7

$$C_F = 3 / \text{Baud Rate} \quad \mu\text{F}$$

เนื่องจากบอดเรทนั้นใช้เท่ากับ 1200 บิตต่อวินาที ดังนั้นจะได้ค่าของ C_F ดังนี้

$$\begin{aligned} C_F &= 3 / 1200 \\ &= 2.5 \quad \text{nF} \end{aligned}$$

หมายเหตุ

สำหรับค่าของคาปาซิเตอร์ที่ใช้ในวงจรนั้น ให้ใช้ค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการคำนวณมากที่สุด ส่วนค่าความต้านทานที่ใช้จริงในวงจรนั้น ให้ใช้ค่าที่น้อยกว่าค่อนนุกรมกับความต้านทานที่ปรับค่าได้ เพื่อให้สามารถปรับแต่งให้ได้คุณสมบัติของวงจรที่ดีที่สุด

2.4 สถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์แบบชิพเดี่ยวตระกูล 51

2.4.1 ข้อดีของ MCS-51

ไมโครคอนโทรลเลอร์แบบชิพเดี่ยว (Single Chip Microcontroller) คือไมโครคอมพิวเตอร์แบบที่มีขนาดเล็ก โดยบรรจุไว้ในแผงวงจรรวม (Integrated Circuit) เพียงชิพเดี่ยวเหมาะสำหรับงานควบคุมอุปกรณ์อื่น ๆ แบบอัตโนมัติ เพราะผู้ใช้สามารถเขียนโปรแกรมควบคุมการทำงานได้ตามต้องการ ไมโครคอนโทรลเลอร์แบบชิพเดี่ยว ตระกูล 51 หรือ MCS51 อันได้แก่เบอร์ 8051 และ 8052 ซึ่งมีโครงสร้างและชุดคำสั่งแตกต่างกันเพียงเล็กน้อย

MCS51 มีข้อดีดังนี้

- สามารถนำเอาข้อมูลมา AND , OR หรือทำ Complement ทั้งแบบทีละ 8 บิตและ 1 บิต
- ใช้กับหน่วยความจำสำหรับโปรแกรม (Program Memory) ซึ่งเป็นหน่วยความจำที่ใช้สำหรับเก็บชุดคำสั่งที่จะให้ MCS51 ทำงานได้สูงสุด 64 กิโลไบต์ (64 x 1024 ไบต์) ทำให้เขียนโปรแกรมควบคุมการทำงานได้มาก
- สามารถต่อกับหน่วยความจำสำหรับข้อมูล (Data Memory) ซึ่งเป็นหน่วยความจำสำหรับเก็บข้อมูลในระหว่างการทำงานของโปรแกรมได้สูงสุด 64 กิโลไบต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ใน 8051 มีหน่วยความจำสำหรับโปรแกรมจำนวน 4 กิโลไบต์ (ใน 8052 และ 8752 มีหน่วยความจำสำหรับโปรแกรมจำนวน 8 กิโลไบต์) อยู่ภายในวงจรรวมทำให้ไม่ต้องต่อหน่วยความจำสำหรับโปรแกรมอยู่ภายนอกระบบรวมทั้งหมดจึงมีขนาดเล็กและสัญญาณรบกวนจากภายนอกจะทำให้ MCS51 ทำงานผิดพลาดได้ยาก

- มีพอร์คแบบขนานสำหรับข้อมูลเข้าและออกจำนวน 32 บิต ที่ข้อมูลแต่ละบิตเป็นอิสระต่อกัน

- มีวงจร Timer/Counter ขนาด 16 บิต 2 ชุด (8052 มี 3 ชุด) ที่ทำงานในโหมดต่างๆ ได้ถึง 4

โหมด

- มี Universal Asynchronous Receiver Transmitter (UART) สำหรับรับ-ส่งข้อมูลอนุกรม (Serial) แบบ Full duplex ที่สามารถเลือกรูปแบบการรับ-ส่งข้อมูลได้ 4 แบบ

- มีแหล่งกำเนิดสัญญาณขอขัดจังหวะการทำงานของโปรแกรม (Interrupt Request Signal) 6 แหล่ง ซึ่งสามารถทำกระโดดไปทำงานตอบสนองการขัดจังหวะ (Interrupt Service Routine) ได้ต่างๆ กัน 5 ตำแหน่ง

- สามารถเลือกการทำงานให้อยู่ในโหมดของ Idle และ Power Down ซึ่งจะประหยัดการใช้กำลังไฟ

2.4.2 การทำงานของ 8051

คอมพิวเตอร์จะทำงานด้วยวงจรที่เรียกว่าฮาร์ดแวร์ (Hardware) ประกอบขึ้นมาเพียงอย่างเดียวไม่ได้ จะต้องมีโปรแกรมหรือคำสั่งที่จัดเรียงกันไว้ให้คอมพิวเตอร์ทำงานตามลำดับใน 8051 ก็เช่นกัน ผู้ใช้จะต้องเขียน โปรแกรมเป็นภาษาเครื่อง ซึ่งอยู่ในรูปของเลขฐาน 2 เก็บไว้ในหน่วยความจำประเภท Program Memory แต่ละคำสั่งของ 8051 อาจประกอบด้วย 1, 2 หรือ 3 ไบต์แล้วแต่จะเป็นคำสั่งให้ทำงานอะไร คอมพิวเตอร์ก็จะเหมือนกับคนที่จะต้องทำงานตามคำสั่ง เมื่อรับคำสั่งแล้วก็จะไปทำตามคำสั่งนั้นเสร็จสิ้น แล้วก็กลับมารับคำสั่งต่อไป

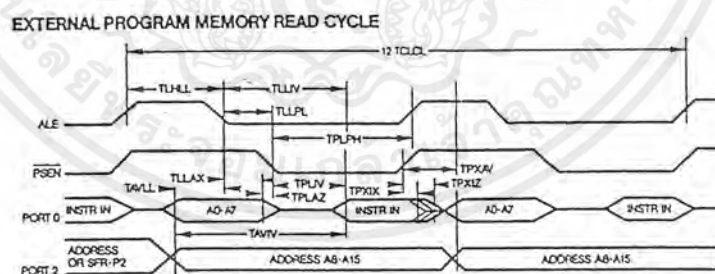
จากรูปที่ 2.12 เมื่อเริ่มป้อนไฟเลี้ยงให้กับ 8051 ซึ่งมีวงจร Power on set ต่ออยู่จะมีการรีเซ็ตเกิดขึ้น การทำงานภายใน 8051 จะเริ่มจากบล็อก Program Counter ซึ่งเป็นวงจรรนับ (Counter Circuit) ชนิดหนึ่ง ส่งค่าตำแหน่งหน่วยความจำสำหรับโปรแกรมลงไปยังบัส (Bus) หมายเลข 1 บัสนี้มีขนาด 16 บิต ค่าตำแหน่ง หน่วยความจำนี้จะถูกส่งไปเก็บไว้ที่ Program ADDR Register ที่เป็นวงจร Latch ข้อมูลซึ่งเป็นค่าตำแหน่งหน่วยความจำ จะปรากฏที่บัส 16 บิตหมายเลข 2 ถ้าเป็นค่าตำแหน่งหน่วยความจำแรกหลังจากรีเซ็ต ค่าตำแหน่งหน่วยความจำจะเป็น 0000H หน่วยความจำสำหรับโปรแกรมจะเลือกได้ว่าเป็น ROM ภายในหรือภายนอก 8051 โดยการป้อนสถานะลอจิกเข้าไปที่ 8051 ทางขา \overline{EA} ซึ่งต่ออยู่กับส่วน Timing and Control ทำหน้าที่เป็นวงจรถอดรหัส (Decoder) แล้วสร้างสัญญาณควบคุมต่อไปถ้าป้อนสัญญาณลอจิก 0 เข้าไปที่ขา \overline{EA} จะเป็นการเลือกใช้ ROM ภายใน 8051 โดยที่วงจร Timing and Control จะสร้างสัญญาณไปยัง ROM ภายในให้ส่งข้อมูลที่เป็นคำสั่งจากตำแหน่งที่ถูกชี้ด้วยค่าตำแหน่งที่ส่งมาทางบัสหมายเลข 2 ข้อมูลจาก ROM จะถูกส่งลงไปยังบัสหมายเลข 3 ที่เรียกว่า Internal Data Bus แล้วนำไปเก็บไว้ที่ Instruction Register (เป็นวงจร Latch) เพื่อส่งต่อไปให้กับวงจร Timing and Control

ทำการถอดรหัสนี้แล้วควบคุมการทำงานส่วนอื่นๆ ต่อไปแล้วแต่จะเป็นคำสั่งให้ทำงานอะไร ในกรณีนี้เลือกเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ROM ภายนอก 8051 โดยป้อนสัญญาณลอคิก 1 เข้าไปที่ขา \overline{EA} จะทำให้วงจร Timing and Control ส่งสัญญาณไปยังพอร์ต 0 และพอร์ต 2 เพื่อส่งค่าตำแหน่งหน่วยความจำบนบัสหมายเลข 2 ออกไปชี้หน่วยความจำภายนอก จากนั้นจะอ่านข้อมูลที่เป็นคำสั่งกลับมาทางพอร์ต 0 ไปยัง Internal Data Bus แล้วไปเก็บที่ Instruction Register เพื่อทำงานต่อไปเหมือนกับตอนอ่านคำสั่งจาก ROM ภายใน การทำงานในช่วงส่งค่าตำแหน่งหน่วยความจำไปยังหน่วยความจำแล้วอ่านข้อมูลที่เป็นคำสั่งกลับมาเก็บไว้ใน Instruction Register เรียกว่าเป็นช่วงของการ Fetch (Fetch Cycle) ช่วงต่อไปจะเป็นช่วงของการทำงานตามคำสั่งเรียกว่า Execute Cycle เช่นถ้าเป็นคำสั่งให้บวกข้อมูลในรีจิสเตอร์ Accumulator กับข้อมูลจากหน่วยความจำ Data Memory ภายใน RAM ตำแหน่ง 23H วงจร Timing and Control ก็จะส่งสัญญาณให้ Instruction Register ส่งค่าตำแหน่งหน่วยความจำ 23H ลงไปยัง Internal Data Bus แล้วนำข้อมูลไปเก็บไว้ที่ RAM ADDR Register เพื่อใช้ชี้ตำแหน่งหน่วยความจำ RAM จากนั้น Timing and Control จะสั่งให้ RAM ส่งข้อมูลที่เก็บอยู่ในหน่วยความจำตำแหน่ง 23H ลงมายัง Internal Data Bus แล้วนำข้อมูลไปเก็บไว้ที่ TMP1 (วงจร Latch) ขณะเดียวกันวงจร Timing and Control ก็จะส่งสัญญาณไปยัง TMP2 (วงจร Latch) วงจร ALU ซึ่งโครงสร้างเป็นวงจรทำการคำนวณทางคณิตศาสตร์ (บวก, ลบ, คูณ, หาร) และยังสามารถทำงานทางลอคิก (AND, OR, NOT, XOR) จะทำการบวกเลขจาก TMP1 และ TMP2 เข้าด้วยกันผลลัพธ์ที่ได้จะส่งผ่าน Internal Data Bus กลับไปยัง ACC PSW (Program Status Word) ซึ่งจะทำหน้าที่เก็บสถานะผลลัพธ์ของการทำงานใน ALU เช่นผลลัพธ์การบวกมีค่าเกิน 8 บิต ก็จะทำให้บิตหนึ่งใน PSW ถูก SET เป็น 1

2.4.3 ไคอะแกรมเวลาของการติดต่อกับหน่วยความจำ

การอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำสำหรับโปรแกรมภายนอก 8051 นั้น ลำดับสัญญาณตามเวลา (Timing Diagram) ของสัญญาณที่ทำการอ่านคำสั่งมีดังรูปที่ 2.12

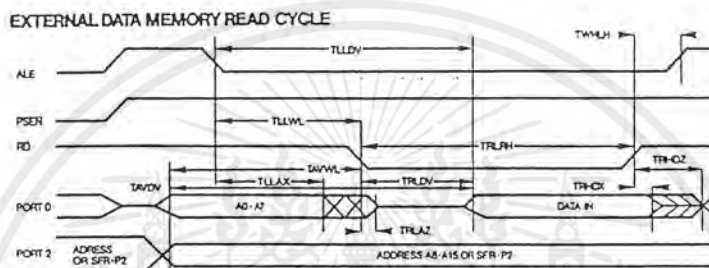


รูปที่ 2.12 Timing Diagram ของการอ่านโปรแกรมจากหน่วยความจำภายนอก

การอ่านคำสั่ง (Fetch) จาก Program area ภายนอกจะเริ่มจาก 8051 ส่งสัญญาณลอคิก 1 ออกมาทางขา ALE ขณะนี้สัญญาณที่ขา \overline{PSEN} จะเป็น 1 จากนั้น Port 0 จะส่งค่าตำแหน่งหน่วยความจำ 8 บิตล่างและพอร์ต 2 จะส่งตำแหน่งหน่วยความจำ 8 บิตบนออกมาแล้วสัญญาณ ALE จะกลับเป็น 0 อุปกรณ์ภายนอกจะสามารถใช้ขอบขาลงของสัญญาณ ALE เพื่อ Latch ตำแหน่งหน่วยความจำที่พอร์ต 0 ไว้ จากนั้นพอร์ต 0 ก็จะยกเลิกการส่งค่าตำแหน่งหน่วยความจำเข้าสู่สภาวะ High Impedance และสัญญาณ \overline{PSEN} จะเป็น 0 เพื่อเตรียมรับคำสั่งที่ส่งออกจากหน่วยความจำภายนอกเข้าไปยัง 8051 เพื่อทำงานต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อคำสั่งถูกอ่านเข้าไปเก็บใน Instruction Register แล้วสัญญาณ \overline{PSEN} จะกลับเป็น 1 พร้อมกับสัญญาณ ALE ก็กลับเป็น High เพื่อการอ่านคำสั่งต่อไปทำงานข้อมูลในพอร์ต 2 จะคงที่ตลอดเวลาตั้งแต่สัญญาณ ALE เป็น 1 จนกระทั่งสัญญาณ ALE เปลี่ยนเป็น 0 และกลับเป็น 1 อีกครั้งหนึ่ง จากนั้นจะเริ่มลำดับการ Fetch ข้อมูลไบต์ที่ 2 จากหน่วยความจำสำหรับโปรแกรม ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณตามเวลา เหมือนกับการ Fetch ไบต์แรกนั่นเอง จาก Timing Diagram ดังกล่าวจะออกแบบวงจรที่มี Program Memory อยู่ภายนอก 8051 การอ่านข้อมูลจาก External Data Memory จะมีไคอะแกรมสัญญาณตามเวลาดังรูปที่ 2.13

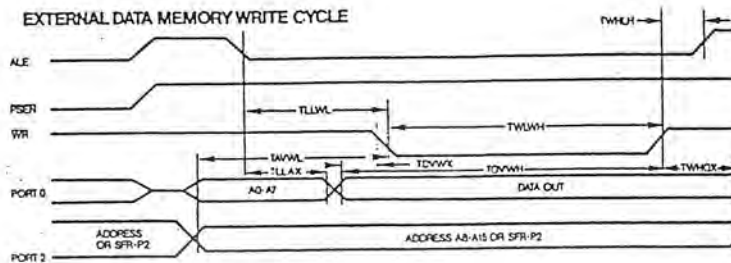


รูปที่ 2.13 Timing Diagram การอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำสำหรับข้อมูลภายนอก 8051

การทำงานจะเริ่มจากการส่งค่าตำแหน่งหน่วยความจำภายนอก 8 บิตล่างออกทางพอร์ต 0 และ 8 บิตบน ออกทางพอร์ต 2 เมื่อส่งค่าตำแหน่งแล้ว สัญญาณ ALE ซึ่งเดิมมีลอจิกเป็น 1 จะกลับเป็น 0 เพื่อให้อุปกรณ์ภายนอกสามารถ Latch ค่าตำแหน่งหน่วยความจำไว้เหมือนกับในการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำสำหรับโปรแกรมภายนอก 8051 เพื่อส่งไปยังหน่วยความจำ แม้ว่าข้อมูลบนพอร์ต 0 จะเปลี่ยนแปลงไปก็จะมีค่าตำแหน่งหน่วยความจำส่งไปยังหน่วยความจำในระหว่างการติดต่อกับ Data Memory นี้สัญญาณ \overline{PSEN} จะเป็น 1 ตลอดเพราะสัญญาณ \overline{PSEN} จะ Active (เป็น 0) ก็ต่อเมื่อเป็นการติดต่อกับหน่วยความจำสำหรับโปรแกรมภายนอก 8051 เท่านั้น 8051 จะส่งสัญญาณลอจิก 0 ออกมาทางขา \overline{RD} (P3.7) เพื่อบอกกับหน่วยความจำภายนอกว่าต้องการอ่านข้อมูลเข้าไปเมื่อ 8051 ส่งสัญญาณ \overline{RD} เป็นลอจิก 0 จะทำให้พอร์ต 0 เข้าสู่สถานะ High Impedance พร้อมทั้งจะให้หน่วยความจำภายนอกส่งข้อมูลมาบนพอร์ต 0 ข้อมูลบนพอร์ต 0 ซึ่งส่งมาจากหน่วยความจำภายนอกจะถูกอ่านเข้าไปเก็บที่เวลาขอบขาขึ้นของสัญญาณ \overline{RD} จากนั้นสัญญาณ ALE ก็กลับเป็น 1 เพื่อเริ่มการทำงานในคำสั่งต่อไปในระหว่างการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำสำหรับข้อมูลภายนอกนี้ พอร์ต 2 จะส่งค่าตำแหน่งหน่วยความจำ 8 บิตบนออกมาตลอดเวลา

2.4.4 การเขียนข้อมูลไปยังหน่วยความจำสำหรับข้อมูลภายนอก 8051

จะมีไคอะแกรมสัญญาณตามเวลาดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 Timing Diagram ของการเขียนข้อมูล ไปยังหน่วยความจำสำหรับข้อมูลภายนอก 8051

เมื่อ 8051 ส่งค่าตำแหน่งหน่วยความจำ 8 บิตลงไปที่พอร์ต 0 และ 8 บิตบนลงไปที่พอร์ต 2 แล้ว สัญญาณ ALE จะกลับเป็น 0 อุปกรณ์ภายนอกจะสามารถใช้สัญญาณนี้ในการ Latch ค่าตำแหน่งหน่วยความจำบนพอร์ต 0 เหมือนกับการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำสำหรับข้อมูลภายนอก เมื่อสัญญาณ ALE เป็น 0 แล้ว 8051 จะส่งข้อมูลที่ต้องการเขียนไปยังพอร์ต 0 แล้วจะให้สัญญาณ \overline{WR} เปลี่ยนสถานะลอจิกเป็น 0 ขณะนี้หน่วยความจำภายนอกจะต้องเขียนข้อมูลไปเก็บยังตำแหน่งที่กำหนด จากนั้นสัญญาณ \overline{WR} จะกลับเป็น 1 เพื่อเป็นการบอกสิ้นสุดการเขียนข้อมูลแล้วสัญญาณ ALE ก็จะกลับเป็น 1 เพื่อ Fetch คำสั่งต่อไปมาทำงาน

2.4.5 AT89C51/52 และ AT89C1051/2051

AT89C51/52 และ AT89C1051/2051 พลิกรูปแบบการใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 8 บิต (MCU) ที่สามารถใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ PC ทำการลบและทำการเขียนโปรแกรมได้โดยตรง ไม่ต้องถอด MCU ออกจากการ์ดหรือแผงวงจรในลักษณะที่เรียกว่า in system programming หรือจะใช้เครื่องโปรแกรม (universal programmer) โดยตรงก็ได้โดยไม่ต้องใช้การลบด้วยแสงอัลตราไวโอเลต (UV eraser) เพื่อทำการลบโปรแกรมให้ยุ่งยากต่อไป ทำให้เวลาลบเพียงเสี้ยววินาทีและนั่นคือ AT89C51/52 ประดิษฐ์กรรมอุปกรณ์ ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีหน่วยความจำแบบแฟลชอยู่ภายในตัวขนาดตั้งแต่ 1 กิโลไบต์ ถึง 8 กิโลไบต์ ที่สามารถโปรแกรมทับลงไปได้อีกนับเป็นพันครั้งเหมือนกับการโปรแกรมในลักษณะเดียวกันกับ EPROM

ไมโครคอนโทรลเลอร์ (MCU) โดยทั่วไปมักมีหน่วยความจำภายในตัวแบบ MASK ROM, OTP (one time programming) หรือ EPROM ซึ่งค่อนข้างยุ่งยากในการพัฒนาผลิตภัณฑ์ และพัฒนาโปรแกรมคำสั่งต่างๆ ที่ต้องการ โดยเฉพาะในแบบ OTP ซึ่งเป็นแบบโปรแกรมได้เพียงครั้งเดียวถ้ามีการเขียนโปรแกรมผิดพลาดเพียงนิดเดียวก็ต้องทิ้ง MCU ตัวนั้นไปเลยเป็นเพราะเป็นแบบโปรแกรมได้ครั้งเดียว ถ้าเป็นแบบ MASK ROM ถึงแม้ว่าจะมีราคาถูกกว่า แต่มีความยุ่งยากมากกว่าเนื่องจากผู้ผลิต MCU จะต้องเป็นผู้โปรแกรมให้เป็นเหตุทำให้ต้องสั่งผลิตจำนวนคราวละมากๆ และค่อนข้างจะเสียเวลา ทำให้การวางแผนที่จะส่งผลิตภัณฑ์สู่ตลาดต้องใช้เวลานาน ส่วนแบบ EPROM นั้นมีราคาแพงและต้องใช้วิธีการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งมอบไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลบด้วยแสงอัลตราไวโอเลตด้วยเครื่อง UV eraser ในกรณีที่จำเป็นต้องแก้ไขหรือโปรแกรมข้อมูลใหม่และจำนวนครั้งในการลบก็จำกัด ดังนั้นการเลือกใช้ MCU ที่ผ่านมามากก็จะมีปัญหาในการเลือกเบอร์หรือเลือกชนิดที่ไว้ใจได้มาตลอด ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AT89C51 สามารถใช้งานร่วมและแทนกันได้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51 ได้แก่เบอร์ 80C31, 80C51, 80C52 หรือ 87C51/52 เป็นต้น ซึ่ง AT89C51 เหมือนกับตระกูลเหล่านี้ของอินเทล (INTEL) ทั้งในด้านชุดคำสั่งและการจัดเรียงขานั่นคือเราสามารถนำ AT89C51 ของแอตเมล (ATMEL) มาใช้งานแทนไมโครคอนโทรลเลอร์ของ INTEL ได้เลย

2.4.6 คุณสมบัติทั่วไป

ไมโครคอนโทรลเลอร์ของ AT89C51, AT89C52, AT89C1051 และ AT89C2052 โดยมีรายละเอียดทางเทคนิคดังตารางที่ 2.2 AT89C51 และ AT89C52 เป็น CMOS 8 บิต ไมโครคอนโทรลเลอร์ประสิทธิภาพสูงกินกำลังไฟต่ำมีหน่วยความจำแบบแฟลช บรรจุอยู่ในตัวขนาด 4 กิโลไบต์และ 8 กิโลไบต์ตามลำดับ ทั้งใช้งานร่วมและทดแทนไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51 80C51 ได้ ทั้งทางด้านชุดคำสั่งและการจัดเรียงขาโดยมีรูปแบบตัวถังบรรจุและการจัดเรียงขาในแบบ DIP, PLCC และ QFP ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.15 การที่มีหน่วยความจำแบบแฟลชในตัวนั้นทำให้ MCU สามารถโปรแกรมใหม่ได้ในลักษณะ “In-System Programming” บนการ์ดคอนโทรลเลอร์ที่เราออกแบบขึ้นมาได้เลย หรือจะโปรแกรมใหม่โดยใช้เครื่องโปรแกรมต่างๆไป เช่น Hilio, Data I/O โดยไม่ต้องลบด้วยแสงอัลตราไวโอเลตอีกต่อไปเมื่อต้องการลบโปรแกรมเดิม กรณีที่มีการแก้ไขหรือปรับปรุงโปรแกรมเดิมหรือการโปรแกรมใหม่

ตารางที่ 2.2 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของ AT89C1051/2051 และ AT89C51/52

คุณสมบัติ	AT89C1051	AT89C2051	AT89C51	AT89C52
ขนาดหน่วยความจำแฟลช	1 กิโลไบต์	2 กิโลไบต์	4 กิโลไบต์	1 กิโลไบต์
ขนาดหน่วยความจำ RAM	64 ไบต์	128 ไบต์	128 ไบต์	64 ไบต์
จำนวนขาต่อใช้งาน	20 ขา	20 ขา	40 ขา	20 ขา
พอร์ตอินพุตเอาต์พุต (I/O)	15 I/O	15 I/O	32 I/O	15 I/O
รูปแบบตัวถังบรรจุ	PDIP,SOIC	PDIP,SOIC	PDIP,SOIC,QFP	PDIP,SOIC
คาบเวลาและชุดวงจรนับ	16 บิต 1 ชุด	16 บิต 1 ชุด	16 บิต 2 ชุด	16 บิต 1 ชุด
ย่านแรงดันไฟเลี้ยง	2.7 - 6.0 V	2.7 - 6.0 V	2.7(89LV52) - 6.0 V	2.7(89LV52) - 6.0 V
ระดับการลือกบิต	2 ระดับ	2 ระดับ	3 ระดับ	3 ระดับ
ย่านความถี่การทำงาน	0 - 24 MHz	0 - 24 MHz	0 - 24 MHz	0 - 24 MHz
วงจรเปรียบเทียบอนาล็อก	มี	มี	ไม่มี	ไม่มี
อินเทอร์รัปต์เอาต์พุต	3 เอาต์พุต	5 เอาต์พุต	5 เอาต์พุต	8 เอาต์พุต
โหมดสภาวะสงบ, ประหยัดกำลังงาน	มี	มี	มี	มี
ขับ LED ได้โดยตรง	ได้	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้

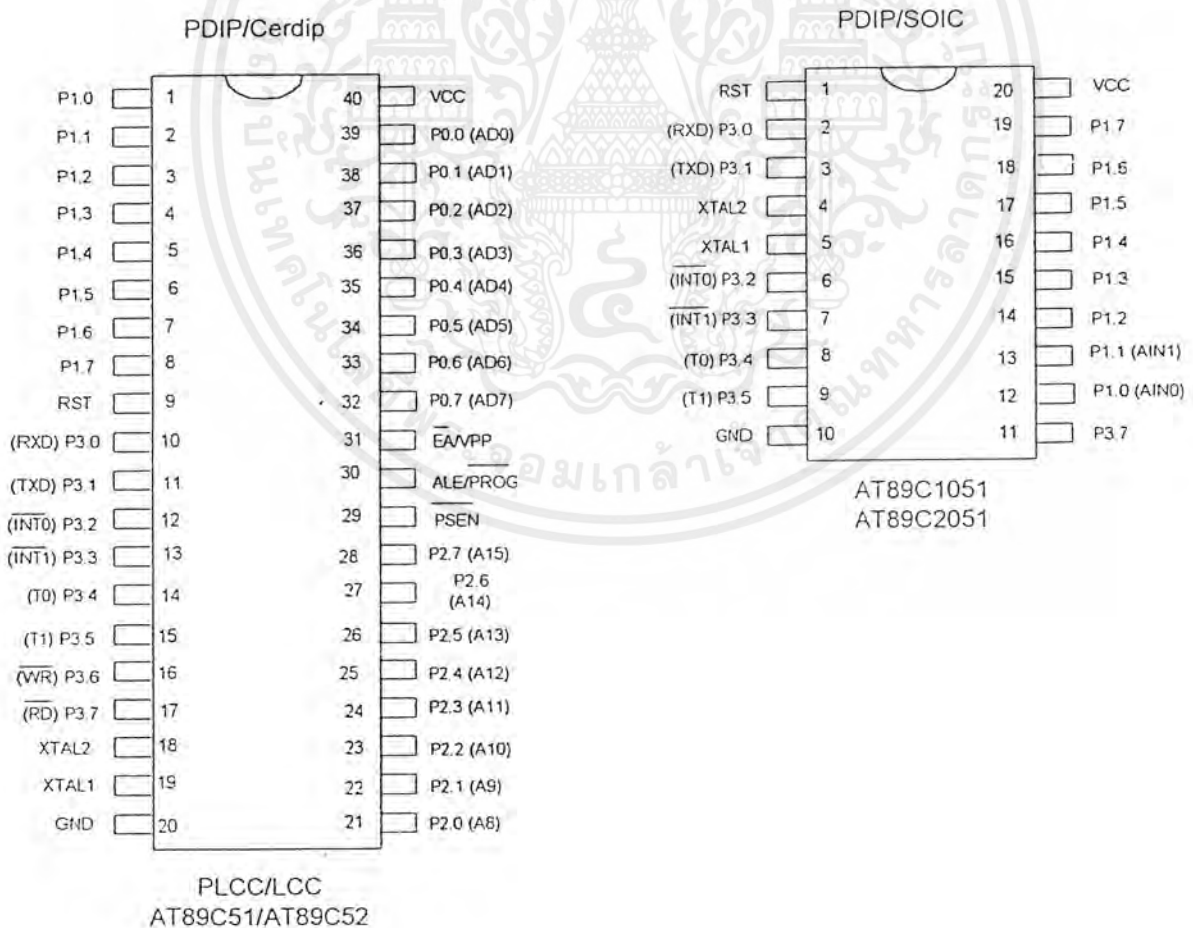
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AT89C1051 และ AT89C2051 MCU รุ่นประหยัด ขนาดเล็กเพียง 20 ขา แต่เปี่ยมไปด้วยคุณสมบัติพิเศษ ที่เหมาะแก่การนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลายๆ หน้าที่ควบคุมนอกจากจะมีหน่วยความจำแบบแฟลชภายในขนาด 1 กิโลไบต์และ 2 กิโลไบต์ ตามลำดับแล้วยังมีวงจรเปรียบเทียบทางอนาล็อกและฟังก์ชันอื่นๆอีก

ไมโครคอนโทรลเลอร์ของ ATMEL ยังถูกพัฒนาด้วยเทคโนโลยีในแบบที่เป็น “ Full Static Operation” ตั้งแต่ย่านคีซีจนถึง24 MHz ทำให้ MCU มีคุณสมบัติที่สามารถทำงานได้ในแบบสภาวะสงบ (Idel Mode) และโหมดประหยัดพลังงาน (Power Down Mode)

2.4.7 สภาวะสงบ

ในโหมดนี้ CPU จะหยุดการทำงานแต่อุปกรณ์ที่ทำงานในส่วนอื่นๆ เช่นหน่วยความจำ RAM, ส่วนที่นับเวลาและรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษยังคงสภาวะการทำงานอยู่ที่สถานะสุดท้าย และจะวนลูปอยู่ในสถานะนี้จนกว่าจะถูกอินเตอร์รัปต์หรือถูกรีเซ็ต จะสังเกตได้ว่าโหมดนี้หยุดลงการทำงานของระบบจะกลับมาทำงานในคำสั่งสุดท้ายก่อนที่จะเข้าสู่สภาวะสงบ ในโหมดนี้สามารถลดการใช้พลังงานได้ถึง 4 เท่าของสภาวะปกติ



รูปที่ 2.15 แสดงการจับขาใช้งานของ AT89C51/52 และ AT89C1051/2051

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.8 โหมตประหยัดพลังงาน

ส่วนในโหมคนี้ ออสซิลเลเตอร์จะถูกหยุด ส่วน RAM และรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษยังคงเก็บค่าต่าง ๆ ไว้จนกระทั่งสิ้นสุดการอยู่ในสภาวะนี้ การที่จะออกโหมคนี้ สามารถกระทำได้โดยการรีเซ็ตทางฮาร์ดแวร์ซึ่งการรีเซ็ตจะเป็นการกำหนดค่าใหม่ให้รีจิสเตอร์และควอร์ท่วงเวลาให้ออสซิลเลเตอร์กลับเข้าสู่สภาวะปกติและ Vcc อยู่ระดับปกติ ในโหมคนี้สามารถการกินกระแสได้มากถึง 200 เท่า






นอกจากนี้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AT89C51/52 ยังมีโหมคป้องกันการเขียนแบบคิ้ว “Program Memory Lock Bits” ดังแสดงการเชื่อมต่อในตารางที่ 2.3 โดย AT89C51/52 จะสามารถใช้โหมคการป้องกันได้ 3 ระดับ ส่วน AT89C1051/2051 จะสามารถป้องกันได้ 2 ระดับ ซึ่งนับได้ว่าเพียงพอแล้ว ความหมายในตารางที่ 2.3 นั้น อักษร U (unprogramed) หมายถึงการกำหนดไม่ให้ล็อก ส่วนอักษร P (Programmed) คือ เป็นการ ใช้คุณสมบัติของการป้องกันแบบล็อกบิตและ LB₁, LB₂, LB₃ คือ การล็อกบิตที่ 1, 2 และ 3 ตามลำดับ ยกตัวอย่างเช่น เมื่อล็อกบิตที่ 1 (LB₁) ถูกโปรแกรมเป็น P ระดับลอจิกที่ขา EA จะถูกกำหนดให้มีสถานะถูกรีเซ็ตอยู่ตลอด ถ้ามีระดับลอจิกสูงเข้ามาที่ MCU โดยไม่มีการเชื่อมต่อแล้ว สัญญาณจะเริ่มทำการสุ่มและเลือกค่า ๆ หนึ่งไว้และเก็บค่านั้น ๆ ไว้จนกว่าจะมีการรีเซ็ตซึ่งเป็นสิ่งสำคัญ

ตารางที่ 2.3 ตารางล็อกบิตเพื่อป้องกันการเขียนแบบโปรแกรมของ AT89C51/52

การโปรแกรมการล็อกบิต AT89C51/52				ประเภทของการป้องกัน	การโปรแกรมการล็อกบิต AT89C1051/2052		
ระดับ การล็อก	LB1	LB2	LB3		ระดับ การล็อก	LB1	LB2
1	U	U	U	ไม่มีการตั้งโปรแกรมล็อกใดๆ	1	U	U
2	P	U	U	ไม่สามารถใช้คำสั่ง MOVX จากโปรแกรมหน่วยความจำภายนอกมาอ่านรหัสคำสั่งภายในออกมาได้นอกจากนี้การโปรแกรมหรือเขียนคำสั่งใดๆลงบนหน่วยความจำแฟลชจะทำได้ไม่ได้อีก	2	P	U
3	P	P	P	เช่นเดียวกับแบบที่ 2 และการตรวจสอบรหัส (Verify) จะทำไม่ได้	3	P	P
4	P	P	P	เช่นเดียวกับแบบที่ 3 และการอ่านจากภายนอกเช่น ROM ทำไม่ได้			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.4 ตารางการเชื่อมต่อสัญญาณขณะทำการโปรแกรม AT89C51/52

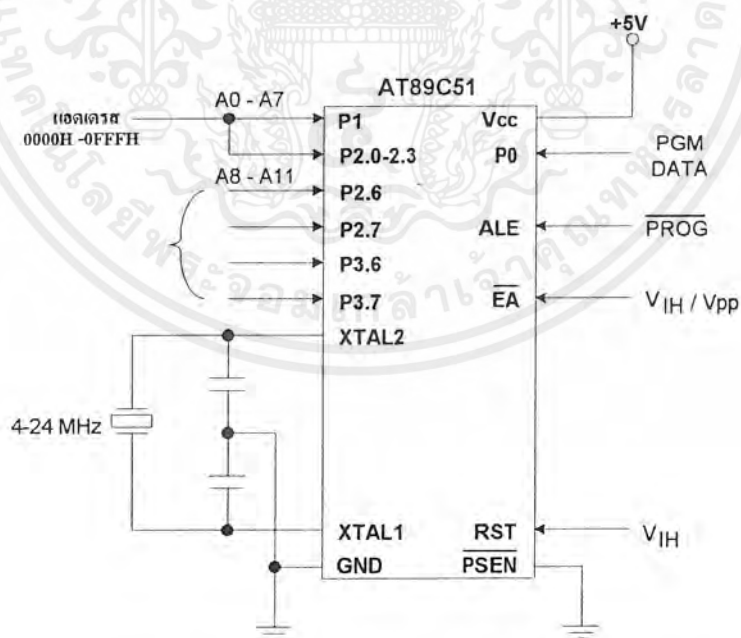
ขาต่อใช้งาน	RST	PSEN	ALE/ PROG	$\overline{EA}/$ Vpp	P2.6	P2.7	P3.6	P3.7
โหมดการทำงาน								
เขียนรหัสข้อมูล	H	L		H/12V ⁽¹⁾	L	H	H	H
อ่านรหัสข้อมูล	H	L	H	H	L	L	H	H
ล๊อคบิตการเขียน 1	H	L		H/12V	H	H	H	H
ล๊อคบิตการเขียน 2	H	L		H/12V	H	H	L	L
ล๊อคบิตการเขียน 3	H	L		H/12V	H	L	H	L
การลบข้อมูลในชิป	H	L		H/12V	H	L	L	L
กำหนดไบนารีการอ่าน	H	L	H	H	L	L	L	L

ขา \overline{EA} ถูกแลตซ์สัญญาณไว้ทำให้ไม่สามารถใช้คำสั่งภายนอกมาอ่านรหัสคำสั่งภายในได้และการจะโปรแกรมแบบแฟลชเข้าไปใหม่ ก็ทำไม่ได้ส่วนการป้องกันแบบอื่นๆ ดูได้ตามที่ระบุตามตาราง

หมายเหตุ (1) ระดับแรงดันในการเขียนและลบข้อมูลที่ระดับแรงดันค่าสูง (+12 โวลท์)

(2) ความเวลาของพัลส์ในการลบข้อมูลในชิปเท่ากับ 10 มิลลิวินาที

2.4.9 ขั้นตอนการโปรแกรม

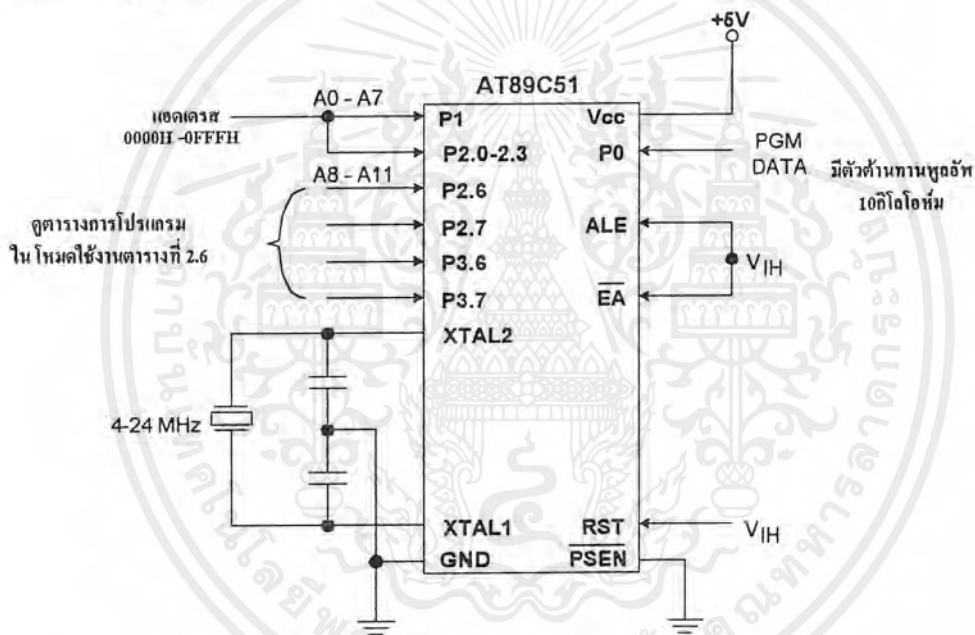


รูปที่ 2.16 การต่อใช้งานขณะโปรแกรมเข้าไปใน AT89C51/52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก่อนโปรแกรม AT89C51/52 โหลดแอดเดรสข้อมูลและสัญญาณควบคุม จะต้องกำหนดขึ้นตามตารางที่ 2.4 และจะต้องหาใช้งานและสัญญาณเข้าไปยัง MCU ตามรูปที่ 2.16 และการตรวจสอบโปรแกรมต่อตามรูปที่ 2.17 จากนั้นจะเริ่มกระทำตามขั้นตอนดังนี้

- 1) ป้อนตำแหน่งแอดเดรสบนไลน์แอดเดรส
- 2) ป้อนไบต์ข้อมูลทางไลน์ข้อมูล
- 3) กำหนดค่าสัญญาณควบคุมที่ถูกต้องเข้าทางขา P2.6, P2.7, P3.6, P3.7
- 4) กำหนดค่าแรงดันป้อนให้ขา \overline{EA} / V_{pp} ไว้ที่ +12 โวลต์ ในกรณีโปรแกรมที่ค่าแรงดันสูง
- 5) ป้อนพัลส์ที่ขา ALE / \overline{PROG} เมื่อจะโปรแกรมหนึ่งไบต์เข้าไปในหน่วยความจำแฟลชหรือในลึอกบิต จากนั้นวงจรการเขียนข้อมูลจะเกิดขึ้นเองตามมาโดยในระยะเวลาใน 1 วงรอบ จะไม่เกิน 1.5 มิลลิวินาทีเสร็จแล้วเริ่มต้นทำขั้นตอนที่ 1 ถึง 5 โดยการเปลี่ยนแอดเดรสและข้อมูลชุดถัดไปจนครบทั้งหมดหรือได้รับ Object File ที่ต้องการแล้ว



รูปที่ 2.17 การทดสอบการโปรแกรมใน AT89C51/52

2.4.10 การโปรแกรม AT89C1051/2051

เนื่องจาก AT89C1051/2051 นี้มีอัลกอริทึมในการโปรแกรมที่แตกต่างในบางส่วน เพราะขาดลงถึง 20 ขา แม้ว่าจะมีความเข้ากันได้กับ MCS-51 ไมโครแชนเนล แต่ไม่สามารถเข้ากันได้ในด้านจำนวนขาจึงแนะนำว่าการโปรแกรมโดยใช้เครื่องโปรแกรมจะเป็นวิธีที่สะดวกกว่า อย่างไรก็ตามสามารถศึกษาขั้นตอนการโปรแกรมโดยตรงได้จากคู่มือของ AT89C1051/2051 เพื่อเข้าใจหลักการเพิ่มเติมได้

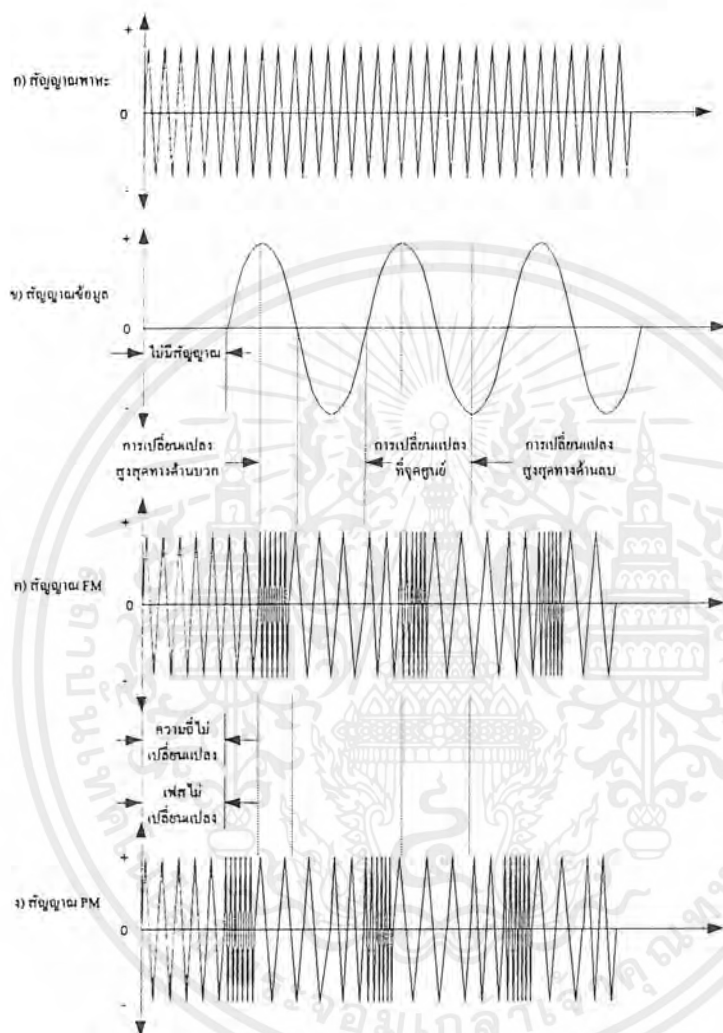
2.5 ทฤษฎีการรับส่งคลื่นวิทยุ

จากการวิเคราะห์คุณสมบัติของสัญญาณพาหะที่เป็นคลื่นรูปไซน์ ทำให้ทราบว่าสามารถทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณพาหะได้อีก 2 วิธีนอกจากแอมพลิจูดมอดูเลชั่น คือ การเปลี่ยนความถี่ (Frequency) เรียกว่าเฟรควเอนซีมอดูเลชั่น (Frequency Modulation) และการเลื่อนเฟส (Phase) เรียกว่าเฟสมอดูเลชั่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Phase Modulation) จากการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณ ทำให้เกิดการมอดูเลตทางเฟสด้วยทั้งสองวิธี จึงเป็นการมอดูเลชันทางมุม (Angle Modulation) ตั้งเกิดจากสมการ

$$v_s \approx V_s \sin(2\pi f_c t) \approx V_s \sin(st)$$



รูปที่ 2.18 แสดงสัญญาณพาหะสัญญาณข้อมูลและสัญญาณ FM และ PM

2.5.1 ฟูรีแควนซีมอดูเลชัน (Frequency Modulation)

เป็นการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณพาหะตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณข้อมูล โดยที่เอาแอมพลิจูดของสัญญาณคงที่ การเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณพาหะจะมีความสัมพันธ์กับค่าแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล เช่นเมื่อสัญญาณข้อมูลมีแอมพลิจูดสูง สัญญาณพาหะก็จะมีค่าความถี่สูงขึ้นด้วย ขณะที่ไม่มีสัญญาณข้อมูลเข้ามามอดูเลต สัญญาณพาหะจะมีค่าความถี่กลางอยู่ค่าหนึ่งซึ่งเรียกว่า Center Frequency เมื่อมีสัญญาณข้อมูลเข้ามาจะทำให้เกิดความเปลี่ยนแปลงสูงขึ้นหรือต่ำลง ปริมาณความถี่ที่เปลี่ยนไปเรียกว่า ค่าเบี่ยงเบนทางความถี่ (Frequency Deviation) ค่าสูงสุดของการเบี่ยงเบนจะเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

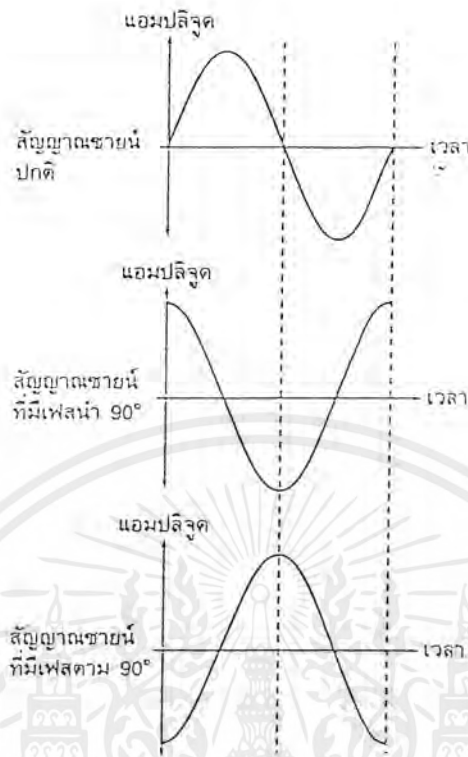
ข้อมูลมีแอมพลิจูดสูงสุด ความถี่ของสัญญาณจะเป็นตัวกำหนดให้ทราบถึงจำนวนครั้งในหนึ่งวินาทีที่เกิดการเบี่ยงเบนความถี่ขึ้นไปสูงและต่ำกว่าความถี่กลาง อัตราดังกล่าวถูกเรียกว่าอัตราการเบี่ยงเบนทางความถี่ (Frequency Deviation Rate) ความถี่ของสัญญาณข้อมูลจะมีผลต่ออัตราการเบี่ยงเบนทางความถี่ดังกล่าว แต่จะไม่ผลต่อปริมาณของความถี่ที่เบี่ยงเบนไปจากค่าความถี่กลาง ซึ่งขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลเท่านั้น

การแสดงให้เห็นถึงการเบี่ยงเบนทางความถี่จะเป็นปริมาณของความถี่ที่เลื่อนสูงขึ้นหรือต่ำลงไปจากค่าความถี่กลาง เช่นหากมีค่าความถี่กลางเป็น 900 MHz และมีค่าเบี่ยงเบนเท่ากับ 200 kHz หมายความว่าสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วจะมีค่าความถี่สูงสุด ซึ่งขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดเท่ากับ 900.2 MHz และค่าต่ำสุดเท่ากับ 899.8 MHz

2.5.2 เฟสมอดูเลชัน (Phase Modulation)

เป็นการเปลี่ยนแปลงปริมาณของการเลื่อนเฟส (Phase Shift) ของความถี่ของสัญญาณพาหะตามสัญญาณพาหะตามสัญญาณข้อมูล การเลื่อนเฟสหมายถึงการที่เวลาแตกต่างกันระหว่างคลื่นไซน์สองลูกที่มีความถี่เดียวกัน ลูกหนึ่งที่มีเฟสนำ (Leading) หมายความว่า เป็นสัญญาณที่เกิดที่เวลาหลังจากสัญญาณอีกลูกหนึ่ง หรือการที่มีเฟสตาม (Lagging) จะหมายความว่า เป็นสัญญาณที่เกิดที่เวลาหลังจากสัญญาณอีกลูกหนึ่ง การมอดูเลตทางเฟสการเปลี่ยนเฟสของสัญญาณพาหะจะขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล เมื่อสัญญาณเพิ่มขึ้นทางบวก (โดยไม่เกี่ยวกับปริมาณของแอมพลิจูด) ปริมาณของเฟสตามจะเพิ่มขึ้นพร้อมกับแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล

สัญญาณพาหะจะถูกทำให้หน่วงเวลาไปเป็นผลให้สัญญาณที่ออกมา เป็นสัญญาณพาหะความถี่คงที่ซึ่งถูกขี้ออกหรือความถี่ต่ำลง เมื่อสัญญาณข้อมูลลดลงทางลบเฟส ก็จะเปลี่ยนเป็นเฟสนำ ในช่วงนี้สัญญาณพาหะจะถูกเร่งความเร็วขึ้น นั่นคือความถี่ของพาหะก็จะสูงขึ้น จากปริมาณการเลื่อนเฟสมีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ของสัญญาณพาหะ เกิดเป็นการมอดูเลตทางความถี่โดยอ้อม (Indirect FM) ที่ได้จากการมอดูเลตทางเฟส (PM) แต่การมอดูเลตทางความถี่จะเกิดเมื่อการเลื่อนเฟสมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เท่านั้น หากไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเฟสการเปลี่ยนแปลงความถี่จะไม่เกิดขึ้น หากพิจารณาสัญญาณข้อมูลขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มหรือลดแอมพลิจูด การเปลี่ยนแปลงความถี่จะเกิดขึ้นจากตัวมอดูเลตทางเฟสหรือตัวเลื่อนเฟส และหากสัญญาณข้อมูลไม่มีการเปลี่ยนแปลงจะเป็นสัญญาณพาหะความถี่เดิมที่ถูกเลื่อนเฟสไปค่าหนึ่งเท่านั้น

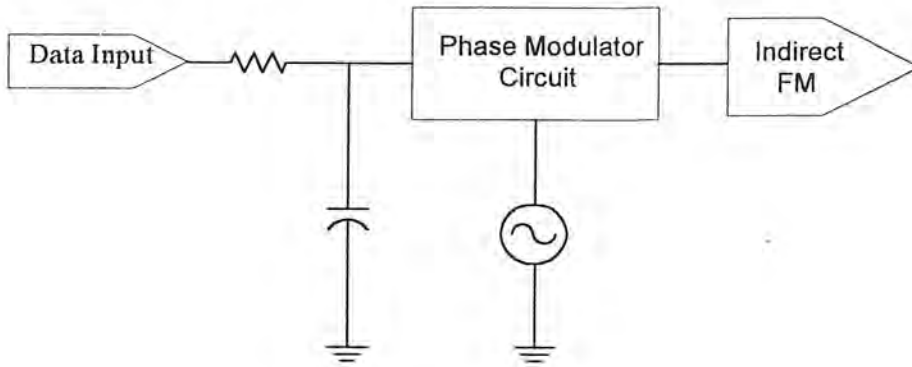


รูปที่ 2.19 สัญญาณ ไซน์ปกติ สัญญาณ ไซน์ที่มีเฟสนำ 90 องศาและเฟสตาม 90 องศา

จากการมอดูเลตทางเฟส ค่าเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุดจะปรากฏในช่วงที่สัญญาณข้อมูลมีการเปลี่ยนแปลงในอัตราสูงสุด เช่น ณ จุดที่สัญญาณข้อมูลรูปไซน์ มีการเปลี่ยนค่าจากบวกไปหาลบหรือจากลบไปหาบวกหรือจุดที่สัญญาณตัดกับแกนเวลา และมีค่าความต่างศักย์เป็นศูนย์นั่นเอง (Zero Crossing Point) แต่สำหรับการมอดูเลตทางความถี่ ค่าเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุดจะเกิดที่แอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลมีค่าสูงสุดทั้งทางบวกและทางลบ ถึงแม้ว่าค่านมอดูเลตทางเฟสจะสร้างสัญญาณแบบมอดูเลชันทางความถี่ (FM) แต่ค่าเบี่ยงเบนความถี่จะปรากฏที่คนละช่วงเวลานั้นคือความแตกต่างของ การมอดูเลตทั้งสองแบบใน การมอดูเลตทางเฟส (PM) ค่าของเฟสนำและเฟสตามที่มากที่สุดจะปรากฏที่แอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณข้อมูล และค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่สัญญาณขาออกของวงจรเลื่อนเฟสจะขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณข้อมูล ซึ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณมีค่าสูงมากค่าเบี่ยงเบนความถี่จะยิ่งมากทำให้พอจะสรุปได้ว่าในการมอดูเลชันทางเฟสนั้นการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะจะขึ้นอยู่กับปัจจัยสองอย่างคือ ความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล ในขณะที่การมอดูเลชันทางความถี่ (FM) จะมีค่าเบี่ยงเบนความถี่ขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลเพียงอย่างเดียว

จากความแตกต่างดังกล่าว เมื่อนำสัญญาณข้อมูลมาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ ซึ่งทำให้สัญญาณความถี่สูงสุดถูกลดทอนแอมพลิจูดลงไป และต่อเข้าวงจรมอดูเลตทางเฟส ผลของสัญญาณข้อมูลที่มีความถี่สูง ซึ่งทำให้เกิดการเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุดก็ลดลง เนื่องจากวงจรกรองเป็นตัวขจัดเซซ เป็นผลให้ความถี่สูงที่ทำให้เกิดการเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุดลดลงผลลัพธ์ของสัญญาณที่ได้ ก็จะเหมือนกับสัญญาณมอดูเลตทางความถี่หรือที่เรียกว่าการมอดูเลตทางความถี่โดยอ้อม (Indirect FM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษา ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

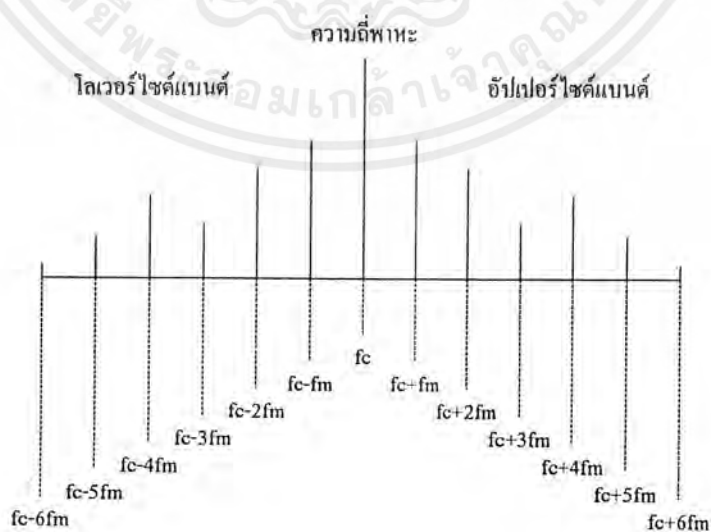


รูปที่ 2.20 วงจร Indirect FM

วงจรที่ใช้ในระบบสื่อสารส่วนใหญ่จะเป็นวงจรมอดูเลตทางเฟสมากกว่า เนื่องจากมีตัวคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ทำให้เราสามารถสร้างสัญญาณพาหะที่มีความถี่ที่เที่ยงตรงและเสถียรได้ดี ในขณะที่วงจรมอดูเลตทางความถี่จะต้องการตัวสร้างสัญญาณความถี่ในช่วงกว้าง ๆ ซึ่งตัวคริสตอลออสซิลเลเตอร์ไม่สามารถทำได้ แต่จากตัวอย่างข้างต้นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่สูงก็ถูกสร้างได้จากวงจรมอดูเลชันทางเฟส และยิ่งกว่านั้นวงจรมอดูเลชันทางเฟสก็สามารถสร้างได้ง่ายกว่าวงจรมอดูเลตทางความถี่

2.5.3 ความถี่ข้างเคียงและดัชนีมอดูเลชัน

ผลจากการมอดูเลตไม่ว่าด้วยวิธีการใดจะทำให้เกิดความถี่ข้างเคียงขึ้น ในการมอดูเลตทางความถี่และทางเฟส ก็เกิดความถี่และทางเฟสก็เกิดความถี่ข้างเคียงที่เป็นความถี่ของผลรวมและผลต่างของสัญญาณพาหะและสัญญาณข้อมูลขึ้นเช่นกัน ตามทฤษฎีแล้วจะเกิดคู่ของความถี่ข้างเคียงขึ้นเป็นจำนวนอนันต์คู่ ทั้งด้านบนและด้านล่างของความถี่กลาง ทำให้สัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางความถี่และเฟสมีการใช้งานแถบความถี่ (Spectrum) มากกว่าสัญญาณที่มอดูเลตทางแอมพลิจูด



รูปที่ 2.21 แสดงแถบความถี่ของสัญญาณ FM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในวงจำกัดเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปแถบความถี่ของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยทั่วไป ที่สัญญาณพาหะถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณรูปซายน์ความถี่เดียวจะมีลักษณะที่น่าสังเกตคือ ความถี่ข้างเคียงจะเว้นระยะห่างจากสัญญาณความถี่พาหะและความถี่ข้างเคียงด้วยกัน เป็นระยะเท่า ๆ กัน เท่ากับความถี่สัญญาณข้อมูลและแอมพลิจูดของสัญญาณข้างเคียงจะไม่เท่ากัน

ลักษณะต่าง ๆ ของจำนวนความถี่ข้างเคียง ขนาดแอมพลิจูดของความถี่ข้างเคียงและระยะห่างระหว่างความถี่ จะขึ้นอยู่กับค่าเบี่ยงเบนความถี่ (Frequency Deviation) และความถี่ของสัญญาณข้อมูล แม้ว่าสัญญาณมอดูเลชันทางความถี่จะมีความถี่ข้างเคียง จำนวนอนันต์แต่ความถี่ข้างเคียงที่มีแอมพลิจูดสูงสุดเพียงพอนั้น จะถือว่าเป็นสัญญาณที่มีข้อมูลอยู่ โดยปรกติสัญญาณที่มีแอมพลิจูดต่ำกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของสัญญาณพาหะที่ยังไม่ถูกมอดูเลต จะถือว่าไม่มีความสำคัญ

จากความสัมพันธ์ข้างต้น ทำให้เกิดอัตราส่วนระหว่างค่าเบี่ยงเบนความถี่กับความถี่ของสัญญาณข้อมูล ซึ่งเรียกว่าดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index) มีตัวย่อว่า m

$$m = fd / fm$$

เมื่อ fd คือค่าเบี่ยงเบนความถี่

เมื่อ fm คือความถี่ของสัญญาณข้อมูล

ค่าเบี่ยงเบนความถี่และค่าความถี่ของสัญญาณข้อมูลมักจะใช้ค่ามากที่สุด เพื่อนำมาคำนวณดัชนีการมอดูเลต และนอกจากนั้นค่าดัชนีดังกล่าว (m) ก็ถูกเรียกว่า อัตราการเบี่ยงเบนด้วย ตัวอย่างของค่าดัชนี เช่น ในวิทยุกระจายเสียงระบบ FM จะมีค่าเบี่ยงเบนได้มากที่สุด 75kHz และมีค่าความถี่ของสัญญาณข้อมูลสูงสุด 15 kHz ดังนั้นจะได้ค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ $m = 75/15 = 15$

เมื่อทราบค่าดัชนีการมอดูเลต จะทำให้สามารถทราบจำนวน และขนาดของแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่ข้างเคียงได้ด้วยการคำนวณจากสมการฟังก์ชันของเบสเซล (Bessel function) ผลจะได้ออกมา คอลัมน์ซ้ายมือสุดเป็นค่าดัชนีการมอดูเลตและคอลัมน์ที่เหลือเป็นแอมพลิจูดค่ากว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของสัญญาณพาหะจะไม่ถูกแสดงบนตาราง สัญญาณข้างเคียงและสัญญาณพาหะบางตัวมีค่าแอมพลิจูดเป็นลบ ซึ่งแสดงว่ามีการเลื่อนเฟสไป 180 องศา หรือกลับเฟสนั่นเอง

สัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางความถี่ (FM) จะใช้แถบความถี่กว้างเท่าใดนั้นก็ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตด้วยเช่นกัน หากค่าดัชนีการมอดูเลตมากก็จะใช้แถบความถี่กว้างมาก ดังนั้นสามารถประหยัดแถบความถี่ได้ด้วยการจำกัดค่าของดัชนีการมอดูเลต ความกว้างของแถบความถี่สามารถหาได้จากค่าดัชนีการมอดูเลตดังสมการ แถบความถี่ของความถี่ (Bandwidth) = $2 f_m \times$ จำนวนความถี่ข้างเคียงที่สำคัญ

เมื่อ f_m คือความถี่ของสัญญาณข้อมูล

เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นสัญญาณของพาหะจะมีขนาดแอมพลิจูดลดลง และแอมพลิจูดของสัญญาณข้างเคียงก็จะมีค่ามากขึ้นจนถึงจุดหนึ่งที่ค่าแอมพลิจูดจะมีขนาดลดลงและแอมพลิจูดของสัญญาณข้างเคียงก็จะมีค่ามากขึ้นจนถึงจุดหนึ่งที่ค่าแอมพลิจูดของ สัญญาณพาหะหายไปเปรียบเทียบกับสัญญาณในแบบมอดูเลชันทางแอมพลิจูดปริมาณการมอดูเลตจะแสดงในรูปเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งเป็นอัตราส่วนของแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลกับแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะ หากปริมาณทั้งสองเท่ากัน อัตราส่วนจะเป็นหนึ่งเป็นผลให้เกิดการมอดูเลต 100 % แต่หากสัญญาณข้อมูลมีค่าสูงกว่าจะทำให้เกิดการมอดู

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลตมากเกินไป (Over modulation) และเกิดความเพี้ยนของสัญญาณขึ้น สำหรับการมอดูเลตทางความถี่ จะไม่ทำให้เกิดการมอดูเลตมากเกินไป หรือสัญญาณเพี้ยน แต่จะทำให้เกิดค่าเบี่ยงเบนความถี่มากขึ้น ซึ่งเป็นผลให้ค่าดัชนีการมอดูเลตทางความถี่สูงขึ้น และต้องใช้แถบความถี่กว้างมากขึ้น

เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตทางความถี่ = $(\text{ค่าเบี่ยงเบนความถี่จริง} / \text{ค่าเบี่ยงเบนที่สูงสุด}) \times 100$

เปอร์เซ็นต์ดังกล่าวไม่ควรเกิน 100 เปอร์เซ็นต์เนื่องจากจะไปรบกวนการใช้แถบความถี่ของช่องอื่นที่อยู่ข้างเคียง

2.5.4 เครื่องส่งสัญญาณคลื่นวิทยุ (Radio transmitters)

จุดเริ่มต้นของการส่งคลื่นวิทยุขึ้นนั้นประกอบด้วยการสร้างสัญญาณที่เป็นสื่อ หรือพาหะที่เรียกว่า Carrier generator นำสัญญาณมอดูเลตกับสัญญาณข้อมูล แล้วจึงทำการขยายสัญญาณเพื่อส่งออกไปยังสายอากาศหรือตัวนำคลื่นเป็นสัญญาณความถี่วิทยุ(RF) ส่วนประกอบของเครื่องส่งสัญญาณคือ

1. วงจรสร้างสัญญาณพาหะ (Carrier generator) โดยส่วนมากจะเป็นวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator) ซึ่งจะให้สัญญาณความถี่ที่ต้องการ ได้ที่ขงตรงและมีประสิทธิภาพ โดยส่วนมากมักมีการต่อวงจรขยายแบบบัฟเฟอร์เข้าไปเพื่อแยกวงจรออสซิลเลเตอร์ออกจากโหลด เป็นการป้องกันการเปลี่ยนความถี่ เนื่องจากค่าโหลดของวงจรออสซิลเลเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงไป

2. วงจรมอดูเลตสัญญาณ (Modulator) ทำการแปลงคุณสมบัติของสัญญาณพาหะให้มีลักษณะตามการเปลี่ยนของข้อมูลหรือเสียงพูดที่ต้องการส่ง

3. วงจรขยาย (Amplifier) เป็นการขยายสัญญาณในรูปแบบต่าง ๆ ในขั้นตอนที่ต่างกันเช่น ขยายสุดท้ายก่อนที่จะออกไปที่สายอากาศ สำหรับวงจรขยายมีการจัดออกเป็นหลายแบบ มีการเรียกเป็นคลาส (Class) ตามวิธีการไบแอสวงจรขยาย ดังต่อไปนี้

3.1 วงจรขยายคลาสเอ (Class A) เป็นวงจรขยายที่ต่อทรานซิสเตอร์แบบที่มีการไบแอสให้วงจรทรานซิสเตอร์ มีกระแสไหลผ่านขาคอลเลกเตอร์ (Collector) หรือที่เรียกว่ากระแสเดรน (Drain Current) ตลอดเวลาเป็นวงจรแบบเชิงเส้น (Linear Amplifier) เนื่องจากสัญญาณที่ได้ในขาออกเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสัญญาณขาเข้า แต่วงจรคลาสเอเป็นวงจรขยายที่ไม่ค่อยมีประสิทธิภาพ เนื่องจากวงจรมีการขยายสัญญาณ โดยทำงานตลอดลูกคลื่นหรือที่เรียกว่าครบ 360 องศา ดังนั้นวงจรขยายคลาสเอจึงไม่เหมาะที่จะเป็นวงจรขยายกำลัง (Power Amplifier) เพราะโดยปรกติมักใช้ในวงจรขยายกำลังต่ำ (Low Power Amplifier) เช่นวงจรขยายแบบบัฟเฟอร์ (Buffer Amplifier)

3.2 วงจรขยายคลาสบี (Class B) เป็นวงจรขยายที่ต่อทรานซิสเตอร์แบบที่มีการไบแอสให้ทรานซิสเตอร์อยู่ในช่วงคัทออฟ (cut off) เป็นภาวะที่ไม่มีกระแสไหล โดยปรกติเมื่อไม่มีสัญญาณขาเข้าก็จะมีกระแสไหลที่ขาคอลเลกเตอร์ ตัวทรานซิสเตอร์ ตัวทรานซิสเตอร์จะทำงานนำกระแสเพียงครึ่งครึ่งลูกของสัญญาณขาเข้าคือจะทำงานเพียง 180 องศาของสัญญาณขาเข้า มีเพียงสัญญาณครึ่งลูกเท่านั้นที่ถูกขยาย ดังนั้นในเวลาที่ต้องการขยายสัญญาณเต็มลูกคลื่นจึงมีการต่อวงจรที่เรียกว่า Push and Pull โดยใช้วงจรขยายคลาสบีสองชุดทำงานทั้งในช่วงสัญญาณบวกและสัญญาณลบสลับต่อเนื่องกัน ไปวงจรขยายคลาสบีมีประสิทธิภาพดีกว่าวงจรขยายคลาสเอ เนื่องจากการไหลของกระแสไฟจะเกิดเพียงช่วงหนึ่งของสัญญาณเท่านั้น ซึ่งเหมาะสำหรับวงจรขยายกำลัง แต่สัญญาณที่ได้ก็ยังมีมีความเพี้ยนผิดรูปแบบ (Distortion) ไป

3.3 วงจรขยายคลาสเอบี (Class AB) เป็นวงจรขยายที่มีการไบแอสทรานซิสเตอร์ให้อยู่ในช่วงที่เกือบจะคัทออฟ จึงมีกระแสไหลที่ขาคอลเลกเตอร์เล็กน้อย ทำให้เมื่อมีสัญญาณเข้ามาก็จะทำงานในช่วงของสัญญาณที่มากกว่า 180 องศาแต่ไม่ถึง 360 องศาของลูกคลื่นไซน์และก็มีมีการต่อใช้ในรูปแบบของวงจรขยายแบบ Push Pull เช่นเดียวกับคลาสบี มีความเป็นเชิงเส้นมากกว่าแต่มีประสิทธิภาพน้อยกว่า

วงจรขยายในแบบคลาสเอ คลาสบี และคลาสเอ+บี เช่นวงจรขยาย AM แบบกำลังต่ำหรือแบบซิงเกิลไซด์แบนด์ (Single Side Band:SSB) วงจรขยายแบบไม่เชิงเส้นเช่นวงจรขยายคลาสซี (Class C) ที่เป็นวงจรซึ่งใช้มากในเครื่องส่งแบบ AM และ FM สำหรับการขยายกำลัง (Power Amplifier) ในรูปของวงจรขับ วงจรคูณ ความถี่ (Frequency Multiplier) และวงจรขยายภาคสุดท้าย (Final Amplifier)

3.4 วงจรขยายคลาสซี(Class C) เป็นวงจรทรานซิสเตอร์ที่ทำให้มีการนำสัญญาณเพียงส่วนที่น้อยกว่า 180 องศาของลูกคลื่นไซน์เข้ามาเข้า วิธีการไบแอสทรานซิสเตอร์สำหรับคลาสซีมีอยู่ด้วยกัน 3 แบบคือ ไบแอสด้วยสัญญาณ (Signal Bias) , ไบแอสด้วยวงจรภายนอก (External Bias) , ไบแอสด้วยตัวเอง (Self Bias) และปรกติมีมุมช่วงทำงานของวงจรรออยู่ในช่วง 90 ถึง 150 องศา นั้นหมายถึงมีเพียงสัญญาณพัลส์เล็ก ๆ เท่านั้นที่ออกมาดังนั้นการทำให้มีสัญญาณขยายเต็มลูกคลื่นจะต้องมีการนำวงจรจูนเรโซแนนท์ (Resonant Tuned Circuit) มาต่อเข้าที่ขาออกเพื่อที่จะได้สัญญาณลูกคลื่นรูปไซน์เต็มลูกคลื่น เช่นการทำงานแบบคู่ขนาน (Parallel Tuned Circuit) ที่จะทำให้เกิดสัญญาณความถี่ที่ความถี่เรโซแนนท์ เมื่อใดก็ตามที่ได้รับสัญญาณพัลส์จากวงจรถ่าย วงจรจูนแบบคู่ขนานประกอบด้วยคาปาซิเตอร์ (Capacitor) และลวดตัวนำ (Inductor) เมื่อได้รับสัญญาณพัลส์ก็จะเกิดการถ่ายทอดพลังงานระหว่างคาปาซิเตอร์และลวดตัวนำ ซึ่งเรียกว่า ปรากฏการณ์ฟลายวีล (Fly Wheel Effect) ซึ่งจะสร้างสัญญาณลูกคลื่นไซน์ที่ความถี่เรโซแนนท์ ขณะเดียวกันวงจรจูนดังกล่าวก็ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่ฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการออกด้วย วงจรขยายคลาสซีสามารถใช้เป็นวงจรจูนความถี่ได้ โดยการต่อเข้ากับวงจรเรโซแนนท์ที่สร้างความถี่เป็นจำนวนเต็มเท่าของสัญญาณความถี่เข้า และที่เหนือกว่าคลาสอื่น ๆ ก็คือคลาสซีมีการขยายสัญญาณขาเข้าเพียงช่วงสั้น ๆ เท่านั้น ดังนั้นจึงมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุด

4. วงจรอิมพีแดนซ์แมต칭 (Impedance Matching Circuit) เป็นวงจรที่ใช้สำหรับเชื่อมต่อระหว่างวงจรขยายความถี่วิทยุ (RF Amplifier) ในแต่ละภาคเพื่อให้ได้กำลังส่งที่มากที่สุด การที่จะทำให้มีการถ่ายพลังงานมากที่สุดจากวงจรถ่ายชุดหนึ่ง ไปยังอีกชุดหนึ่ง จะต้องมามีค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรแรกเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรถัดไป วงจรอิมพีแดนซ์แมต칭 โดยทั่วไปเป็นวงจรของตัวนำและตัวเก็บประจุ LC (Inductors and Capacitor) ที่มีรูปแบบการต่อต่าง ๆ กัน เช่น โครงข่ายรูป L และโครงข่ายรูป T หรืออาจจะเป็นหม้อแปลงรูปโดนัทที่แกนผงเหล็กเรียกว่า Toroid

5. วงจรกระบวนการเสียง (Speech Processing Circuit) เป็นวงจรอีกส่วนหนึ่งซึ่งทำหน้าที่เกี่ยวกับเสียงในระบบของเครื่องส่ง เช่น ในเครื่องส่งอาจมีวงจรที่ใช้สำหรับป้องกันการมอดูเลชันมากเกินไป (Over modulation) หรือตัวอย่างของวงจรกระบวนการเสียง เช่น วงจรจำกัดขนาดของเสียง (Voice Clipper) ซึ่งใช้ไดโอดในการลดแอมพลิจูดของสัญญาณในการมอดูเลตสัญญาณเสียงเครื่องรับสัญญาณ (Communication Receivers)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

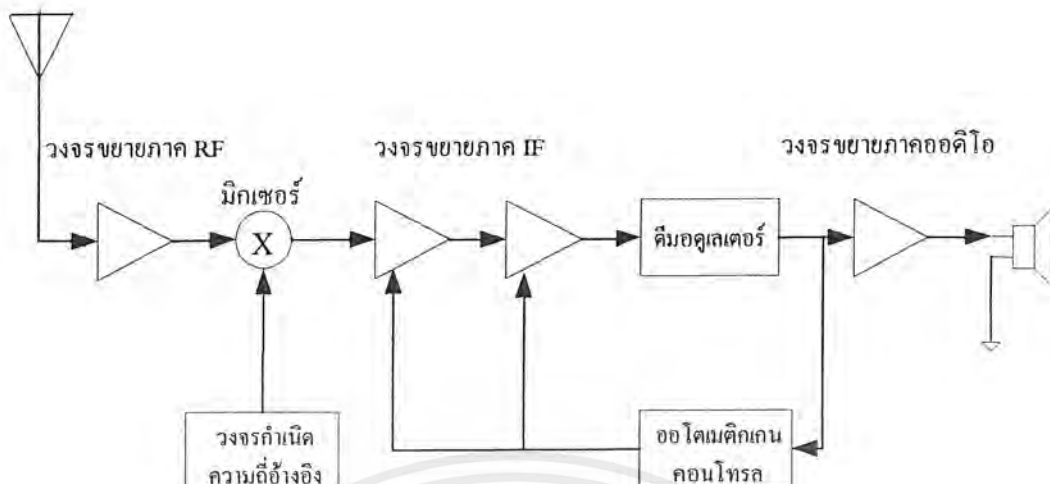
หน้าที่ของเครื่องรับสัญญาณคือทำการเลือกช่องสัญญาณที่ต้องการออกมา จากสัญญาณอื่น ๆ ที่ถูกส่งออกมาในอากาศ และขยายสัญญาณกลับไปเป็นสัญญาณข้อมูลที่ส่งมาได้ โดยปกติเครื่องรับจะมีปัจจัย 2 ประการที่ต้องคำนึงถึงดังนี้

1. ค่าซีเล็กติวิตี (Selectivity) หมายถึงความสามารถในการรับสัญญาณที่ต้องการเข้ามาเท่านั้น หากค่าเครื่องสัญญาณมีค่าซีเล็กติวิตี (Selectivity) ที่ดีก็จะสามารถรับสัญญาณที่ต้องการเข้ามาเท่านั้น หากเครื่องรับมีค่าซีเล็กติวิตีที่ต่ำก็จะสามารถรับสัญญาณช่องที่ต้องการ และกำจัดช่องสัญญาณข้างเคียงออกไปได้

2. ค่าเซนซิวิตี (Sensitivity) หมายถึงความสามารถในการรับสัญญาณที่ต้องการที่มีขนาดเล็กหรือสัญญาณอ่อน แล้วนำมาขยายให้ได้สัญญาณที่มีความแรงมากขึ้น โดยปกติค่าเซนซิวิตีจะแสดงถึงการขยายสัญญาณด้วย นั่นก็คือยังมีกำลังขยายมากค่าเซนซิวิตียิ่งดี และจะแสดงอยู่ในรูปของค่าแรงดันของสัญญาณขาเข้าที่มีขนาดเล็กที่สุด ซึ่งสามารถขยายสัญญาณได้มากกว่า 10 เท่าของสัญญาณรบกวน

สำหรับเครื่องรับที่มีรูปแบบง่ายได้แก่เครื่องจูนความถี่วิทยุ TRF (Tuned radio frequency receiver) ซึ่งมีการทำงานดังนี้ สัญญาณที่รับเข้ามาทางสายอากาศ จะถูกต่อเข้ากับวงจรรจูน ซึ่งมีการต่อกับวงจรขยายที่เป็นวงจรสำหรับภาคความถี่ย่านคลื่นวิทยุ วงจรรจูนอาจมีการต่อขนานกันหลายชั้น ซึ่งจะช่วยเพิ่มค่าซีเล็กติวิตีให้กับเครื่องรับ ส่วนวงจรขยายสัญญาณภาคความถี่ย่านคลื่นวิทยุ (RF Radio Frequency Amplifier) ก็ได้ช่วยให้เครื่องรับมีค่าเซนซิวิตีดีขึ้น เป็นการขยายสัญญาณที่รับเข้ามาก่อนที่จะนำไปเข้าวงจรตรวจจับสัญญาณ (Detector) ผลที่ได้ก็จะเป็นสัญญาณข้อมูลหรือสัญญาณเสียงที่สามารถนำมาขยายต่อในวงจรขยายภาคสัญญาณความถี่เสียง (AF Audio Frequency Amplifier) ให้ได้สัญญาณออกมาที่ลำโพง วงจรเครื่องรับในแบบ TRF นั้นยังมีความยุ่งยากในการปรับความถี่อยู่มากเนื่องจากการปรับวงจรรจูนที่มีหลายชุดต่อกัน จะต้องทำการปรับหลายครั้ง ต่อมาในภายหลังจึงมีการต่อวงจรหลายๆชุดเข้าด้วยกัน ทำให้การปรับเครื่องรับสัญญาณง่ายขึ้น ปัญหาที่สำคัญอีกอย่างของเครื่องรับสัญญาณแบบ TRF ก็คือค่าซีเล็กติวิตี จะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าของความถี่ของสัญญาณที่สูงขึ้น ค่าซีเล็กติวิตีจะมีค่าที่ความถี่ต่ำ

เครื่องรับที่มีการแก้ไขปัญหานี้ข้างต้น ได้อย่างดีก็คือเครื่องรับในแบบที่เรียกว่า ซุปเปอร์เฮเทอโรไดน์ (Superheterodyne) หลักการของวงจรซุปเปอร์เฮเทอโรไดน์ ก็คือการแปลงความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาให้เป็นค่ากลางค่าหนึ่งซึ่งเรียกว่าความถี่ไอเอฟ (IF Intermediate Frequency)



รูปที่ 2.22 วงจรซูเปอร์เฮเทอเจอร์โรโคนด์

วงจรซูเปอร์เฮเทอเจอร์โรโคนด์สามารถใช้วงจรขยายเพียงชุดเดียว ก็สามารถให้ค่าซีเล็กติวิตีและค่าเซนซิวิตีที่ดีได้ วงจรหลักในเครื่องรับซูเปอร์เฮเทอเจอร์โรโคนด์ คือ วงจรมิกเซอร์ ซึ่งจะทำให้การแปลงความถี่ของสัญญาณที่เข้ามา

วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุให้ค่ากำลังขยายและค่าซีเล็กติวิตีในช่วงแรก ที่เรียกกันว่าปริซีเล็คเตอร์ (Pre selector) ถัดมาในภาคที่สองเป็นวงจรจูน (Tuned Circuit) สำหรับช่วยในการเลือกสัญญาณที่ต้องการหรือช่วงสัญญาณที่ต้องการ วงจรจูนอาจสร้างให้มีค่า Q สูง ๆ ทำให้มีค่าซีเล็กติวิตีดีขึ้น แต่โดยปกติแล้ววงจรจูนในภาคนี้ก็ต้องทำงานในช่วงความถี่กว้าง เพื่อให้สามารถรับสัญญาณได้หลายช่อง ในเครื่องรับบางเครื่องอาจไม่ใช้วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุในชุดแรก เนื่องจากไม่มีความจำเป็น เพราะความแรงของสัญญาณที่ได้รับอาจมีมากอยู่แล้ว เช่น ในสัญญาณความถี่ต่ำ แต่จะไปขยายสัญญาณอีกครั้งในภาคความถี่ค้ำกลาง (IF Amplifier) แต่โดยทั่วไปจะเป็นการดีกว่าที่จะมีวงจรขยายความถี่วิทยุอยู่เพื่อเพิ่มค่าเซนซิวิตี เนื่องจากจะได้กำลังขยายมากขึ้น และเพิ่มค่าซีเล็กติวิตี เพราะเป็นวงจรจูนอยู่ด้วยส่วนหนึ่ง และทำให้อัตราส่วนของสัญญาณที่ต้องการต่อสัญญาณรบกวนมากขึ้นด้วย (Signal to Noise Ratio) อีกเหตุผลหนึ่งที่ควรจะมีวงจรขยายความถี่วิทยุ เพราะจะช่วยแยกสัญญาณรบกวนที่อาจจะเกิดขึ้นกับเครื่องรับข้างเคียงที่เป็นผลมาจากการแพร่กระจายของสัญญาณจากวงจร โลคอลลอสซิเลเตอร์ (Local Oscillator) ที่ผ่านไปทางสายอากาศได้ สัญญาณจาก LO มีความแรงมากอาจจะรั่วไหลและไปเข้าที่ขาของวงจรมิกเซอร์ได้ ในการสร้างวงจรขยายและวงจรมิกเซอร์ หากใช้อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (Bipolar Transistor)

สัญญาณที่ได้ออกมาจากมิกเซอร์จะเป็นผลรวม และผลต่างของความถี่ของสัญญาณขาเข้าและสัญญาณความถี่ค้ำกลางที่จาก LO และจะมีวงจรจูนซึ่งเป็นวงจรกรอง เพื่อเลือกเอาสัญญาณผลต่างของความถี่จาก LO และจะมีวงจรจูนซึ่งเป็นวงจรกรอง เพื่อเลือกเอาสัญญาณผลต่างของความถี่ที่ต้องการออกมา นั่นคือค่าความถี่ค้ำกลาง (Intermediate Frequency) วงจรของมิกเซอร์อาจสร้างจากไดโอดหรือบาลานซ์มอดูเล

เตอร์ (Balance Modulator) สำหรับเครื่องรับที่สามารถรับสัญญาณได้ในความถี่หนึ่งๆ วงจร LO จะต้องสามารถจูนได้ ความถี่ของวงจรต้องสามารถเปลี่ยนได้ในช่วงความถี่ค่อนข้างกว้าง เพื่อที่จะทำให้วงจรมิกเซอร์สามารถแปลงความถี่ที่เข้ามาให้เป็นความถี่กลาง IF ได้ ในวงจรทั่วไปมิกเซอร์และ LO จะเป็นวงจรแยกกัน แต่สำหรับวงจรความถี่ต่ำมิกเซอร์อาจจะรวมกับ LO ได้ซึ่งเรียกว่าวงจรแปลง (Converter)

สัญญาณขาออกของมิกเซอร์เป็นสัญญาณที่ความถี่กลางซึ่งมีคุณสมบัติของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตจากด้านเครื่องส่งเช่นเดียวกับสัญญาณที่ถูกส่งมาจะถูกขยายโดยวงจรขยายความถี่กลางอีกหลายชุด และในเครื่องรับส่วนใหญ่จะมีวงจรขยายอยู่ในภาคความถี่กลางนี้เมื่อ IF มักอยู่ในช่วงความถี่ต่ำกว่าสัญญาณขาเข้า วงจรขยายความถี่กลางก็จะถูกออกแบบได้ง่ายกว่า และมีค่าซีเล็กติวิตีดีกว่า พร้อมกันนี้ก็จะมีการสร้างวงจรจูนในภาคนี้ด้วย ซึ่งก็จะให้ค่าซีเล็กติวิตีที่ขึ้นอีกระดับหนึ่ง วงจรจูนในที่นี้ก็คือวงจรกรองแบบคริสตอล (Crystal) , แมคคานิคอล (Mechanical) , เซรามิค (Ceramic)

สัญญาณ IF จะถูกส่งต่อไปเข้าวงจรตรวจจับหรือดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator) ซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณที่เข้ามาให้กลับคืนเป็นสัญญาณข้อมูลเดิมหรือเสียงพูดจากต้นทาง ผลลัพธ์เป็นสัญญาณที่ได้มักจะถูกวงจรขยายสัญญาณคลื่นเสียง (Audio Amplifier) เพื่อให้ได้ค่าความแรงของสัญญาณที่เพียงพอจะออกไปที่ลำโพง วงจรที่สำคัญอีกชุดหนึ่งในเครื่องรับแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ก็คือ วงจรควบคุมกำลังขยายอัตโนมัติ AGC (Automatic Gain Control) ขนาดของสัญญาณที่ออกมาจากวงจรดีมอดูเลเตอร์จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับขนาดของสัญญาณขาเข้าที่รับเข้ามา สัญญาณที่ได้ออกมาจะเป็นสัญญาณในแบบไฟฟสลบ จะถูกปรับและกรองให้เป็นสัญญาณไฟตรง ซึ่งไฟตรงนี้จะถูกป้อนกลับ (Feedback) ไปยังวงจรขยายความถี่กลาง หรือในบางครั้งอาจเป็นวงจรขยายความถี่วิทยุ เพื่อควบคุมกำลังขยายของเครื่องรับ วัตถุประสงค์ของ AGC ก็เพื่อช่วยควบคุมค่าผลลัพธ์ของสัญญาณขาออกให้คงที่ตลอดช่วงระดับของช่องสัญญาณคลื่นวิทยุที่เข้ามา

ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นวิทยุที่สายอากาศของเครื่องรับสามารถมีค่าตั้งแต่ระดับไมโครโวลท์ไปจนถึงระดับหลายโวลท์ ซึ่งแสดงถึงช่วงกว้างของสัญญาณที่เรียกว่าช่วงไดนามิก (Dynamic Range) โดยปกติเครื่องรับมักมีกำลังขยาย (Gain) เพื่อที่จะรับสัญญาณที่มีระดับได้ดี แต่ถ้าหากสัญญาณขาเข้ามีแอมพลิจูดสูงมาก ก็จะทำให้ไม่สามารถเข้าใจข้อความที่ถูกส่งมาได้ โดยการใช้วงจรควบคุมกำลังขยายอัตโนมัติ กำลังขยายโดยรวมของเครื่องรับจะสามารถปรับโดยอัตโนมัติขึ้นอยู่กับสัญญาณขาเข้า หากสัญญาณที่ออกมาหลังวงจรตรวจจับสูงมาก วงจร AGC จะให้กำเนิดสัญญาณไฟกระแสตรงที่มีค่าความต่างศักย์ค่าสูงค่าที่หนึ่งซึ่งจะถูกป้อนย้อนกลับไปลดค่ากำลังขยายของวงจรขยายความถี่กลาง

ปัญหาที่พบและสำคัญมากในวงจรซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ เมื่อความถี่กลางมีค่าต่ำก็คือเรื่องของอิมเมจฟริควেনซี (Image Frequency) ซึ่งมีลักษณะเป็นความถี่ที่อยู่ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการแต่อยู่สูงขึ้นไปสองเท่าของความถี่กลาง IF และอยู่ต่ำลงมากกว่าความถี่ที่ต้องการสองเท่า เมื่อความถี่อิมเมจฟริควেনซีเข้ามาในวงจรมิกเซอร์และได้ผลลัพธ์ของสัญญาณความถี่กลางที่มีความถี่เช่นเดียวกับสัญญาณจริง ทำให้สัญญาณที่ถูกเลือกมาผิดค่าเกิดเป็นสัญญาณรบกวนกับสัญญาณที่ต้องการ สัญญาณอิมเมจอาจเกิดได้ในกรณีที่แถบความถี่มีการใช้งานอย่างหนาแน่น สัญญาณอีกช่องหนึ่งอาจเข้ามาจนสัญญาณช่องที่ต้องการได้ วิธีการแก้ปัญหาเบื้องต้นก็อาจใช้วงจรจูนเพื่อเลือกเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ที่ต้องการเข้ามา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในเครื่องรับเท่านั้น และกำจัดสัญญาณอิมเมจออกไป แต่การแก้ไขดังกล่าวไม่สามารถทำได้ในวงจรเครื่องรับที่ต้องการใช้กับความถี่ในช่วงกว้าง วิธีการที่สองที่ใช้ในการแก้ปัญหาก็คือเพิ่มค่าความถี่กลางสูงขึ้น ก็จะทำให้ออกแบบวงจรยากขึ้น ดังนั้นการออกแบบวงจรซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ต้องออกแบบให้มีความถี่กลางมีค่ามากที่สุดเพื่อลดผลของอิมเมจฟรีควเอนซี และในขณะที่เดียวกันต้องทำให้มีค่าน้อยที่สุดเพื่อที่จะให้ออกแบบวงจรได้ง่ายขึ้นที่ความถี่ต่ำ วิธีการแก้ปัญหาสัญญาณอิมเมจสุดท้ายที่นิยมก็คือใช้วงจรแปลงความถี่สองครั้งซึ่งเรียกว่า คู่ออลคอนเวอร์ชันซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (Dual Conversion Heterodyne Receiver) ซึ่งมีการแปลงความถี่กลาง 2 ชุด ชุดแรกมี LO ที่สามารถปรับค่าได้ ส่วน LO ชุดที่สองคงที่เพื่อปรับค่าได้เล็กน้อย มิกเซอร์ชุดแรกจะแปลงให้สัญญาณมาอยู่ในความถี่กลางต่ำสูง โดยจะช่วยในการลดปรากฏการณ์อิมเมจฟรีควเอนซี ส่วนมิกเซอร์ชุดที่สองจะแปลงสัญญาณ IF ชุดแรกให้ต่ำลงเป็นสัญญาณ IF ความถี่ที่สองที่ให้ค่าซีเล็กติวิตีที่ดีกว่า วงจรคู่ออลคอนเวอร์ชัน (Dual Conversion) มักใช้ในวงจรเครื่องรับความถี่คลื่นสั้น (Short Wave Receiver), เครื่องรับคลื่น VHF, UHF และไมโครเวฟ

เครื่องรับแบบ AM จะมี IF ที่ 455 kHz, 30 MHz, 33859 MHz

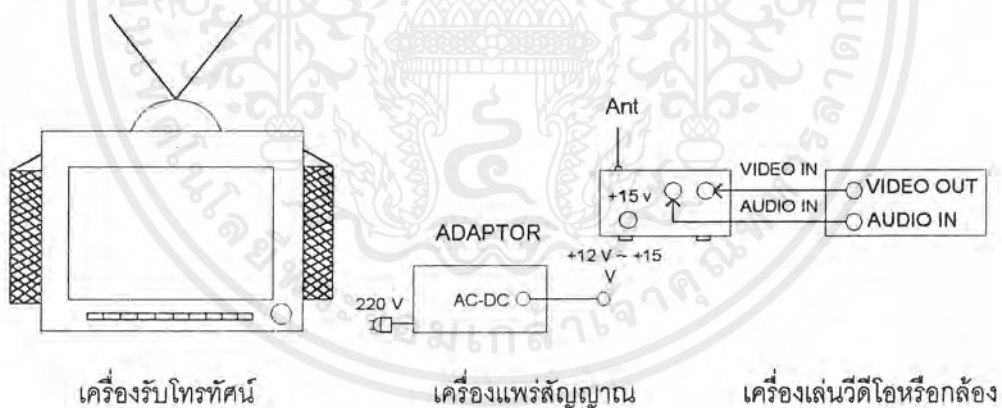
เครื่องรับแบบ FM จะมี IF ที่ 10.7 MHz

เครื่องรับโทรทัศน์จะมี IF ที่ 40-50 MHz

เครื่องรับเรดาร์จะมี IF ที่ 60 MHz

เครื่องรับดาวเทียมจะมี IF ที่ 70 MHz, 140 MHz

2.6 วิดีโอเซนเดอร์ (VIDEO SENDER)



รูปที่ 2.23 บล็อกไดอะแกรมแสดงการต่อวิดีโอเซนเดอร์

จากรูปที่ 2.23 แสดงการต่อวิดีโอเซนเดอร์เข้ากับเครื่องรับโทรทัศน์ ซึ่งเป็นระบบ PAL ย่านความถี่ UHF มีช่องสัญญาณ 21-23 ช่อง สามารถปรับได้ โดยการจ่ายไฟเข้า +12 V หรือ +15 V ไฟ DC กระแสสูงสุด 10 MA สัญญาณเสียงเข้า 0.1 –1 โวลต์ RMS/600 โอห์ม และค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ 50 โอห์ม

2.6.1 การทำงานของวงจร

1. ภาคผลิตสัญญาณพาห้ สำหรับสัญญาณภาพในภาคนี้ TR_2 เป็นออสซิลเลเตอร์ L_1 กับ C ทริมเมอร์ เป็นตัวกำหนดความถี่พาห้ ส่วน TR_3 เป็นตัวขยายสัญญาณอาร์เอฟนี้ แล้วส่งไปยังขาเบสของ TR_4

2. ภาคผลิตสัญญาณพาห้ สำหรับสัญญาณเสียงร่วมกับ FM โมดูลเลเตอร์ ประกอบด้วย TR_1 เป็นรีแอคแตนซ์มอดูเลเตอร์ร่วมกับ LC แทงค์ ซึ่งทำด้วย IF ทรานส์ฟอร์มเมอร์เป็นตัวกำหนดความถี่ ในที่นี้ทำ ความถี่ 5.5 MHz สัญญาณเสียงที่เข้าขาเบสของ TR_1 จะทำให้รีแอคแตนซ์ของวงจรกำหนดความถี่เปลี่ยนไป จึงทำให้ความถี่ 5.5 MHz เปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณเสียง นั่นคือเกิดคลื่น FM ออกไปยังขาเบสของ TR_4

3. ภาคมอดูเลเตอร์ภาพและขยายกำลัง สัญญาณภาพถูกป้อนเข้าทางขาอิมิตเตอร์ของ TR_4 เพื่อให้ เกิดการมอดูเลชันขนาดหรือคลื่น AM โดยโวลต์เตจจากสัญญาณภาพจะไปควบคุมไบอัสของ TR_{10} ทำให้ กระแสของ TR_4 เปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณ L_3 เป็นโหลดของวงจรขยายโดย TR_4 นี้ ในเวลา เดียวกันความถี่พาห้ของภาพและเสียงที่เบสของ TR_4 จะเกิดการบีบกันได้ เอาท์พุทที่เป็นความถี่ของพาห้ ภาพกับเสียงซึ่งจะสูงกว่าของภาพอยู่ 5.5 MHz

2.6.2 การต่อเครื่องวีดีโอเซนเดอร์

1. ต่อสายสัญญาณวีดีโอจากเครื่องเล่นวีดีโอที่เขียนว่า VIDEO OUT มาเข้าจุด VIDEO IN ของ เครื่องแพร่สัญญาณ

2. ต่อสายสัญญาณเสียงจากเครื่องเล่นวีดีโอที่เขียนว่า AUDIO OUT มาเข้าจุด AUDIO IN ของ เครื่องแพร่สัญญาณ

3. เปิดไฟเข้าเครื่องวีดีโอและเครื่องแพร่สัญญาณ แล้วกดปุ่มเพลซ์ของเครื่องเล่นวีดีโอเพื่อให้มี สัญญาณส่งออกอากาศไป

4. เปิดเครื่องรับโทรทัศน์ แล้วปรับเครื่องรับให้รับช่อง UHF คือแบนด์ TV หรือ U ถ้าเป็นเครื่อง รับที่ปรับคลื่นเป็นแบบอัตโนมัติ เพียงกดปุ่มปรับภาพเพียงครั้งเดียวเครื่องจะควานหาความถี่เองจนเจอ สัญญาณที่จะรับ ซึ่งได้ทั้งภาพและเสียงที่ชัดเจน

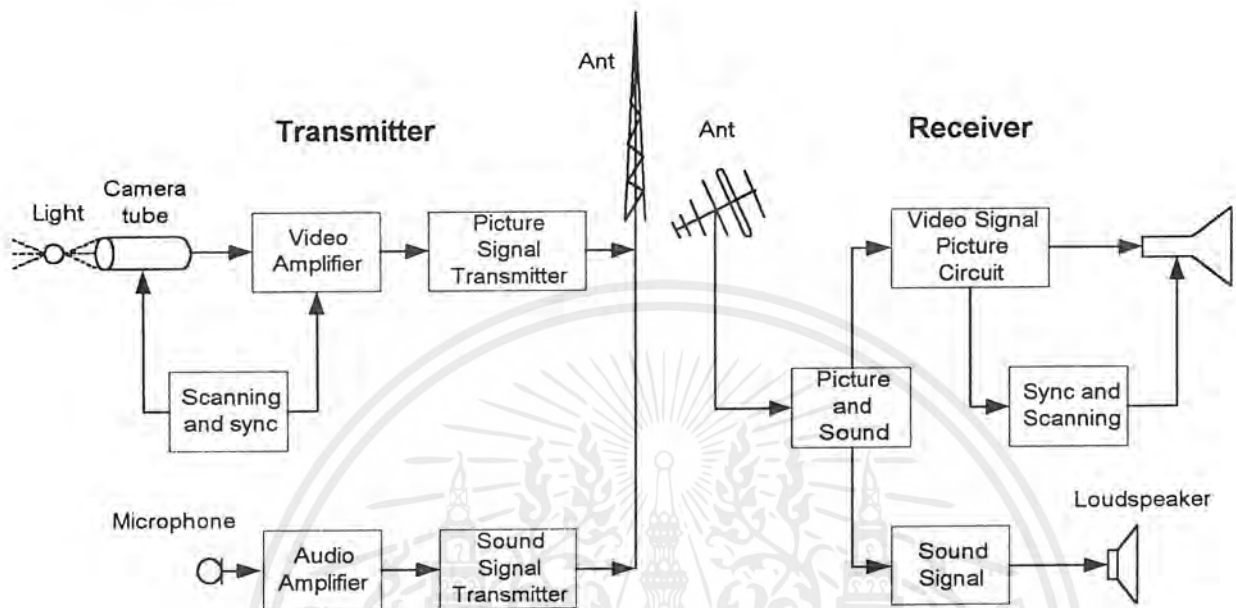
5. ถ้าภาพและเสียงชัดเจนไม่พร้อมกัน ให้ปรับ FREQUENCY ADJUST ในกล่องของเครื่อง แพร่สัญญาณ ในบางครั้งอาจจำเป็นต้องปรับกระป๋อง IF ของเสียงด้วย ปกติจะไม่มีปัญหาเพราะปรับแต่ง งานโรงงานมาแล้ว นอกจากปรับแรงดันของภาพและเสียงจนเป็นที่พอใจ

6. เครื่องรับโทรทัศน์ที่ใช้สายอากาศภายในแบบหุกระด้าย อาจจำเป็นต้องปรับความยาวของหุ กระด้ายช่วยด้วยจนกว่าภาพจะชัดเจน ระยะการรับจะยิ่งไกลถ้าเครื่องรับใช้สายอากาศภายนอก แบบ UHF

2.6.3 หลักการแพร่ภาพ

การแพร่ภาพ (Television Broadcasting) หมายถึงการส่งสัญญาณออกไปรอบตัว ซึ่งได้แสดงวิธี การดังรูป 2.24 หลักการเบื้องต้นของการแพร่ภาพโทรทัศน์คือการส่งกระจายทั้งภาพและเสียงออกไปใน รูปสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อให้เครื่องรับสามารถรับได้ทั้งภาพและเสียงอย่างต่อเนื่อง แต่จริง ๆ แล้ว ภาพที่ต่อเนื่องได้นั้นมาจากการส่งภาพนิ่งที่มีความแตกต่างกันเล็กน้อยหลาย ๆ ภาพต่อเนื่องกันในช่วง เวลาสั้น ๆ เหมือนหลักการของภาพยนตร์นั่นเอง เราได้หลักการอยู่อย่างหนึ่งว่าหากภาพนิ่งเหล่านั้นถูกนำ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาลำดับตั้งแต่ 16 ภาพต่อวินาทีขึ้นไป สายตาของคนเราจะเห็นเป็นภาพต่อเนื่องหรือภาพเคลื่อนไหวได้ เพราะการทำงานของประสาทตามีลักษณะพิเศษที่เรียกว่า Persistence of vision เป็นความรู้สึกรู้สึกเห็นติดตาชั่วขณะจึงจะจางหายไปจากระบบประสาท



รูปที่ 2.24 แสดงบล็อกไดอะแกรมการแพร่ภาพโทรทัศน์

เครื่องส่งโทรทัศน์ต้องประกอบไปด้วย 2 ส่วนใหญ่ ๆ คือส่วนที่เป็นสัญญาณภาพและส่วนที่เป็นสัญญาณเสียง โดยสัญญาณภาพจะส่งไปในรูปของสัญญาณ AM และสัญญาณเสียงจะส่งไปในรูปของสัญญาณ FM การแพร่กระจายคลื่นออกไปในรูปของแม่เหล็กไฟฟ้าจากตัวสายอากาศ โดยทั่วไปหากเป็นสถานีภาคพื้นดินจะครอบคลุมพื้นที่ทางตรงได้ประมาณ 121 กิโลเมตร กล้องโทรทัศน์จะรับเอาสัญญาณภาพในรูปของพลังงานแสงเข้าไปยังตัวของมัน เพื่อเปลี่ยนให้เป็นพลังงานไฟฟ้า หลักการเบื้องต้นของกล้องอยู่ที่ว่าแสงจะผ่านเลนส์เข้าไปกระทบแผ่นโฟโตอิเล็กทริกเพลท ของหลอดถ่ายภาพ ซึ่งหลอดนี้จะทำการสแกนหรือกวาดรับสัญญาณในแนวนอน โดยการบังคับตัวอิเล็กตรอนบีม ให้กวาดจากซ้ายไปขวาและบนลงล่าง โดยภาพหนึ่งเฟรมจะใช้เวลา $1/25$ หรือ $1/30$ วินาที รวมการสแกนทั้งหมดด้วยเส้นสแกน 625 เส้นหรือ 525 เส้น สัญญาณที่ออกไปทางเอาท์พุทจะเป็นสัญญาณไฟที่ต่อเนื่อง สัญญาณภาพดังกล่าวจะถูกส่งไปขยายให้แรงขึ้น แล้วนำไปผสมกับซิงโครไนซิงพัลส์ (Synchronizing Pulse) แล้วทำการผสมสัญญาณทางแอมพลิจูดกับคลื่นพาห์ภาพ เพื่อให้ได้สัญญาณภาพเป็น AM ส่วนสัญญาณเสียงจะถูกส่งเข้าสู่วงจรขยายสัญญาณก่อนที่จะผสมสัญญาณกับคลื่นพาห์เสียง เพื่อให้ได้สัญญาณเสียงเป็น FM

เครื่องรับโทรทัศน์จะรับสัญญาณจากสายอากาศเข้ามาทั้งภาพและเสียง นำสัญญาณนี้ไปทำการตีเทคเตอร์แยกภาพและเสียงออกไปใช้งาน โดยสัญญาณภาพ (CRT) ซึ่งมีส่วนคล้ายหลอดคออสซิลโลสโคป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่แก้วข้างหน้าเคลือบฉาบฟลูออเรสเซนส์ไว้ ภายในหลอดจะมีป้อนอิเล็กตรอนที่มีการบังคับการบีบลำให้ยิงไปหน้าจอ ทำให้สารฟอสเฟอร์เกิดการเรืองแสงขึ้นที่จอ

2.6.4 ความถี่โทรทัศน์ช่องต่าง ๆ

ตามมาตรฐานของ FCC กำหนดให้ความถี่โทรทัศน์ทั้งภาพและเสียงมีความกว้างช่องละ 6 MHz ในขณะที่มาตรฐาน CCIR กำหนดให้กว้างถึง 7 MHz โดยแบ่งย่านความถี่ในช่วง VHF เป็น 2 แบนด์คือ แบนด์ด้านต่ำ (Lowband) กับแบนด์ด้านสูง (Highband) อยู่ในช่วง 30-300 MHz แต่ในย่านความถี่นี้มีการส่งกระจายเสียงของสถานีวิทยุ FM ดังนั้น ความถี่แบนด์ต่ำในระบบ FCC จึงบรรจุช่องโทรทัศน์ 2-6 เอาไว้ ในขณะที่ระบบ CCIR บรรจุช่อง 2-4 เอาไว้ ความถี่แบนด์กลางเป็นของ FM และทางด้านแบนด์สูงของ FCC บรรจุช่อง 7-13 ในขณะที่ของ CCIR บรรจุช่อง 5-12 เอาไว้



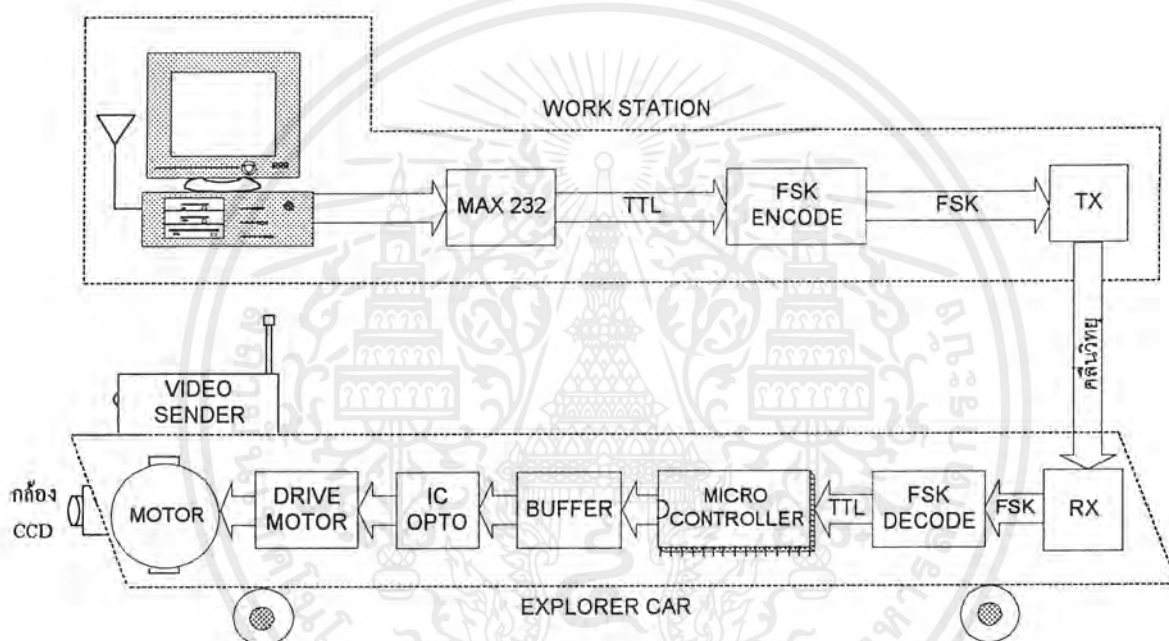
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 หลักการออกแบบ

โครงการของเราได้จัดทำขึ้น 2 ส่วนคือ ส่วนที่เป็นฮาร์ดแวร์ (Hardware) และส่วนที่เป็นซอฟต์แวร์ (Software) หลักการสร้างหุ่นตัวนี้ได้แบ่งส่วนการควบคุมต่าง ๆ ไว้ดังรูปที่ 3.1 โดยเราจะทำการส่งงานโดยส่งข้อมูลจากเวิร์กสเตชัน ไปยังหุ่น(ส่วน Explorer Car) ให้ปฏิบัติตามคำสั่งของเราที่ได้โปรแกรมไว้ เช่น เดินหน้า ถอยหลัง เลี้ยวซ้าย เลี้ยวขวา เป็นต้น และจะนำข้อมูลภาพที่เก็บได้กลับมาแสดงที่จอคอมพิวเตอร์ให้เราเห็น

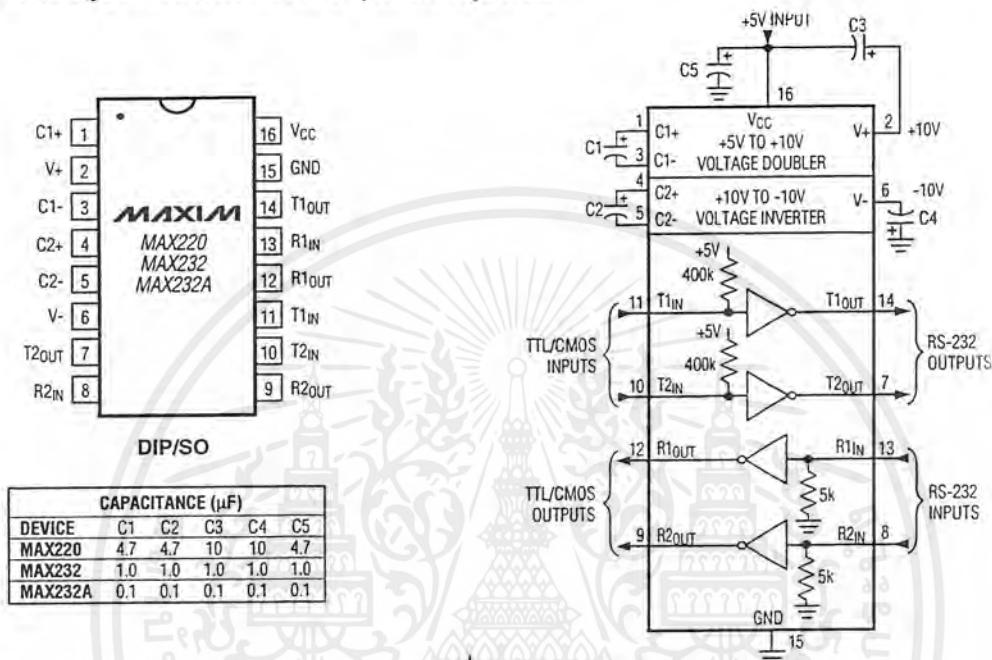


รูปที่ 3.1 Block Diagram โดยรวมของโครงการ

ข้อมูลคำสั่งในการติดต่อระหว่างสถานีเวิร์กสเตชันกับหุ่นยนต์นั้น เราจะต้องเขียนโปรแกรมที่คอมพิวเตอร์ ให้ส่งข้อมูลออกมาทางพอร์ต อนุกรม ซึ่งข้อมูลที่ออกมาเป็นแบบอนุกรมตามมาตรฐาน RS-232 แล้วทำการเปลี่ยนระดับแรงดันที่ออกมาให้เป็นสัญญาณ TTL โดยผ่าน IC MAX232 ข้อมูลเหล่านั้นก็จะถูกนำมาเข้ารหัสแบบ FSK (Frequency Shift Keying) เพื่อแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก ก่อนที่จะถูกส่งออกอากาศด้วยเครื่องส่งวิทยุ ไปยังภาครับของตัวหุ่นต่อไป เมื่อตัวหุ่นได้รับข้อมูลดังกล่าวแล้วจะต้องทำการแปลงสัญญาณอนาล็อกกลับมาเป็นสัญญาณดิจิทัล เพื่อนำข้อมูลกลับคืน โดยมีตัวถอดรหัสแบบ FSK ข้อมูลที่ถอดรหัสมา ก็จะเข้าพอร์ตอนุกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งเราใช้ตระกูล MCS-51 และได้เขียนโปรแกรมคำสั่งเพื่อไปควบคุมวงจรรีโมตคอนโทรลให้ควบคุมการทำงานของหุ่นยนต์อีกที

3.2 การแปลงสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณ TTL

IC MAX-232 มีหน้าที่ในการเปลี่ยนสัญญาณแรงดันที่ออกจาก พอร์ตอนุกรม RS-232 ให้เป็นสัญญาณ TTL โดยเมื่อแรงดันที่ออกจาก RS-232 มีขนาดแรงดันเท่ากับ 12 โวลต์ หรือลอจิก “0” จะทำการเปลี่ยนไปเป็นสัญญาณ TTL ขนาด 0 โวลต์ และเมื่อมีแรงดันที่ออกจาก RS-232 มีขนาดแรงดันเท่ากับ -12 โวลต์หรือลอจิก “1” จะทำการเปลี่ยนไปเป็นสัญญาณ TTL ขนาด 5 โวลต์ ซึ่งค่าต่างๆ ในวงจรและรูปวงจรถ่ายการต่อได้แสดงอยู่ในตารางรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 วงจร MAX-232

3.3 วงจรเข้ารหัส FSK

เราเลือกใช้ IC XR-2206 ทำหน้าที่เป็นวงจรเข้ารหัสแบบ FSK ซึ่งหลักการของ FSK จะทำหน้าที่แปลงระดับสัญญาณ TTL ที่เข้ามาให้กลายเป็นสัญญาณอนาล็อกที่มีความถี่อยู่ 2 ความถี่คือ

TTL ขนาด 5 โวลต์หรือ ลอจิก “1” $f_1 = 1200 \text{ Hz}$

TTL ขนาด 0 โวลต์หรือ ลอจิก “0” $f_2 = 2200 \text{ Hz}$

โดยขา 9 ทำหน้าที่เป็นขาอินพุตและขา 2 ทำหน้าที่เป็นขาเอาต์พุต ส่วนความเร็วในการส่งข้อมูลมีค่าเท่ากับ 1200 Baud rate ซึ่งค่าที่ต้องคำนวณหาคือค่า R_1 และ R_2 โดยใช้ค่า $C = 0.01 \mu\text{F}$

การออกแบบส่วนของการเข้ารหัส FSK

1. ใช้ IC XR-2206
2. ใช้ Baud Rate 1200
3. Input เป็นระดับแรงดัน 0 Volt กับระดับแรงดัน 5 Volt
4. คุณสมบัติโดยทั่วไปของ XR-2206
 - แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 10 - 26 Volt
 - สามารถผลิตรูปคลื่นไซน์ ตามเหลี่ยม สี่เหลี่ยม แรมพ์
 - สามารถผลิตความถี่ได้ตั้งแต่ไม่กี่เฮิรตซ์จนถึงหลายร้อยกิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- อิมพีแดนซ์ เท่ากับ 600 โอห์ม ที่ขาสอง
- Output รูปไซน์ มีค่าสูงสุด 2 Volt (rms)
- ค่า t.h.d. (total harmonic distortion) ของรูปไซน์สามารถปรับให้เหลือเพียง 0.5% โดยต่อความต้านทาน ระหว่างขา 13 และขา 14 ด้วยค่าประมาณ 200 ถึง 300 รัยโอห์ม

5. โครงสร้างภายในของ XR - 2206 ประกอบด้วย 4 function block คือ

- a voltage controlled oscillator (vco)
- analog multiplier & sine shaper
- a unity gain buffer amplifier
- a set of current switches

คำนวณค่าในวงจร

- กำหนด Baud rate 1200
- กำหนด Logic "1" หรือแรงดัน 5 Volt เข้ามาที่ อินพุต IC XR - 2206 จะต้องผลิตความถี่

$$f_1 = 1200 \text{ Hz}$$

- กำหนด Logic "0" หรือ แรงดัน 0 Volt เข้ามาที่ อินพุต IC XR - 2206 จะต้องผลิตความถี่

$$f_2 = 2200 \text{ Hz}$$

- ซึ่ง f_1 และ f_2 สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$f = 1/(R_1 C)$$

C คือค่า timing capacitor ซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง 1000pF ถึง 100 pF

R คือค่า timing resistor ซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง 4 K Ω ถึง 200 K Ω เพื่อที่จะให้เกิดการ

คงตัวของอุณหภูมิ (temperature stability) และความเพี้ยนของสัญญาณ sine น้อยที่สุด

กำหนดค่าของ C = 0.01 μ F

$$f_1 = 1/(R_1 C)$$

$$R_1 = 1/(f_1 C)$$

$$= 1/(1200 \times 0.01)$$

$$= 83.33 \text{ K}\Omega$$

\therefore เลือกใช้ VR ปรับค่า 100 K Ω ต่อตรง R_1

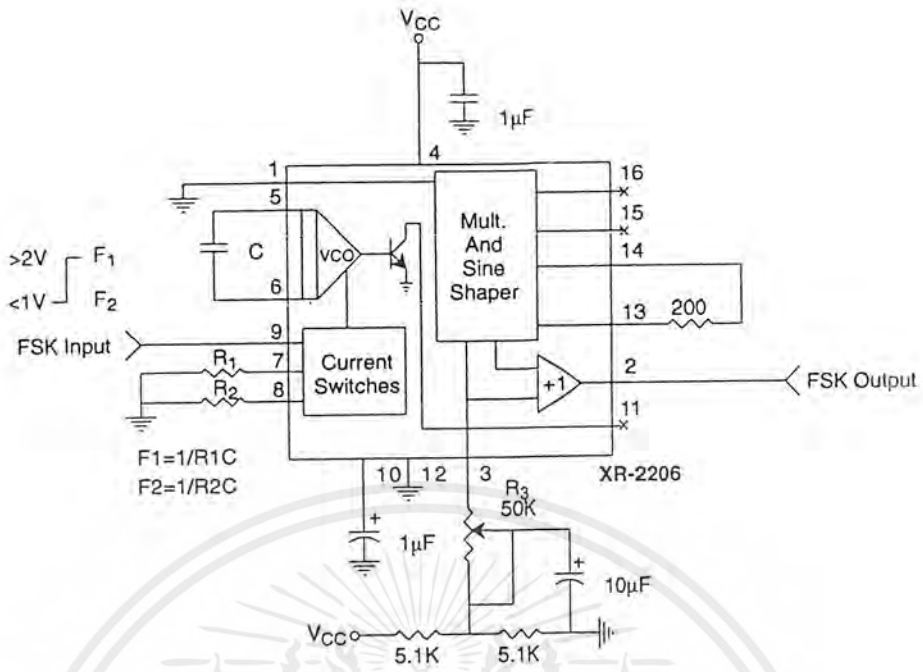
$$f_2 = 1/(R_2 C)$$

$$R_2 = 1/(f_2 C)$$

$$= 1/(2200 \times 0.01)$$

$$= 45.45 \text{ K}\Omega$$

\therefore เลือกใช้ VR ปรับค่า 100 K Ω ต่อตรง R_2



รูปที่ 3.3 วงจร XR-2206

3.4 วงจรถอดรหัส FSK

IC XR-2211 เป็น ไอซีที่ทำหน้าที่ถอดรหัส FSK โดยขาอินพุตของ XR-2211 จะรับสัญญาณเข้ามา 2 ความถี่เข้ามาทำการแปลงไปเป็นสัญญาณ TTL กลับคืนมา

- $f_1 = 1200 \text{ Hz}$ TTL ขนาด 5 โวลต์หรือลอจิก "1"
- $f_2 = 2200 \text{ Hz}$ TTL ขนาด 0 โวลต์หรือลอจิก "0"

ขั้นตอนการออกแบบส่วนของการถอดรหัส FSK

1. ใช้ไอซี XR - 2211
2. Baud rate 1200
3. อินพุต ของวงจรคือความถี่ 1200 Hz และ ความถี่ 2200 Hz
4. คุณสมบัติโดยทั่วไปของ XR - 2211
 - แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงอยู่ระหว่าง 4.5 ถึง 20 volt
 - ทำงานได้ในย่านความถี่ตั้งแต่ 0.01 Hz ถึง 300 KHz
 - รับสัญญาณอินพุตได้ช่วงกว้างตั้งแต่ 2 mV จนถึง 3 Volt
 - ใช้งานร่วมกับอุปกรณ์ทางลอจิกที่เป็นมาตรฐาน ได้แก่ DTL, TTL, ECL

คำนวณวงจร

1. กำหนดให้ความถี่ 1200 Hz เข้ามาที่ อินพุตแล้วที่เอาท์พุตจะต้องได้ลอจิก "1" หรือแรงดัน 5 V
2. กำหนดให้ความถี่ 2200 Hz เข้ามาที่ อินพุตแล้วที่เอาท์พุตจะต้องได้ลอจิก "0" หรือแรงดัน 0 V
3. คำนวณความถี่กลางของเฟสล็อกลูป หรือ f_0 โดยคำนวณจากสูตรดังต่อไปนี้

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

เมื่อความถี่ทางค่านสั่ง $f_1 = 1200 \text{ Hz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ เมื่อความถี่ทางคั่นส่ง $f_2 = 2200 \text{ Hz}$

$$f_0 = (1200 + 2200)/2$$

$$= 1700 \text{ Hz}$$

4. กำหนดค่า timing capacitor (C_0) ซึ่งต่อระหว่างขา 13 และ 14 มีค่าเท่ากับ $0.022 \mu\text{F}$ ซึ่งควรเลือกใช้ค่าที่อยู่ระหว่าง 200 pF จนถึง $10 \mu\text{F}$

5. กำหนดค่าความต้านทาน R_0 จากสูตรดังนี้

ซึ่งค่าความต้านทาน R_0 เป็น timing resistor ควรจะมีค่าอยู่ระหว่าง $10 \text{ K}\Omega$ ถึง $100 \text{ K}\Omega$

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

$$R_0 = 1/(1700\text{Hz} \times 0.022 \mu\text{F})$$

$$= 26.737 \text{ K}\Omega$$

\therefore เลือกใช้ค่าความต้านทาน R_0 เป็น ความต้านทานคงที่ค่าหนึ่ง กับ ค่าความต้านทานปรับค่าได้ โดยใช้ความต้านทานคงที่เท่ากับ $20 \text{ K}\Omega$ กับความต้านทานปรับค่าได้ $10 \text{ K}\Omega$

6. กำหนดค่าความต้านทาน R_1 ซึ่งความต้านทานนี้ทำหน้าที่เพื่อกำหนดแบนด์วิดท์

$$R_1 = R_0 [f_0 / (f_1 - f_2)]$$

$$R_1 = 26.737 \text{ K}\Omega [1700 / (2200 - 1200)]$$

$$R_1 = 45.45 \text{ K}\Omega$$

\therefore เลือกใช้ค่าความต้านทานปรับค่าได้เท่ากับ $50 \text{ K}\Omega$

7. กำหนดค่าคาปาซิเตอร์ (C_1) เพื่อกำหนดค่าคงที่ทางเวลาของรูปฟิลเตอร์และค่ารูปแฉมปิ้ง

ซึ่งมีค่า $\zeta = 1/2$

$$C_1 = C_0/4$$

$$C_1 = 0.022 \mu\text{F} / 4$$

$$= 0.0055 \mu\text{F}$$

\therefore เลือกใช้ค่าคาปาซิเตอร์ $0.01 \mu\text{F}$

8. ค่าคาปาซิเตอร์ C_F และค่าตัวต้านทาน R_F ทำหน้าที่เป็น One Post - Detection สำหรับสัญญาณเอ๊าท์พุท ซึ่งค่าคาปาซิเตอร์ C_F มีหน่วยเป็น μF สามารถคำนวณได้ดังนี้

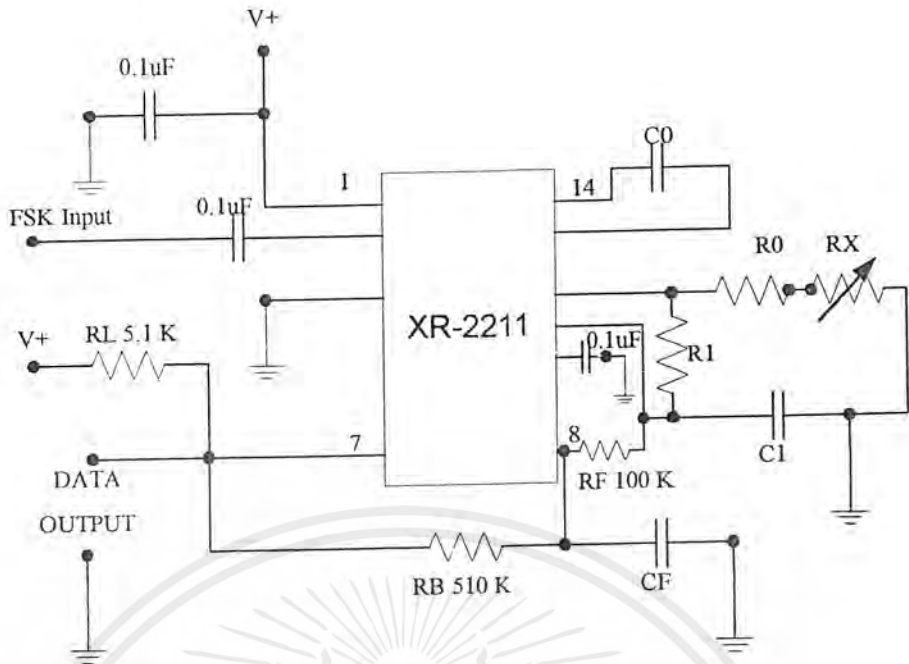
สำหรับค่า $R_F = 100 \text{ K}\Omega$ และ $R_B = 510 \text{ K}\Omega$

$$C_F = 3/\text{Baud rate}$$

$$C_F = 3/1200$$

$$= 0.0025 \mu\text{F}$$

\therefore เลือกใช้ค่าคาปาซิเตอร์เท่ากับ $0.0022 \mu\text{F}$



รูปที่ 3.4 วงจร XR-2211

3.5 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าให้เป็นพลังงานกล เพื่อนำพลังงานกลที่ได้ไปขับเคลื่อนสิ่งต่าง ๆ ตามที่ต้องการ อาการทางกลที่เกิดขึ้นนี้ อาศัยหลักการที่ว่า เมื่อมีกระแสไหลในตัวนำ ซึ่งอยู่ในสนามแม่เหล็กนั้น ย่อมทำให้เกิดแรงขึ้นในทิศทางที่หาได้จากกฎมือซ้ายของเฟลมมิ่ง ขนาดของแรงที่เกิดขึ้น หาได้จาก

$$F = Bil \quad \text{newton}$$

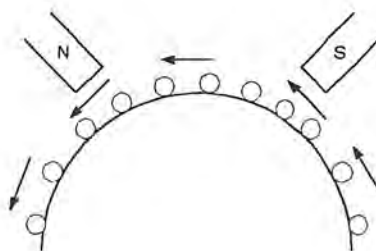
เมื่อ F คือ แรงที่เกิดขึ้นบนตัวนำหนึ่งตัว (นิวตัน)

B คือ ความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก (เวเบอร์/เมตร²)

i คือ กระแสที่ไหลในตัวนำ (แอมป์)

l คือ ความยาวของตัวนำ (เมตร)

แรง F ที่เกิดขึ้น จะอยู่ในแนวที่ตั้งฉากกับสนามแม่เหล็ก และกระแสที่ไหลผ่านในตัวนำนั้น ๆ เครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงนี้ โดยหลักการขึ้นพื้นฐานของโครงสร้างของเครื่องกำเนิดไฟ และมอเตอร์นั้น ไม่มีความแตกต่างกันในโครงสร้างเลย นั่นคือ เครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงเครื่องเดียวกันนี้ สามารถนำไปใช้งานสลับกันได้

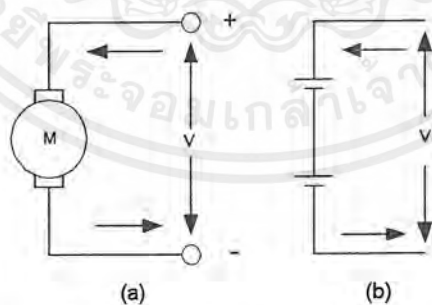


รูปที่ 3.5 แสดงหลักการของมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.5 แสดงส่วนหนึ่งของมอเตอร์กระแสไฟตรง ที่มีหลายขั้วแม่เหล็กเมื่อใส่ไฟเข้าไปที่สนามกระตุ้น ข้อมทำให้เกิดอำนาจแม่เหล็กขึ้นที่ขั้วแม่เหล็ก และเมื่อป้อนอำนาจแม่เหล็กขึ้นที่ขั้วแม่เหล็ก และเมื่อป้อนกระแสให้ไหลผ่านในตัวนำที่อาร์เมเจอร์ ก็จะทำให้เกิดแรงขึ้นในตัวนำที่อยู่ในสนามแม่เหล็กนั่นคือ ทำให้อาร์เมเจอร์หมุน ในที่นี้ได้กำหนดให้กระแสที่ไหลในตัวนำของอาร์เมเจอร์ที่อยู่ภายใต้ขั้วเหนือ N มีทิศของกระแสพุ่งออกมาข้างนอกคังหัวลูกศรที่เป็นจุด เมื่อเป็นเช่นนี้จึงหาทิศทางการเคลื่อนที่ของตัวนำทุกๆ ตัวที่อยู่ภายใต้ขั้วแม่เหล็กทั้ง N และ S ได้ โดยใช้กฎมือซ้ายของเฟลมมิ่ง วิธีหาคือ กางมือซ้ายออก โดยให้นิ้วหัวแม่มือ นิ้วชี้และนิ้วกลางตั้งฉากกัน (ทำแบบเดียวกับกฎมือขวาซึ่งใช้หาทิศแรงเคลื่อนไฟที่เกิดขึ้น) จากนั้น ให้นิ้วชี้ชี้ไปตามทิศทางการของสนามแม่เหล็ก คือชี้จากขั้ว N ไป S ให้นิ้วกลางชี้ไปตามทิศทางการไหลของกระแส ณ ตัวนำที่ต้องการหาทิศทางการเคลื่อนที่นั้น ๆ นั่นคือ นิ้วหัวแม่มือจะชี้ทิศทางการเคลื่อนที่ของตัวนำนั้น ๆ จะพบว่าแรงที่เกิดขึ้นบนตัวนำทุกๆ ตัว ภายใต้ขั้วแม่เหล็กเดียวกัน จะมีทิศทางไปในทางเดียวกัน และจะอยู่ในแนวสัมผัสกับเส้นรอบวงของอาร์เมเจอร์นั้น ๆ และพบว่าแรงที่เกิดขึ้นภายใต้ขั้วแม่เหล็กทุกๆ ขั้ว ที่สลับกันไปนั้น จะมีทิศทางไปทางเดียวกันทั้งสิ้น โดยแต่ละแรง จะอยู่ในแนวสัมผัสกับเส้นรอบวงของอาร์เมเจอร์นั่นคือ ภายใต้ขั้วแม่เหล็กแต่ละขั้วก็เกิดแรงลัพธ์ขึ้นแรงหนึ่ง ฉะนั้นเมื่อมีหลายขั้วก็มีหลายแรง และทุกๆ แรงต่างก็รวมกันเป็นแรงบิดขึ้นมาแรงหนึ่ง ดังนั้นจึงทำให้มอเตอร์หมุนไปได้จากแรงที่เกิดขึ้น

ความสำคัญของแรงเคลื่อนไฟสวน เมื่ออาร์เมเจอร์เริ่มหมุน จะทำให้ตัวนำที่อยู่ในอาร์เมเจอร์ตัดเส้นแรงแม่เหล็กที่มาจากสนามแม่เหล็กหลัก หรือสนามแม่เหล็กลัพธ์ที่เกิดอยู่ในมอเตอร์นั้น นั่นคือเกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟขึ้นบนตัวนำภายในอาร์เมเจอร์ ซึ่งเป็นไปตามกฎของการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนแม่เหล็กไฟฟ้า แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นนี้ หาทิศทางการของแรงเคลื่อนไฟฟ้าได้ โดยใช้กฎมือขวาของเฟลมมิ่งและพบว่ามีทิศสวนกับแรงเคลื่อนไฟที่ใส่เข้าไปให้กับมอเตอร์ ดังนั้นจึงเรียกแรงเคลื่อนที่เกิดขึ้นนี้ว่า แรงเคลื่อนสวน (back e.m.f. = E_b) ดังรูปที่ 3.6 a



รูปที่ 3.6 (a) วงจรของมอเตอร์ไฟตรง

(b) วงจรสมมูลของมอเตอร์ที่เขียนแทนด้วยแรงเคลื่อนไฟสวน

จากการที่เกิด E_b ขึ้นนี้ จึงเขียนวงจรสมมูลของมอเตอร์ได้ดังรูปที่ 3.6(b) ซึ่งเหมือนกับว่า มีแบตเตอรี่ E_b ต่อคร่อมอยู่กับแรงเคลื่อนไฟ V ที่จ่ายให้กับมอเตอร์ นั่นคือในการที่จะให้ I_a ไหลได้ในอาร์เมเจอร์นั้น จะต้องมีการจ่ายพลังงานหนึ่งที่ต้องการเอาชนะการสวนนี้ กำลังไฟที่เอาชนะกำลังที่สวนนี้ได้คือ $E_b I_a$ ในกรณีที่มันเป็นแบตเตอรี่นั้น กำลังที่เอาชนะการสวนนี้คือ กำลังที่เปลี่ยนไปเป็นกำลังงานทางเคมี แต่ในมอเตอร์นั้น กำลังที่เอาชนะการสวนนี้ก็คือ กำลังที่เปลี่ยนไปเป็นกำลังกลนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น กระแส } I_a &= \frac{\text{แรงเคลื่อนไฟฟ้ที่ไ้ในวงจร}}{\text{ค.ต.ท.ในวงจรของอาร์เมเจอร์}} \\ &= \frac{\text{net voltage}}{\text{armature circuit resistance}} \\ &= \frac{V - E_b}{R_a} \end{aligned}$$

ตามที่กล่าวมาในตอนต้นแล้วว่า แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้น จากการหมุนของตัวนำในสนามแม่เหล็กมีค่า

$$E = \frac{\phi ZSP}{60a} \quad \text{ดังนั้น} \quad E_b = \frac{\phi ZSP}{60a}$$

และพบว่า E_b ขึ้นอยู่กับตัวประกอบต่างๆ เช่น ϕ , Z , S , P และ a แต่เนื่องจากว่า Z , P/a เป็นค่าคงที่ในการพันอาร์เมเจอร์ของแต่ละเครื่องที่แตกต่างกันไป ดังนั้นจึงได้

$$E_b = K_c \phi S$$

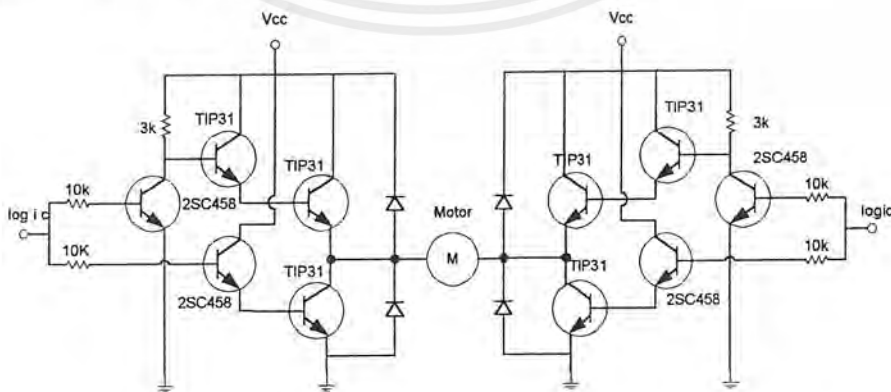
เมื่อ K_c คือค่าคงที่ทางไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ $\frac{ZP}{60a}$

S คือความเร็วมีหน่วยเป็น r.p.m.

ϕ คือเส้นแรงแม่เหล็กต่อขั้ว (Wb)

จากสมการ E_b ที่กล่าวมานี้ พบว่า E_b จะมากหรือน้อยนั้น ขึ้นอยู่กับค่า ϕ และ S ฉะนั้นเพื่อให้ ϕ คงที่จึงพบว่า E_b เป็นสัดส่วนโดยตรงกับความเร็ว S นั่นคือ เมื่อ S มีค่ามากจะทำให้ E_b มีค่ามาก และย่อมทำให้ I_a มีค่าน้อยตาม (เมื่อ V คงที่ ผลต่างของ $V - E_b$ มีค่าน้อย เมื่อ R_a มีค่าคงที่) จึงทำให้แรงบิด (torque) ที่มอเตอร์จ่ายออกมามีค่าน้อยด้วยมอเตอร์ ดังนั้นจะพบว่า E_b เป็นตัวที่คอยควบคุมการไหลของกระแส I_a ในอาร์เมเจอร์ นั่นคือ E_b เป็นตัวทำให้ มอเตอร์มีการควบคุมอยู่ในตัวของมันเอง โดยการดึงกระแสเท่าที่จำเป็นต้องใช้ เพื่อให้มอเตอร์หมุนได้ในภาวะที่ต้องการ เพื่อให้เกิดการสมดุลตามกฎการทรงมวล

3.6 วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์



รูปที่ 3.7 วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรไคร์ฟมอเตอร์

จุดประสงค์ของการทำงานของวงจรคือ ให้ทำงานหมุนตามคำสั่งของโปรแกรมที่ตั้งไว้ หมายถึง จะมีระดับลอจิก 0 หรือ 1 ป้อนให้กับวงจรทางด้านรับลอจิกของวงจร ซึ่งหากป้อนระดับลอจิก 0 หรือ 1 เหมือนกันทั้งคู่จะทำให้ระดับแรงดันที่ขั้วของมอเตอร์มีระดับแรงดันที่ไม่แตกต่างกัน ซึ่งมอเตอร์จะไม่หมุน เพราะว่ามีระดับแรงดันที่ขั้วของมอเตอร์ที่แตกต่างกัน โดยเราจะต้องป้อนระดับลอจิกที่แตกต่างกันด้วย มอเตอร์ก็จะหมุน และถ้าเราป้อนระดับแรงดันให้กลับกัน แล้วมอเตอร์ก็จะหมุนกลับทิศทางในทางตรงกันข้ามด้วย เราจะมีวงจรอย่างในรูป 3.7 ถึง 2 ชุด เพื่อใช้ควบคุมการหมุนของล้อซ้าย และใช้ควบคุมการหมุนของล้อขวา

- สถานะ I/P_1 เป็นลอจิก 0 และ I/P_2 เป็นลอจิก 1 (สถานะนี้มอเตอร์จะหมุน)

1) เมื่อ I/P_1 เป็นลอจิก 0 ทำให้ TR_1 , TR_3 และ TR_4 ไม่ทำงาน เมื่อ TR_1 ไม่ทำงาน กระแสก็จะไหลผ่านความต้านทานค่า 3 k Ω เข้าไปยังขาเบสของ TR_2 ทำให้ TR_2 ทำงานและกระแส I_E ของ TR_2 จะเป็นอินพุตขาเบสของ TR_5 ทำให้ TR_5 ทำงาน กระแส I_E ของ TR_5 จะไม่ผ่าน TR_6 ลงกราวด์ แต่จะไหลเข้ามอเตอร์ ดังนั้นเมื่อวัดแรงดันที่จุด V_1 จะได้แรงดันประมาณ 12 โวลต์

2) เมื่อ I/P_2 เป็นลอจิก 1 ทำให้ TR_6 ทำงานในสถานะแอกทีฟ และกระแสส่วนหนึ่งก็จะไหลเข้าไปยังขาเบสของ TR_7 ทำให้ TR_7 ทำงาน กระแส I_E ของ TR_7 ก็เป็นอินพุตให้กับขาเบสของ TR_{10} ขณะเดียวกัน TR_8 ก็ทำงานด้วย

เช่นกัน กระแส I_E ของ TR_8 ก็จะเป็นอินพุตให้กับขาเบสของ TR_9 จึงทำให้ TR_9 ทำงาน โดยกระแสจากแหล่งจ่ายจะไหลผ่านขาคอลเลคเตอร์ของ TR_{10} และกระแส I_E ของ TR_{10} ก็จะเป็นกระแส I_C ของ TR_9

ดังนั้นเมื่อเราวัดแรงดันที่จุด V_2 ก็จะได้แรงดันที่น้อยมาก คือประมาณ 0 โวลต์ และแรงดันที่จุด V_1 จะได้ประมาณ 12 โวลต์ และแรงดันที่จุด V_2 จะได้ประมาณ 12 โวลต์เช่นกัน จึงเห็นว่าผลต่างของแรงดันระหว่าง V_1 กับ V_2 จะใกล้เคียง 0 โวลต์

- สถานะ I/P_1 เป็นลอจิก 1 และ I/P_2 เป็นลอจิก 0 (สถานะนี้มอเตอร์จะไม่หมุน)

แรงดันที่จุด V_1 จะมีค่าประมาณ 0 โวลต์ และแรงดันที่จุด V_2 จะประมาณ 12 โวลต์ จึงทำให้ผลต่างของแรงดันระหว่าง V_1 กับ V_2 มีค่าสูง

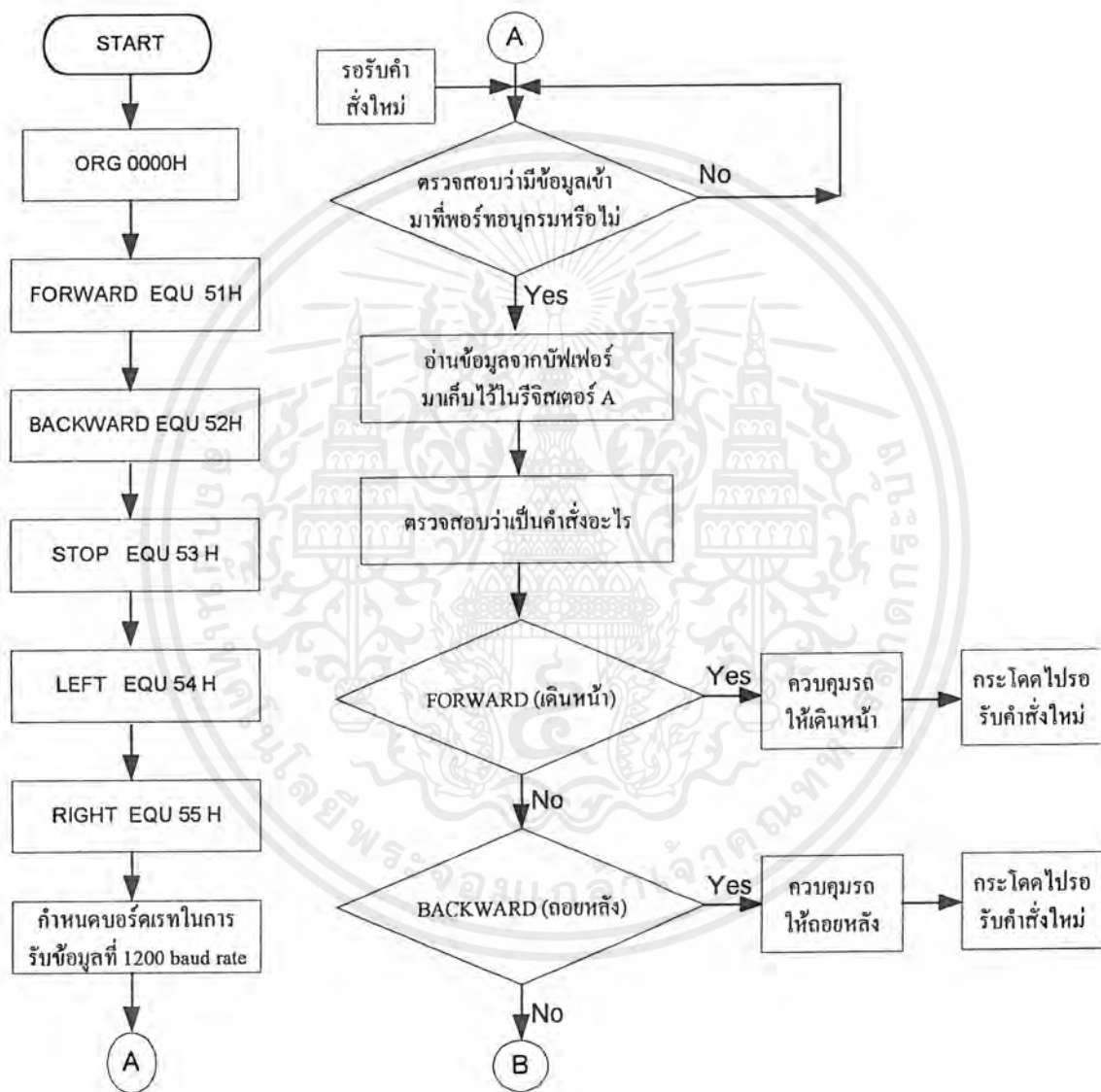
- สถานะ I/P_1 เป็นลอจิก 1 และ I/P_2 เป็นลอจิก 1 (สถานะนี้มอเตอร์จะไม่หมุน)

จะได้แรงดันที่จุด V_1 ประมาณ 0 โวลต์ และแรงดันที่จุด V_2 ประมาณ 0 โวลต์ จึงทำให้ผลต่างของแรงดันระหว่าง V_1 กับ V_2 มีค่าต่ำ

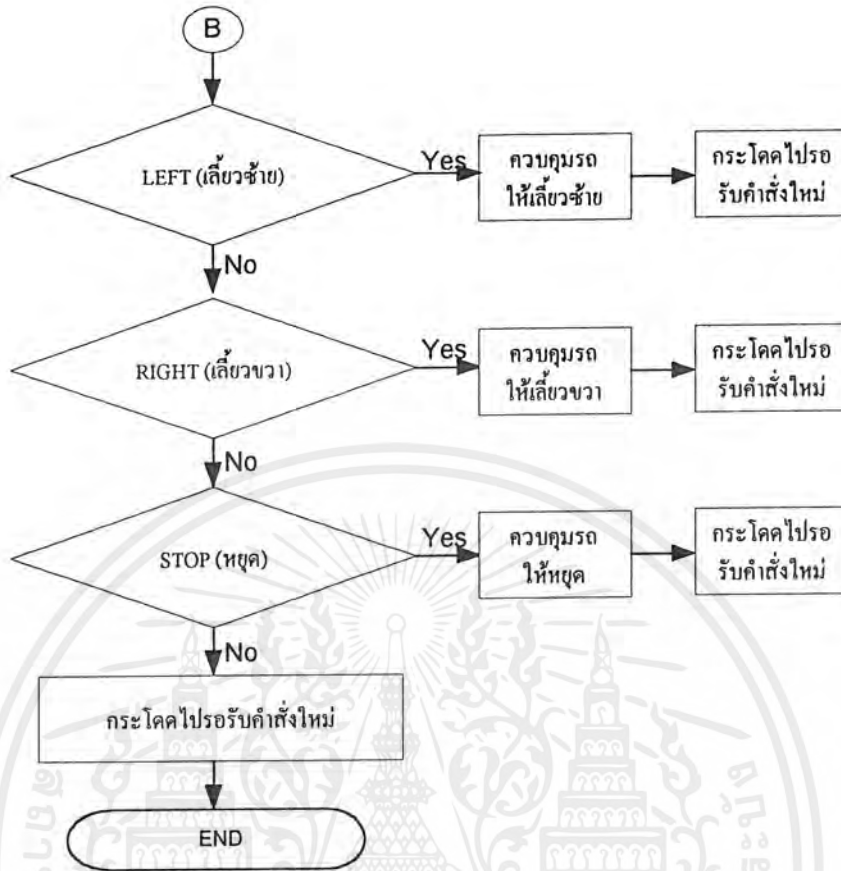
- สถานะ I/P_1 เป็นลอจิก 0 และ I/P_2 เป็นลอจิก 0 (สถานะนี้มอเตอร์จะไม่หมุน)

จะได้แรงดันที่จุด V_1 ประมาณ 12 โวลต์ และแรงดันที่จุด V_2 ประมาณ 12 โวลต์ จึงทำให้ผลต่างของแรงดันระหว่าง V_1 กับ V_2 มีค่าต่ำ

ในส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ เราจำเป็นต้องใช้พอร์ตอนุกรมและพอร์ตขนาน เราจึงเลือกใช้บอร์ด MCS-51 รุ่น V-3155 ของบริษัทศิลา ข้อมูลที่มาจากส่วนถอดรหัส FSK จะมาเข้า พอร์ตอนุกรมของ V-3155 ข้อมูลจะเข้าไปอยู่ในรีจิสเตอร์ SBUF ของ MCS-51 แล้วประมวลผลทำให้ปฏิบัติคำสั่งใดเพื่อที่จะส่งข้อมูลไปวงจร ไลร์ฟมอเตอร์ต่อไป ซึ่งเราสามารถทำการเขียนแผนผัง (Flow chart) การควบคุมรถได้ดังนี้

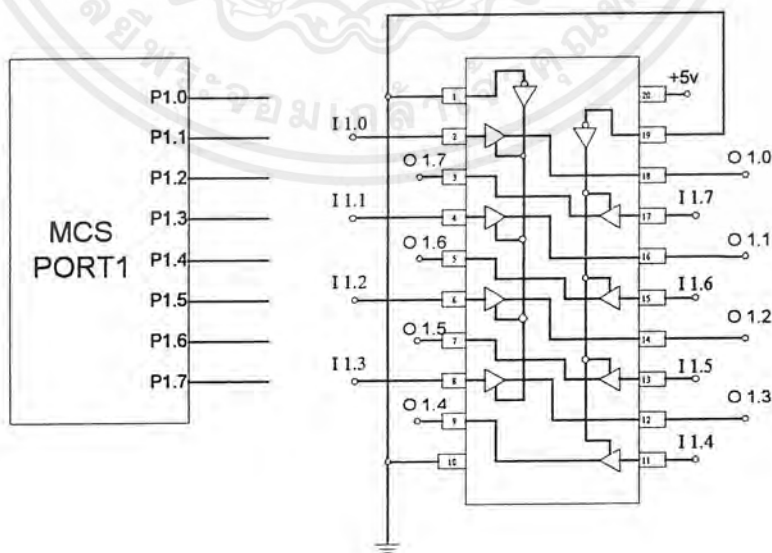


รูปที่ 3.9 (a) แผนผังแสดงการควบคุมรถสำรวจ



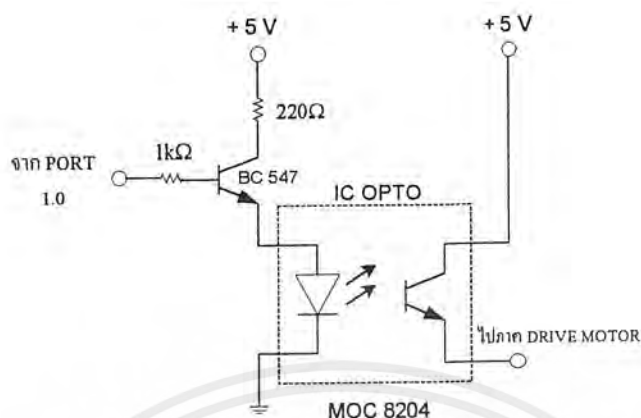
รูปที่ 3.9 (b) แผนผังแสดงการควบคุมรถสำรวจ

3.8 ส่วนของวงจรบัฟเฟอร์และไอซีออปโต้



รูปที่ 3.10 การต่อไอซีบัฟเฟอร์เข้า MCS PORT 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

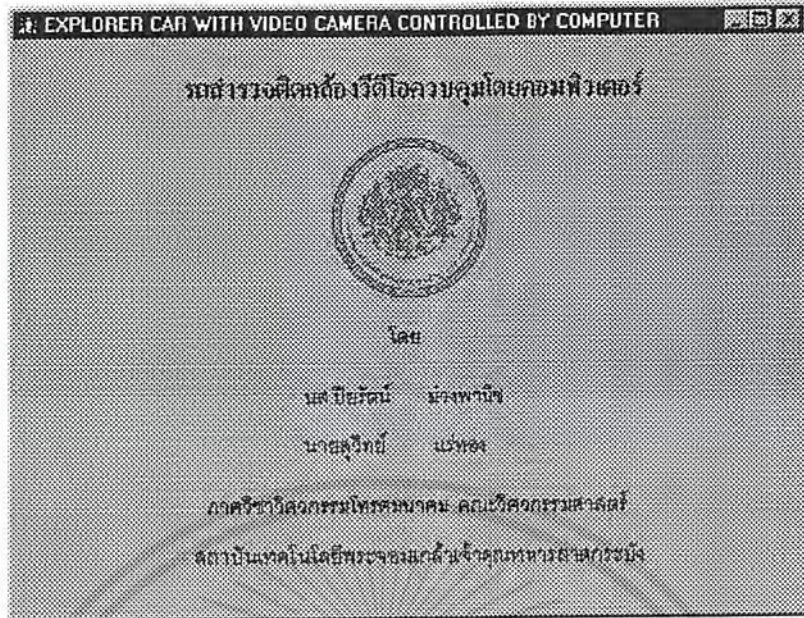


รูปที่ 3.11 การต่อไอซีออปโต

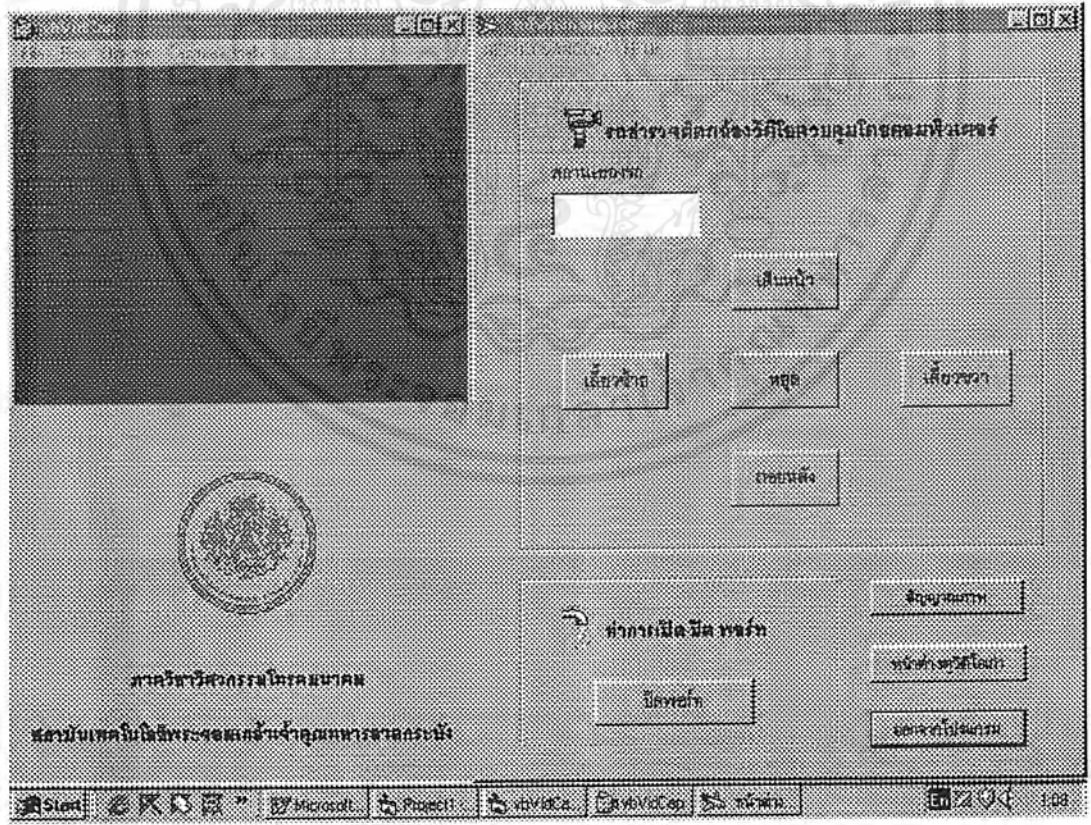
MCS PORT1 ต้องการ ไอซีบัฟเฟอร์ 74LS244 เป็นอินพุตให้โดยวงจรภายในของไอซีบัฟเฟอร์ มีลักษณะตามรูปที่ 3.10 หลังจากนั้นเอาที่พุดที่ออกจาก MCS PORT1 จะถูกนำไปเข้าไอซีออปโต MOC 8204 ดังแสดงการต่อวงจรตามรูปที่ 3.11 ก่อนที่จะถูกส่งไปภาคไคร์ฟมอเตอร์ เพื่อควบคุมมอเตอร์อีกที

3.9 ส่วนของการติดต่อและแสดงผลทางคอมพิวเตอร์

เราได้ใช้โปรแกรมวิซวลเบสิก เวอร์ชัน 5.0 โดยเขียนโปรแกรมควบคุมพอร์ตและควบคุมการเคลื่อนที่ของรถ เช่น การสั่งให้เดินหน้า การสั่งให้ถอยหลัง การสั่งให้เลี้ยวซ้าย การสั่งให้เลี้ยวขวา และการสั่งให้หยุด เป็นต้น โดยหน้าต่างแรกเป็นการแสดงให้เห็นรูปแบบหน้าจอทั่วไป ซึ่งแนะนำชื่อโปรเจก ชื่อผู้ทำโครงการ เมื่อทำการclickฟอร์ม ก็จะแสดงหน้าต่างควบคุมรถขึ้นมา โดยต้องทำการกดปุ่มเปิด-ปิดพอร์ตก่อน แล้วจึงจะสั่งงานให้เลี้ยวซ้าย เลี้ยวขวาได้ ส่วนหน้าต่างคู่มือโอเคาก็สามารถเรียกไฟล์ภาพวีดีโอที่เราได้บันทึกเก็บไว้ในไดเรกทอรีมาแสดงได้ โดยการเลือก AVIVideo หรือถ้าต้องการฟังเพลงก็เลือกเป็น WAVEAUDIO ได้เช่นกัน และก็ยังมีส่วนหน้าต่าง HELP เป็นตัวช่วยอธิบายวิธีการใช้โปรแกรมนี้

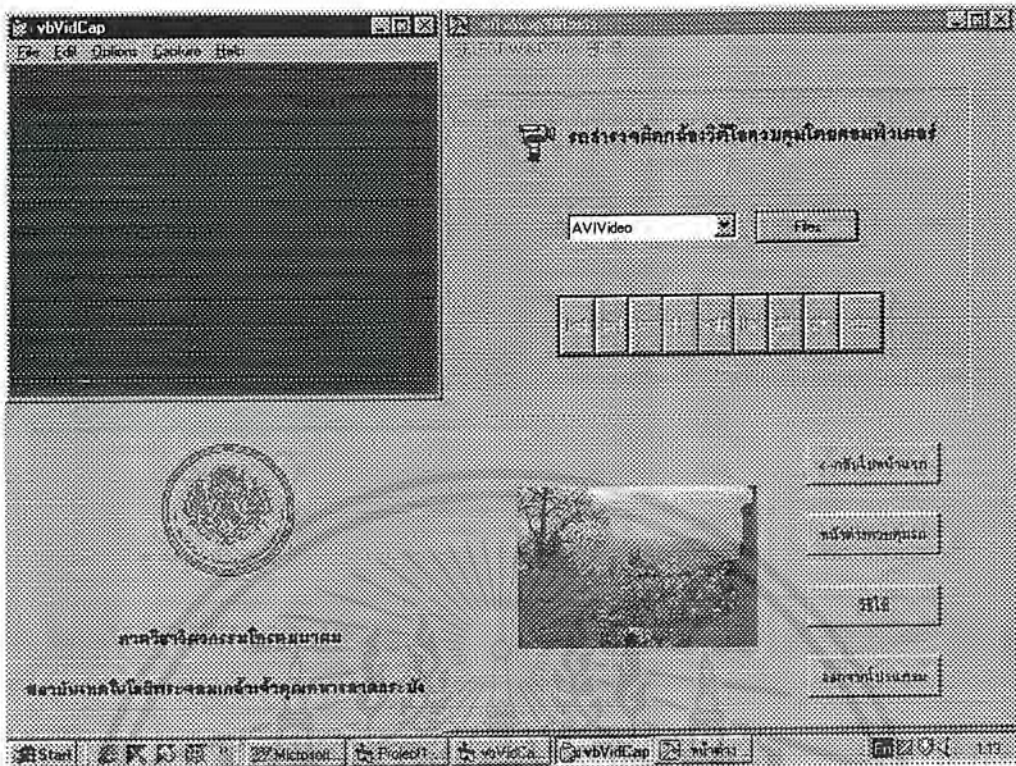


รูปที่ 3.12 แสดงหน้าต่างแรก

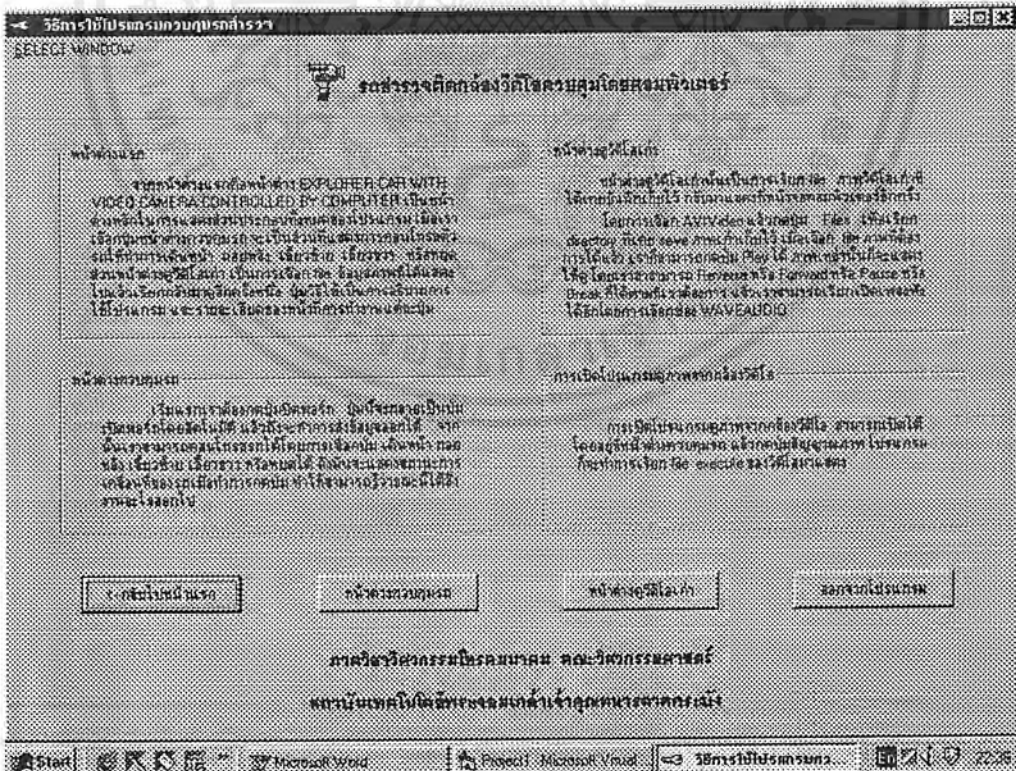


รูปที่ 3.13 แสดงหน้าต่างควบคุมรถสำรวจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 แสดงหน้าต่างวีดีโอเก่า



รูปที่ 3.15 แสดงวิธีการใช้โปรแกรมควบคุมรถตำรวจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.10 ส่วนของการออกแบบตัวรถสำรวจ

ในการออกแบบรูปลักษณะตัวรถสำรวจนั้น เราได้นำตัวรถรับส่งเอกสารซึ่งเป็นโครงงานเก่าในปีการศึกษา 2541 มาทำการมอดิไฟใหม่ ซึ่งมีลักษณะดังเช่นรูปที่ 3.16 และรูปที่ 3.17 โดยโครงสร้างเป็นลักษณะทรงสี่เหลี่ยม มีมอเตอร์ด้วยกัน 2 ชุดคือ ชุดหนึ่งขับเคลื่อนซ้าย และอีกชุดหนึ่งไว้คอยขับเคลื่อนขวา ตัวรถสำรวจเป็นสี่เหลี่ยมและมีโครงที่ขึ้นสูงขึ้นไป เพื่อไว้ติดตั้งตัววีดีโอเซนเซอร์ เหตุที่ต้องทำโครงสูงก็เพราะว่าตัววีดีโอเซนเซอร์จะสามารถส่งสัญญาณภาพที่ชัดเจนได้ดียิ่งขึ้นเมื่ออยู่ในระดับนั้น



รูปที่ 3.16 แสดงรูปภาพของตัวรถสำรวจที่ติดตั้งเครื่องวีดีโอเซนเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 แสดงรูปภาพตัวรถสำรวจที่ถ่ายระยะใกล้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 วงจรแปลงระดับแรงดันเป็น TTL

จุดประสงค์

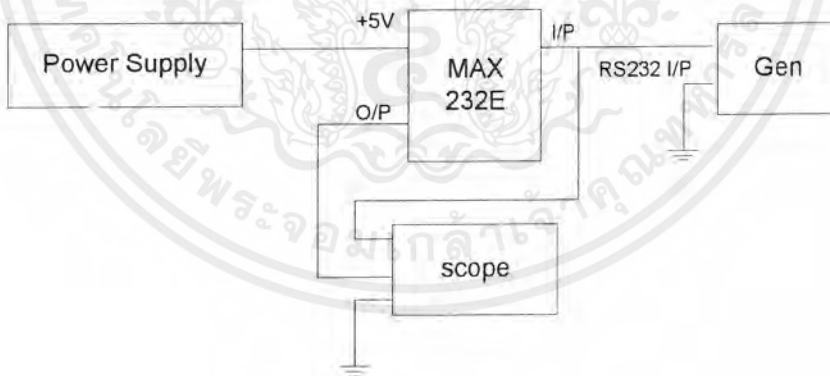
1. เพื่อเข้าใจหลักการการทำงานของ IC MAX-232E
2. ศึกษาการแปลงแรงดันจาก RS-232 เป็นระดับแรงดัน TTL

อุปกรณ์

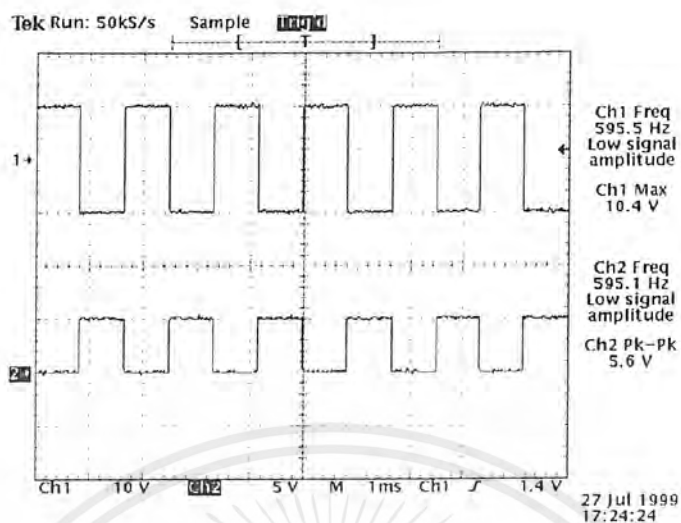
1. ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์
2. ออสซิลโลสโคป
3. Dc Power Supply
4. วงจรแปลงระดับแรงดันเป็น TTL (วงจรถ่าย MAX-232E)

ลำดับขั้นการทดลอง

- ขั้นที่ 1 ต่อยังวงจรดังรูปที่ 4.1
- ขั้นที่ 2 ป้อน DC Power Supply 5 V เข้าให้แก่วงจร MAX-232E
- ขั้นที่ 3 ต่อกับ Function Gen โดยป้อนความถี่ 600 Hz และแรงดัน +10V และ -10 V โดยปรับเป็นรูปคลื่น square wave
- ขั้นที่ 4 ใช้ scope วัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตเทียบกับสัญญาณทางด้านอินพุต



รูปที่ 4.1 วงจรแปลงระดับแรงดันเป็นสัญญาณ TTL



รูปที่ 4.2 แสดงผลการทดลองวงจรเปลี่ยนระดับแรงดันเป็นสัญญาณ TTL

สรุปผลการทดลอง

IC MAX-232E ทำหน้าที่เปลี่ยนระดับแรงดันเป็นสัญญาณ TTL โดยทำการเปลี่ยนแรงดัน +12 โวลต์ ที่ออกจาก RS-232 เป็นสัญญาณ TTL มีค่า 0 โวลต์ หรือ LOGIC "0" และทำการเปลี่ยนแรงดัน -12 โวลต์ เป็นสัญญาณ TTL มีค่า 5 โวลต์ หรือ LOGIC "1"

4.2 ส่วนของการแปลงสัญญาณ FSK

4.2.1 วงจรเข้ารหัส FSK

จุดประสงค์

1. เพื่อสามารถเข้าใจหลักการการเข้ารหัสแบบ FSK
2. สามารถออกแบบและคำนวณหาค่าในวงจรได้

อุปกรณ์

1. ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์
2. ออสซิลโลสโคป
3. DC Power Supply
4. วงจรเข้ารหัส FSK
5. วงจร MAX-232E

ลำดับขั้นการทดลอง

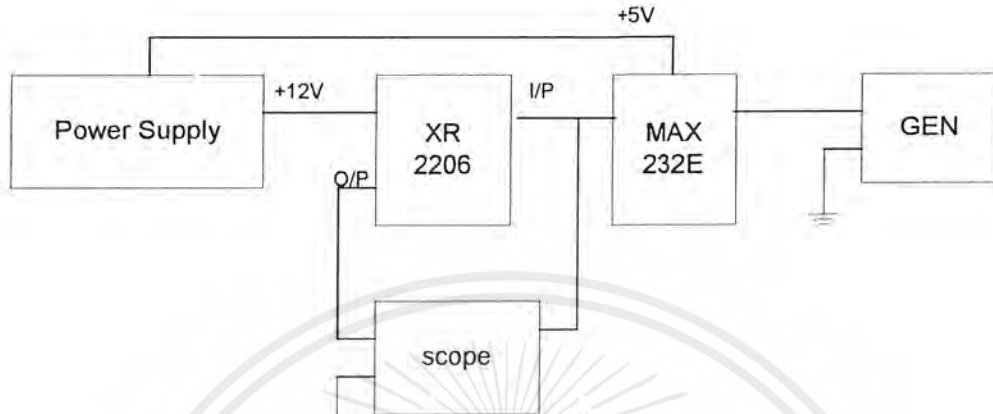
ขั้นที่ 1 ต่ วงจรคิงรูปที่ 4.3

ขั้นที่ 2 ป้อน Power Supply +12 โวลต์ให้วงจร XR-2206 และ +5 โวลต์ให้วงจร MAX-232E

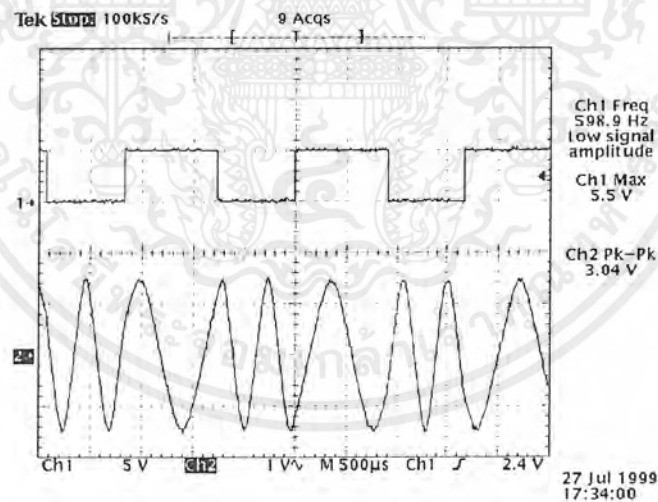
ขั้นที่ 3 ต่อฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ โดยป้อนความถี่ 600 Hz และปรับแรงดันเป็น ± 12 โวลต์ จ่ายให้

แก่ MAX-2332EE

ขั้นที่ 4 ใช้สโคปวัดสัญญาณ



รูปที่ 4.3 วงจร FSK Encoder โดยใช้ไอซี XR-2206



รูปที่ 4.4 แสดงผลการทดลองวงจร FSK Encoder

สรุปผลการทดลอง

เมื่อเราเอาเอาท์พุทของวงจร MAX-232E ซึ่งเป็นสัญญาณ TTL มีค่า 2 ระดับคือ ระดับแรงดัน 0 โวลต์หรือ Logic “0” และระดับแรงดัน 5 โวลต์หรือ Logic “1” ผ่านเข้าไปในวงจร XR-2206 ซึ่งทำหน้าที่เข้ารหัสแบบ FSK เมื่อเราป้อนแรงดัน 0 โวลต์เข้ามา ทำให้ได้ค่าความถี่ 2200 Hz และเมื่อป้อนแรงดัน 5 โวลต์เข้ามาจะได้ความถี่ 1200 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 วงจรถอดรหัส FSK

จุดประสงค์

1. เพื่อเข้าใจหลักการทำงานของวงจรถอดรหัสสัญญาณแบบ FSK
2. เพื่อสามารถออกแบบและคำนวณค่าในวงจรได้

อุปกรณ์

1. ออสซิลโลสโคป
2. มิเตอร์
3. ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์
4. DC Power Supply
5. วงจร FSK Decode
6. IC 74LS04 [NOT GATE]

ลำดับขั้นตอน

ขั้นที่ 1 ค่่วงจรดังรูปที่ 4.5

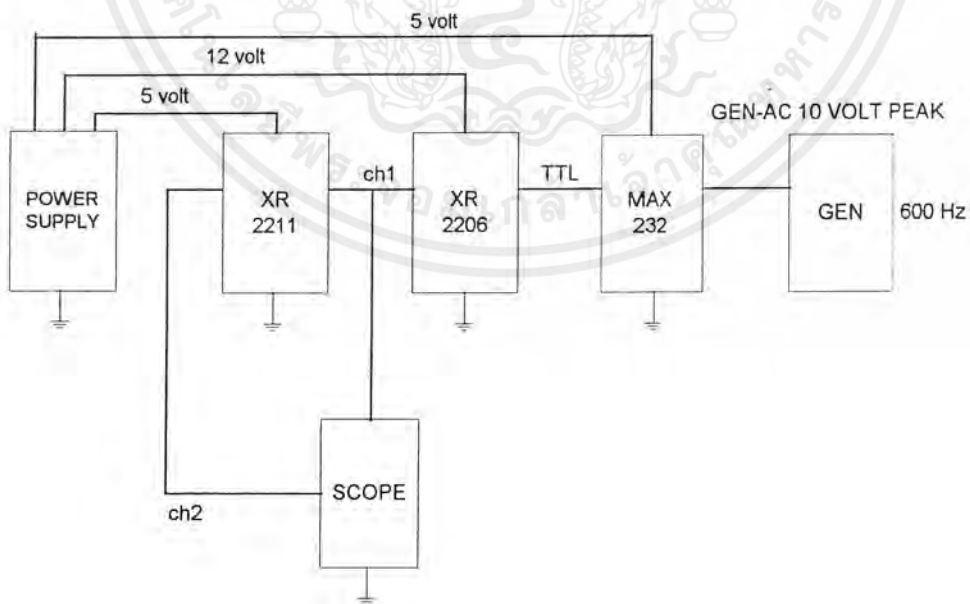
ขั้นที่ 2 ป้อน DC Power Supply ให้กับ ไอซีต่างๆในวงจรดังรูป

ขั้นที่ 3 ป้อน Function Generator โดยปรับความถี่ 600 Hz

ขั้นที่ 4 ใช้สโคปวัดเอาต์พุตของวงจร XR-2206 เทียบกับเอาต์พุตของวงจร XR-2211

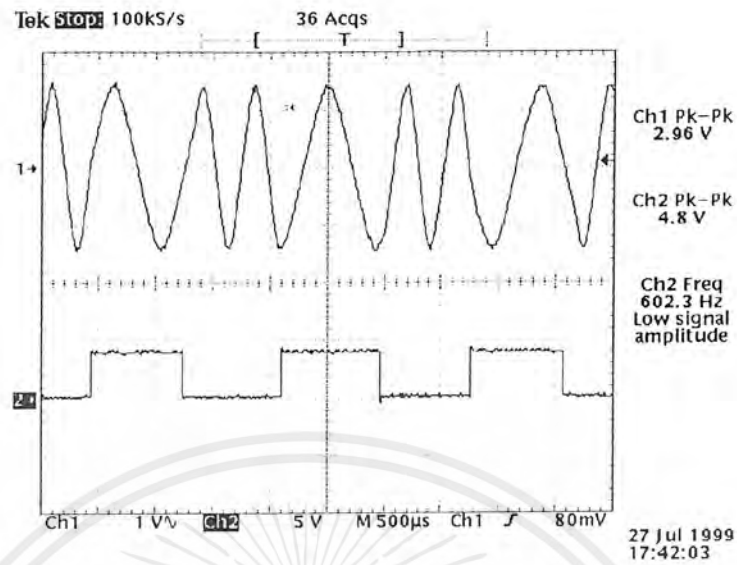
ขั้นที่ 5 วัดอินพุตของวงจร XR-2206 เทียบกับเอาต์พุตของวงจร XR-2211

ขั้นที่ 6 วัดเอาต์พุตของฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ 600 Hz เทียบกับเอาต์พุตของ XR-2211

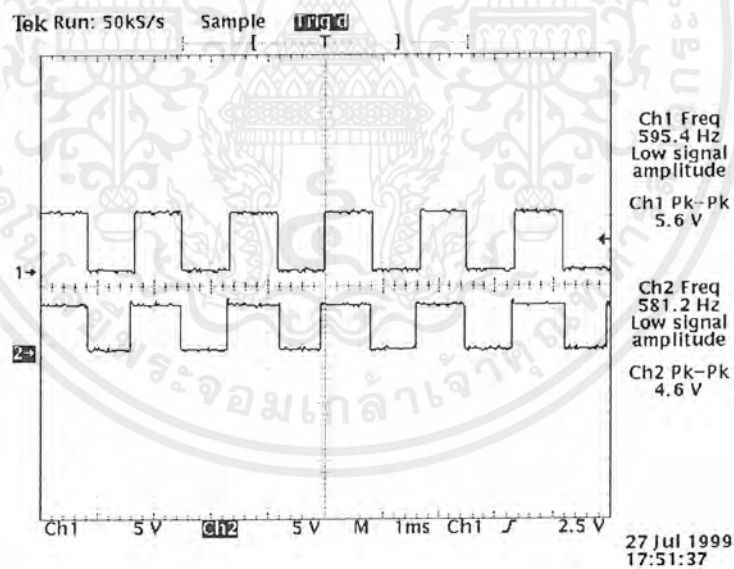


รูปที่ 4.5 วงจร FSK Decoder โดยใช้ไอซี XR-2211

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

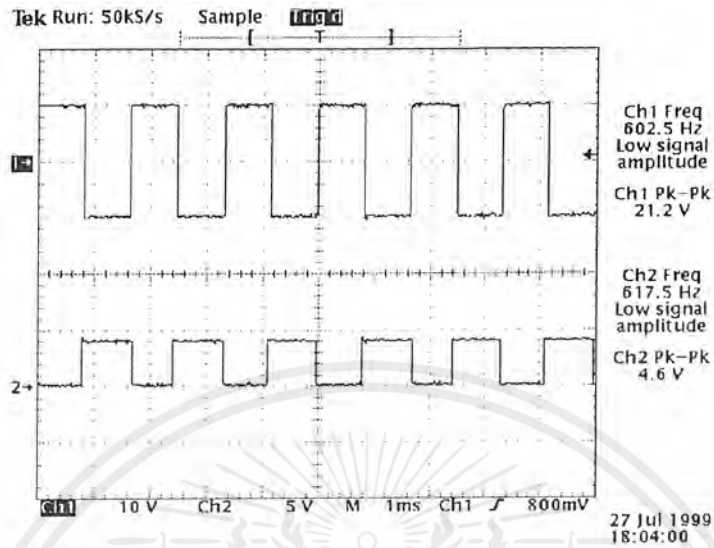


รูปที่ 4.6 แสดงผลการทดลองเมื่อวัดเอาต์พุตของวงจร XR-2206 เทียบกับเอาต์พุตของวงจร XR-2211



รูปที่ 4.7 แสดงผลการทดลองเมื่อวัดอินพุตของวงจร XR-2206 เทียบกับเอาต์พุตของวงจร XR-2211

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 แสดงผลการทดลองเมื่อวัดเอาต์พุตของฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ที่ ความถี่ 600 Hz แรงดัน 10 Vp เทียบกับเอาต์พุตของวงจร XR-2211

การปรับแต่ง

- เราจะต้องทำการปรับแต่งค่าความต้านทาน R_x ค่า 10 k Ω เพื่อปรับความถี่กลางของเฟสล็อกกลูป
- ปรับค่าความต้านทาน R_1 เพื่อกำหนดเป็นแบนด์วิดธ์

สรุปผลการทดลอง

IC XR-2211 ทำหน้าที่เป็นตัว decode สัญญาณ FSK โดยเปลี่ยนความถี่ให้เป็นระดับสัญญาณ TTL จากรูปที่ 4.6 เมื่อเราป้อนความถี่เป็น 1200 Hz ที่ระดับแรงดัน 2 โวลต์ วัดแรงดันเอาต์พุตได้ดังรูป ซึ่งเป็นระดับแรงดัน 5 โวลต์ หรือ LOGIC "1" ของ TTL และเมื่อเราเปลี่ยนเป็นป้อนความถี่ 2200 Hz ที่ระดับแรงดัน 2 โวลต์ ก็จะได้เอาต์พุต 0 โวลต์ หรือ LOGIC "0" ของ TTL

ส่วนรูปที่ 4.7 ทำการวัดอินพุตของ XR-2206 เทียบกับเอาต์พุตของ XR-2211 และรูปที่ 4.8 เป็นการวัดเอาต์พุตที่ออกมาจากฟังก์ชันเจน 600 Hz แรงดัน 10 Vp เทียบกับเอาต์พุตของวงจร XR-2211

4.3 ส่วนของภาคไดรฟ์มอเตอร์

จุดประสงค์

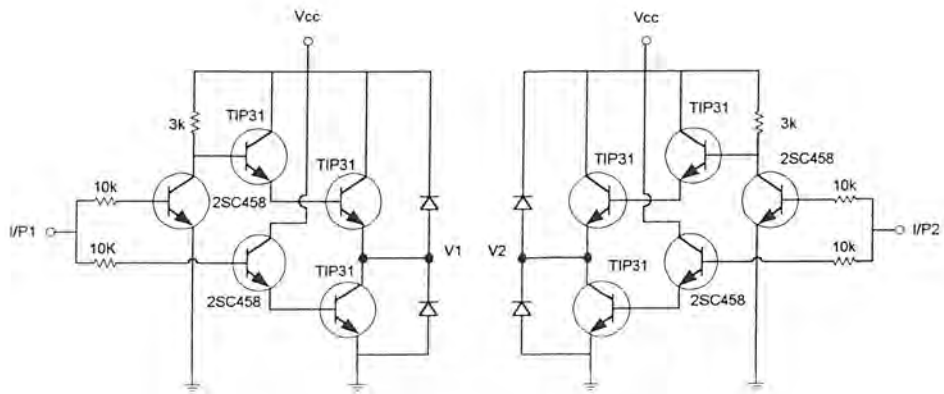
1. เพื่อศึกษาถึงคุณสมบัติการทำงานของวงจร ไดรฟ์มอเตอร์
2. เพื่อให้สามารถนำไปควบคุมมอเตอร์ให้ทำงานได้
3. เพื่อให้ทราบถึงระดับลอจิกที่จะใช้เป็นอินพุตในการควบคุมมอเตอร์

ลำดับขั้นการทดลอง

ขั้นที่ 1 ต่อวงจรตามรูปที่ 4.9

ขั้นที่ 2 วัดแรงดันตามจุดต่างๆ ตามในตารางที่ 4.1 แล้วบันทึกค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 แสดงการต่อวงจรขับเคลือนมอเตอร์ที่ใช้งานจริง

ตารางที่ 4.1 แสดงผลการทดลองภาคไคร์ฟมอเตอร์

I/P_1	I/P_2	V_1	V_2	$V_1 - V_2$	สภาวะ
0	0	11.6	11.6	0	หยุด
0	5	11.6	200 mV	11.4	หมุนซ้าย
5	0	200 mV	11.6	- 11.4	หมุนขวา
5	5	200 mV	200 mV	0	หยุด

สรุปผลการทดลอง

- สภาวะ I/P_1 เป็นลอจิก 0 และ I/P_2 เป็นลอจิก 1 (สภาวะนี้มอเตอร์จะหมุน)

1) เมื่อ I/P_1 เป็นลอจิก 0 ทำให้ TR_1 , TR_3 และ TR_4 ไม่ทำงาน เมื่อ TR_1 ไม่ทำงาน กระแสก็จะไหลผ่านความต้านทานค่า 3 k Ω เข้าไปยังขาเบสของ TR_2 ทำให้ TR_2 ทำงานและกระแส I_E ของ TR_2 จะเป็นอินพุตขาเบสของ TR_5 ทำให้ TR_5 ทำงาน กระแส I_E ของ TR_5 จะไม่ผ่าน TR_4 ลงกราวด์ แต่จะไหลเข้ามอเตอร์ ดังนั้นเมื่อวัดแรงดันที่จุด V_1 จะได้แรงดันประมาณ 12 โวลท์

2) เมื่อ I/P_2 เป็นลอจิก 1 ทำให้ TR_6 ทำงานในสภาวะแอกทีฟ และกระแสส่วนหนึ่งก็จะไหลเข้าไปยังขาเบสของ TR_7 ทำให้ TR_7 ทำงาน กระแส I_E ของ TR_7 ก็เป็นอินพุตให้กับขาเบสของ TR_{10} ขณะเดียวกัน TR_8 ก็ทำงานด้วยเช่นกัน กระแส I_E ของ TR_8 ก็จะเป็นอินพุตให้กับขาเบสของ TR_9 จึงทำให้ TR_9 ทำงาน โดยกระแสจากแหล่งจ่ายจะไหลผ่านขาคอลเลคเตอร์ของ TR_{10} และกระแส I_E ของ TR_{10} ก็จะเป็นกระแส I_C ของ TR_9

ดังนั้นเมื่อเราวัดแรงดันที่จุด V_2 ก็จะได้แรงดันที่น้อยมาก คือประมาณ 0 โวลท์ และแรงดันที่จุด V_1 จะได้ประมาณ 12 โวลท์ และแรงดันที่จุด V_2 จะได้ประมาณ 12 โวลท์เช่นกัน จึงเห็นว่าผลต่างของแรงดันระหว่าง V_1 กับ V_2 จะใกล้เคียง 0 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- สถานะ I/P_1 เป็นลอจิก 1 และ I/P_2 เป็นลอจิก 0 (สถานะนี้มอเตอร์จะหมุน)

แรงดันที่จุด V_1 จะมีค่าประมาณ 0 โวลต์ และแรงดันที่จุด V_2 จะประมาณ 12 โวลต์ จึงทำให้ผลต่างของแรงดันระหว่าง V_1 กับ V_2 มีค่าสูง

- สถานะ I/P_1 เป็นลอจิก 1 และ I/P_2 เป็นลอจิก 1 (สถานะนี้มอเตอร์จะไม่หมุน)

จะได้แรงดันที่จุด V_1 ประมาณ 0 โวลต์ และแรงดันที่จุด V_2 ประมาณ 0 โวลต์ จึงทำให้ผลต่างของแรงดันระหว่าง V_1 กับ V_2 มีค่าต่ำ

- สถานะ I/P_1 เป็นลอจิก 0 และ I/P_2 เป็นลอจิก 0 (สถานะนี้มอเตอร์จะไม่หมุน)

จะได้แรงดันที่จุด V_1 ประมาณ 12 โวลต์ และแรงดันที่จุด V_2 ประมาณ 12 โวลต์ จึงทำให้ผลต่างของแรงดันระหว่าง V_1 กับ V_2 มีค่าต่ำ

4.4 การส่งข้อมูลแบบไร้สายโดยเครื่องส่งวิทยุ

จุดประสงค์

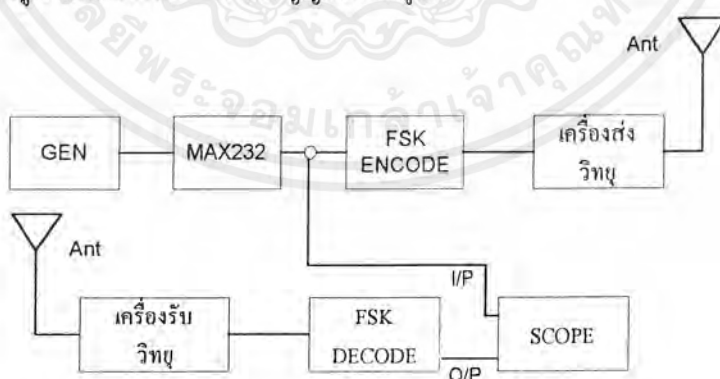
หลักการของการควบคุมรถสำรวจระยะไกลไร้สายต้องมีอุปกรณ์การส่งข้อมูลแบบไร้สาย เราได้ใช้เครื่องส่งวิทยุในย่านความถี่ 150.10 MHz การส่งข้อมูลเป็นการส่งแบบ FSK มี 2 ความถี่คือ 1200 Hz และ 2200 Hz

อุปกรณ์

1. วงจรส่งวิทยุย่านความถี่ 150.10 MHz
2. วงจรรับวิทยุย่านความถี่ 150.10 MHz
3. ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์
4. ออสซิลโลสโคป
5. เพาเวอร์ซัพพลาย 12 โวลต์ 2 ชุด

ลำดับขั้นตอนการทดลอง

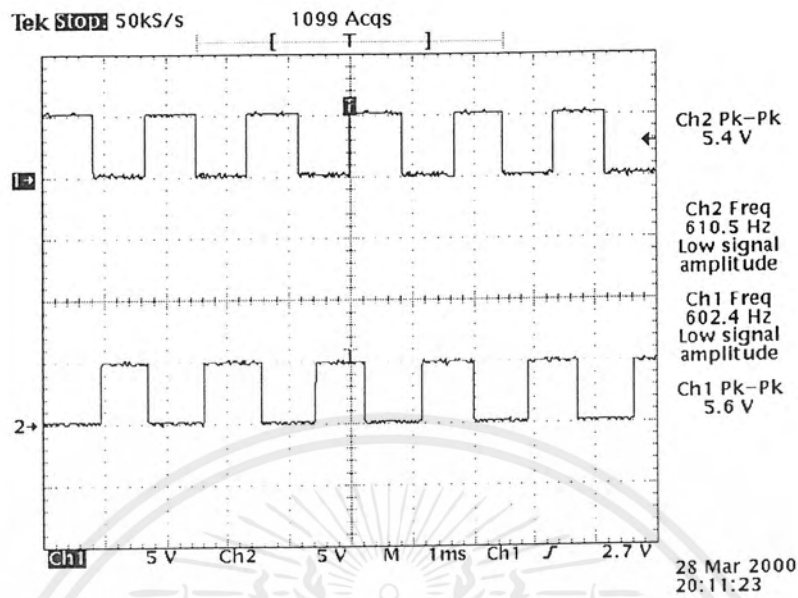
ต่อวงจรตามรูป 4.10 แล้วทำการวัดสัญญาณตามรูป



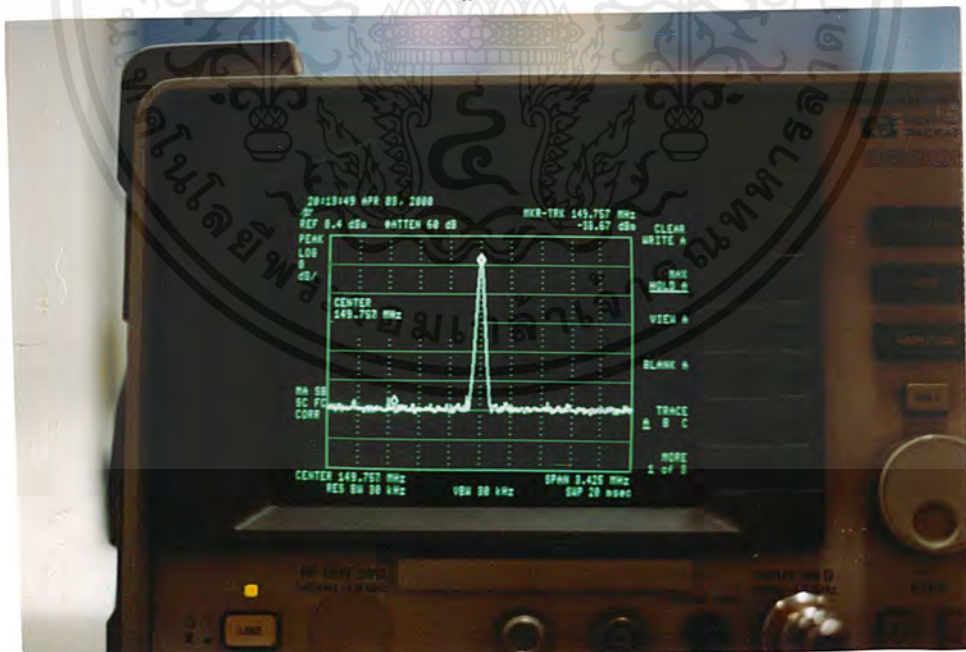
รูปที่ 4.10 การต่อวงจรทดลองเครื่องรับ-ส่งวิทยุย่านความถี่ 150.10 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.11 แสดงผลการทดลองเมื่อวัดอินพุตของ FSK ENCODE เทียบกับเอาต์พุตของ FSK DECODE โดยส่งผ่านเครื่องรับส่งวิทยุย่านความถี่ 150.10 MHz



รูปที่ 4.12 แสดงผลการทดลองเมื่อวัดสเปกตรัมของเครื่องส่งวิทยุย่านความถี่ 150.10 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

จากรูปที่ 4.11 จะเห็นว่าเมื่อสัญญาณ TTL ที่มีระดับแรงดัน 0 โวลต์ และ 1 โวลต์ หรือแทนด้วยลอจิก “0” และ “1” ตามลำดับ ผ่านเข้าวงจร FSK ENCODE และถูกนำไปมอดูเลตด้วยสัญญาณพาหะ 150.10 MHz ก่อนถูกส่งออกอากาศไป เมื่อเครื่องรับได้รับสัญญาณและทำการดีมอดูเลต จะได้สัญญาณ 2 ความถี่ คือ 1200 Hz และ 2200 Hz ส่งเข้าไปยังวงจร FSK DECODE ก็จะได้สัญญาณ TTL เป็น 0 โวลต์ และ 5 โวลต์ และจากรูป 4.12 เป็นผลการทดลองการวัดความถี่ของวิทยุ VR ที่ย่านความถี่ 150.10 MHz

4.5 ส่วนของซอฟต์แวร์

จุดประสงค์

1. เพื่อทำการทดสอบการรับส่งข้อมูลระหว่างโปรแกรมวิชวลเบสิกกับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์
2. เพื่อนำไปควบคุมการเคลื่อนที่ของรถ

ลำดับขั้นตอน

ขั้นที่ 1 ต่อบอร์ดคอนโทรลเลอร์เข้ากับพอร์ตอนุกรมของคอมพิวเตอร์
ขั้นที่ 2 ใช้คำสั่งควบคุม เดินหน้า , ถอยหลัง , เลี้ยวซ้าย, เลี้ยวขวา, หยุด ทดสอบการทำงานของระบบจะได้ผลการทดลองดังตาราง 4.2

ตารางที่ 4.2 แสดงผลการทดลองการควบคุมคำสั่งระหว่างโปรแกรมวิชวลกับบอร์ดคอนโทรลเลอร์

O/P ของคอนโทรลเลอร์ คำสั่งจาก Vb	7	6	5	4	3	2	1	0
เดินหน้า (51H)	-	-	-	-	0	1	0	1
ถอยหลัง (52H)	-	-	-	-	1	0	1	0
หยุด (53H)	-	-	-	-	0	0	0	0
เลี้ยวซ้าย (54H)	-	-	-	-	0	1	0	0
เลี้ยวขวา (55H)	-	-	-	-	0	0	0	1

สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองสามารถส่งผ่านข้อมูลจากพอร์ตคอมพิวเตอร์ผ่านไปยังบอร์ดคอนโทรลเลอร์ได้ ซึ่งบอร์ดคอนโทรลเลอร์สามารถรับคำสั่งได้ตามตารางที่ 4.2 และมันสามารถเคลื่อนที่ได้ตรงกับคำสั่งที่ป้อนให้

4.6 ส่วนของการรับสัญญาณภาพวิดีโอ

จุดประสงค์

1. เพื่อทำการทดสอบการรับสัญญาณภาพวิดีโอเมื่อทำการต่อตรง
2. เพื่อทำการทดสอบการรับสัญญาณภาพวิดีโอเมื่อใช้เครื่องส่งวิดีโอเซนเซอร์

3. สามารถใช้โปรแกรมเรียกดูสัญญาณภาพได้
4. สามารถใช้ปรับช่องโทรทัศน์ที่รับสัญญาณภาพดังกล่าวได้โดยการจูนหาช่องที่ชัดเจนที่สุด

อุปกรณ์

1. คอมพิวเตอร์
2. การ์ดทีวีจูนเนอร์
3. เครื่องส่งวีดีโอเซนเดอร์
4. โปรแกรมการจูนช่องสัญญาณโทรทัศน์
5. กล้อง CCD

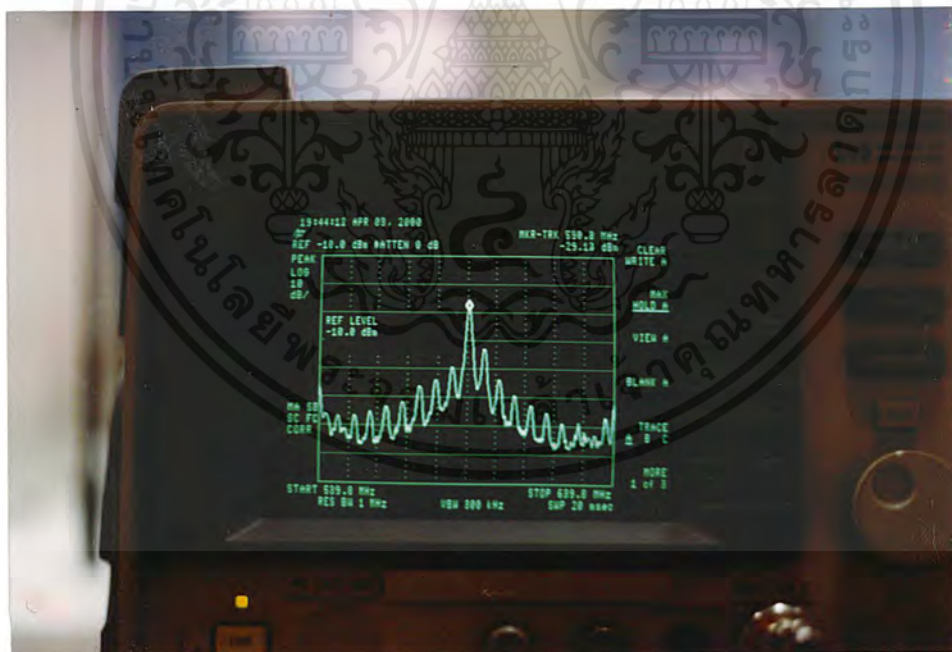
ลำดับขั้นการทดลอง

ขั้นที่ 1 ทำการต่อการ์ดทีวีจูนเนอร์เข้ากับคอมพิวเตอร์

ขั้นที่ 2 ติดตั้งโปรแกรมการจูนช่องสัญญาณโทรทัศน์

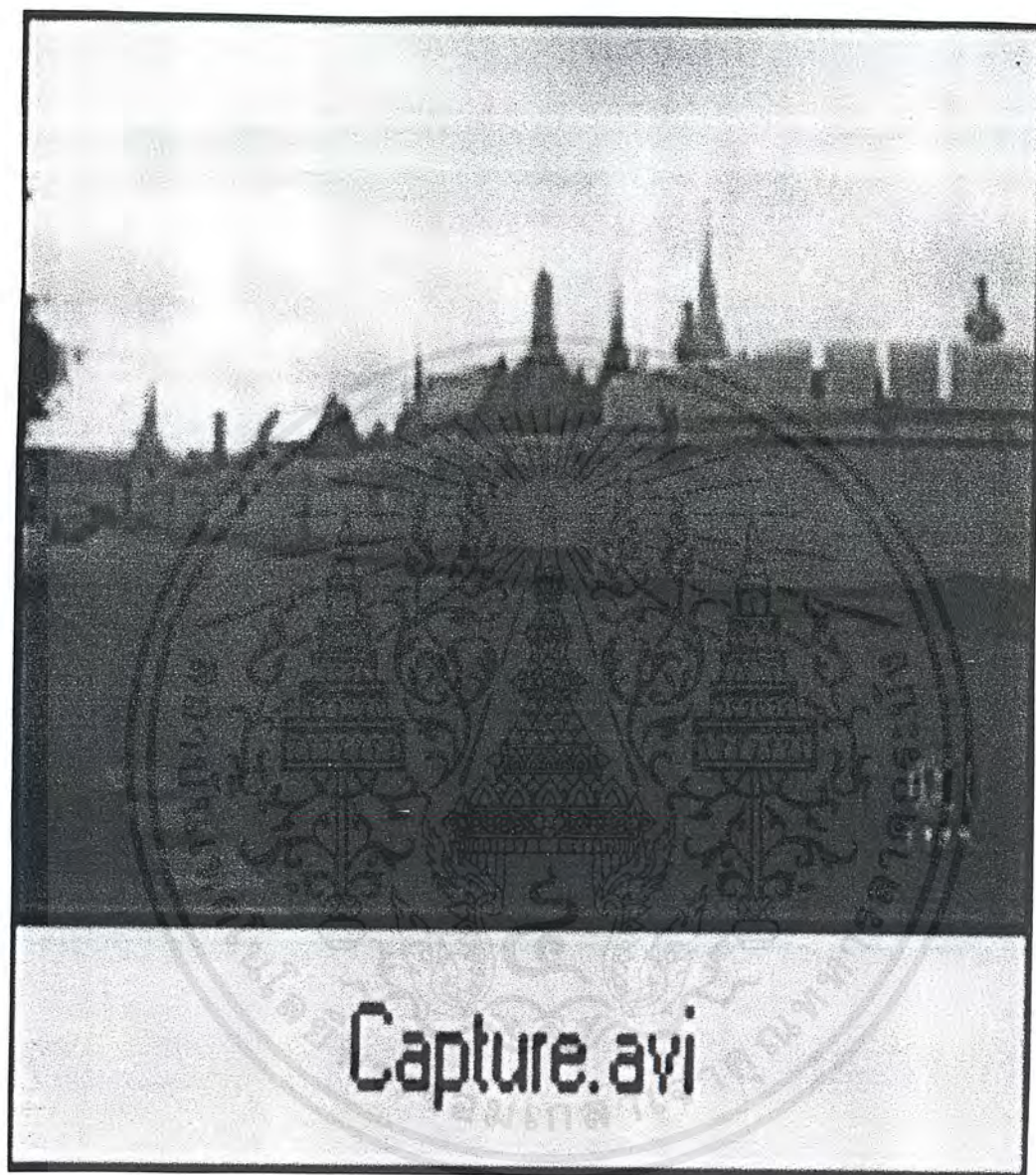
ขั้นที่ 3 ทำการทดสอบการส่งสัญญาณภาพมาแสดงที่จอคอมพิวเตอร์โดยการต่อตรงเทียบกับการใช้เครื่องส่งวีดีโอเซนเดอร์

ผลการทดลอง



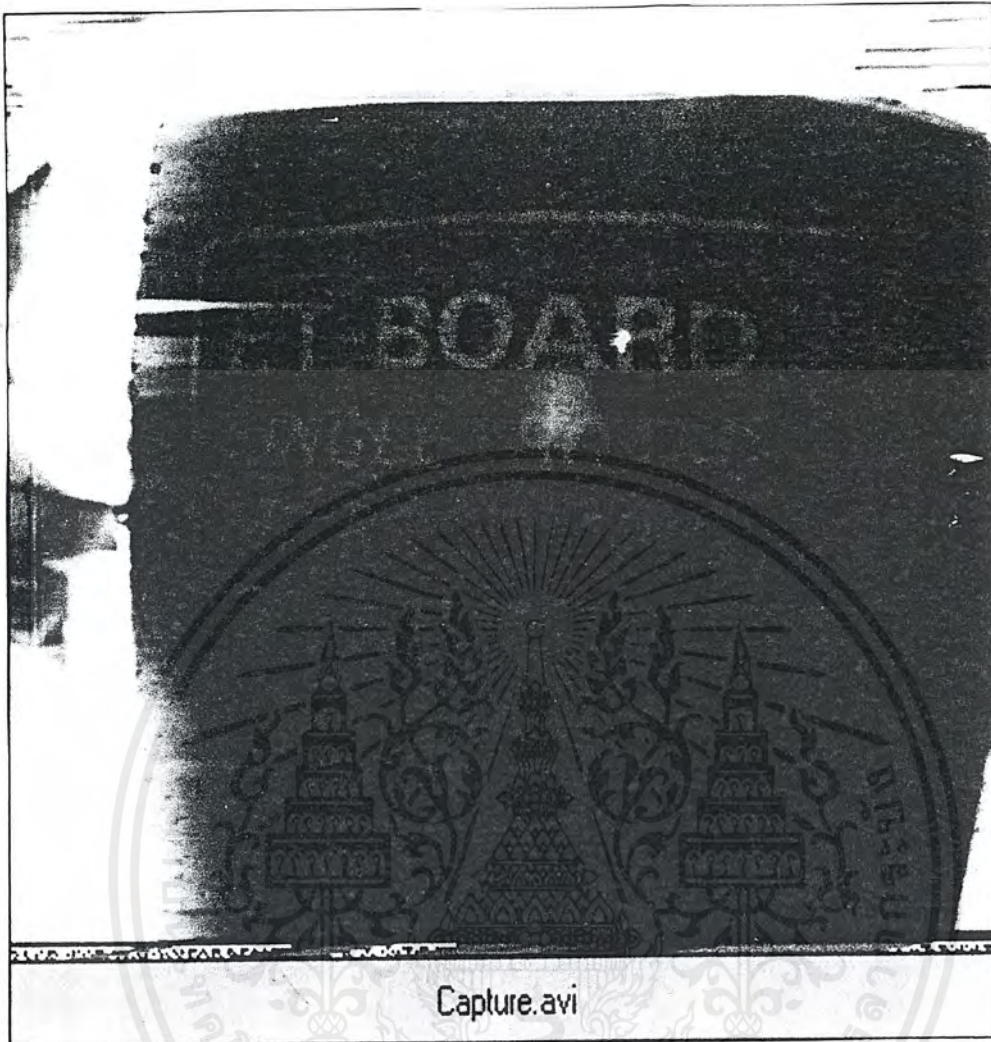
รูปที่ 4.13 แสดงผลการทดลองเมื่อวัดย่านความถี่วีดีโอเซนเดอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อตรงโดยไม่ใช้วีดีโอเซนเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 แสดงผลการทดลองเมื่อใช้เครื่องส่งวีดิโอเซนเซอร์แบบไร้สาย

สรุปผลการทดลอง

จะเห็นได้ว่าเมื่อทำการต่อคอมพิวเตอร์เข้ากับสายเคเบิลที่รับสัญญาณโทรทัศน์ โดยการใช้การ์ดจอเนอร์ จะเห็นว่าจะได้ภาพที่สวงามและชัดเจนมาก แต่เมื่อเปลี่ยนมาทดสอบกับเครื่องวีดิโอเซนเซอร์ จะได้ภาพที่ไม่ค่อยชัดเจนเท่าไรนัก เนื่องจากกำลังส่งของวีดิโอเซนเซอร์นั้นค่อนข้างต่ำ

ปัญหา

จากทดลองนี้พบปัญหาว่า การที่เราจะรับภาพได้นั้น ขึ้นอยู่กับการจูนช่องสัญญาณโทรทัศน์ด้วย ที่จะต้องหาช่องที่สามารถรับสัญญาณภาพวีดิโอดังกล่าวได้ จึงค่อนข้างปรับหาช่องสัญญาณที่รับได้ค่อนข้างยาก และนาน ประกอบกับมีสัญญาณรบกวนอื่น ๆ เข้ามา ทำให้รับภาพได้ไม่ชัดเจนเท่าที่ควร วิธีแก้ไขคือควรรหากำลังส่งที่สูง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุปและบทวิจารณ์

การทำรถสำรวจติดกล้องวิดีโอควบคุมโดยคอมพิวเตอร์นั้นจะต้องใช้ความรู้ในหลายๆ ด้าน ไม่ว่าจะเป็นการศึกษาโปรแกรมวิซวลเบสิก การศึกษาโปรแกรมไมโครคอนโทรลเลอร์ เครื่องรับส่งวิทยุ การควบคุมมอเตอร์ การมอดูเลตสัญญาณ หรือการส่งสัญญาณภาพวิดีโอ

จากการทำโปรเจกต์นี้ ทำให้เห็นปัญหาที่เกิดขึ้น เช่น การทดลองภาค FSK ENCODE และ DECODE เมื่อทำการทดลองจะเห็นว่าได้ผลเป็นที่น่าพอใจมาก และการควบคุมตัวรถให้เคลื่อนที่โดยการสั่งที่คอมพิวเตอร์ให้ไปควบคุมคอนโทรลเลอร์โดยการต่อโดยตรง ก็ให้ผลที่น่าพอใจเช่นกัน แต่เมื่อนำทั้งระบบมาผ่านเครื่องรับ-ส่งวิทยุ ทำให้พบปัญหาที่ใหญ่ที่ทำให้พวกเราต้องหันกลับไปพักหนึ่ง จึงทำให้รู้ว่าระบบการสื่อสารแบบไร้สาย (WIRELESS) เป็นเรื่องที่ยุ่งยากมากพอสมควร

ส่วนแนวทางในการพัฒนาโปรเจกต์นี้ เราสามารถเพิ่มเติม stepping motor โดยต่อกับกล้องซีซีดี (CCD) เพื่อสามารถหมุนตัวกล้องให้เก็บภาพได้รอบทิศทาง หรือเพิ่มคำสั่งควบคุมความเร็วรถ หรือคำสั่งควบคุมการเปิด-ปิด ไฟสปอร์ตไลท์ ที่หน้ารถ โดยสามารถควบคุมได้จากหน้าจอคอมพิวเตอร์เลย ส่วนอีกปัญหาที่พบคือการส่งภาพกลับมาแสดงที่คอมพิวเตอร์นั้น เราได้ใช้เครื่องส่งสัญญาณภาพ (VIDEO SENDER) ซึ่งเป็นชุดสำเร็จรูปมาเป็นตัวส่งสัญญาณภาพ ซึ่งการรับภาพอาจไม่ค่อยชัดเจนบ้าง แนวทางแก้ไขคือ ควรเลือกเครื่องส่งสัญญาณภาพที่มีกำลังส่งดี ๆ แต่จะทำให้สิ้นเปลืองงบประมาณมาก จากที่กล่าวมาแล้วเราก็สามารถแก้ไขได้โดยอีกวิธีหนึ่งคือ โดยทำการบันทึกไฟล์ภาพให้เป็นนามสกุล BMP เพื่อที่จะนำไฟล์ภาพเหล่านี้ไปทำการแก้ไขให้ชัดเจนต่อไป โดยอาจจะนำไปกรองภาพ (Filter) เพื่อให้ได้ภาพที่ชัดเจนยิ่งขึ้น คือนำภาพที่ได้แสดงอยู่บนจอ (Screen) ที่ไม่ชัดเจนมาผ่านกระบวนการแก้ไขภาพ ซึ่งโครงการนี้ได้นำเสนอหลักการประมวลผลภาพ (Image Processing) มาแก้ไขภาพให้ชัดเจนขึ้น ในโครงการนี้ได้เลือกใช้การกรองภาพ (Filtering) และการลดสัญญาณรบกวนภาพ (Noisy) โดยใช้หลักการของ Gaussian Filter มาทำให้ภาพชัดเจนยิ่งขึ้น ซึ่งอัลกอริทึม (Algorithm) ของ Gaussian Filter นั้น ได้ถูกแสดงไว้ในภาคผนวก



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมภาษาแอสเซมบลี สำหรับตัวรถสำรวจ

```

                                ORG 0000H
FORWARD EQU 51H ; เดินหน้า
BACKWARD EQU 52H ; ถอยหลัง
STOP EQU 53H ; หยุด
LEFT EQU 54H ; เลี้ยวซ้าย
RIGHT EQU 55H ; เลี้ยวขวา
MOV PCON,#00H ; SMOD=0
MOV SCON,#50H ; SERIAL( MODE 1 ) REN =1
MOV TMOD,#20H ; TIMER 1 ( MODE 2 )
MOV TH1,#0E8H ; 1200 BAUD
MOV P1,#00H ; เคลียร์ค่าพอร์ต 1 เป็น 0 ทั้งหมดทั้ง 8 บิต
LOOPBIG: SETB TR1 ; START TIMER 1
WAIT: JNB RI,WAIT ; วนลูปรอข้อมูลครบ 1 ไบต์ โดย RI จะ
; เป็น 1
; เมื่อรับข้อมูลครบ 1 ไบต์ จะตรวจสอบว่า
; RI เป็น 1หรือไม่ถ้าRIไม่เป็น 1ก็จะวนลูป
; WAITต่อไปเรื่อยๆจนRIเป็น 1 จึงจะหลุด
; จากลูป WAIT
CLR RI ; เคลียร์ RI เพื่อเตรียมรับไบต์ถัดไป
MOV A,SBUF ; ข้อมูลที่รับได้ไปเก็บใน A
;*****
;เป็นคำสั่งเดินหน้า
CJNE A,#FORWARD,OUT1;
SETB P1.0 ; ให้บิต P1.0 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 1
CLR P1.1 ; ให้บิต P1.1 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 0
SETB P1.2 ; ให้บิต P1.2 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 1
CLR P1.3 ; ให้บิต P1.3 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 0
LJMP LOOPBIG ; กระโดดไปยัง LOOPBIG

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

;เป็นคำสั่งถอยหลัง

```
OUT1: CJNE A,#BACKWARD,OUT2;
      CLR P1.0 ; ให้บิต P1.0 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 0
      SETB P1.1 ; ให้บิต P1.1 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 1
      CLR P1.2 ; ให้บิต P1.2 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 0
      SETB P1.3 ; ให้บิต P1.3 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 1
      LJMP LOOPBIG ; กระโดดไปยัง LOOPBIG
```

;เป็นคำสั่งเลี้ยวซ้าย

```
OUT2: CJNE A,#LEFT,OUT3 ;
      CLR P1.0 ; ให้บิต P1.0 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 0
      CLR P1.1 ; ให้บิต P1.1 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 0
      SETB P1.2 ; ให้บิต P1.2 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 1
      CLR P1.3 ; ให้บิต P1.3 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 0
      LJMP LOOPBIG ; กระโดดไปยัง LOOPBIG
```

;เป็นคำสั่งเลี้ยวขวา

```
OUT3: CJNE A,#RIGHT,OUT4;
      SETB P1.0 ; ให้บิต P1.0 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 1
      CLR P1.1 ; ให้บิต P1.1 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 0
      CLR P1.2 ; ให้บิต P1.2 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 0
      CLR P1.3 ; ให้บิต P1.3 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 0
      LJMP LOOPBIG ; กระโดดไปยัง LOOPBIG
```

;เป็นคำสั่งให้รถหยุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

;
OUT4:  CJNE  A,#STOP,OUT5 ;
        CLR  P1.0          ;   ให้บิต P1.0 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 0
        CLR  P1.1          ;   ให้บิต P1.1 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 0
        CLR  P1.2          ;   ให้บิต P1.2 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 0
        CLR  P1.3          ;   ให้บิต P1.3 ของพอร์ต 1 เป็น ลอจิก 0
        LJMP LOOPBIG      ;   กระโดดไปยัง LOOPBIG
;

```

```

;
OUT5:  LJMP  LOOPBIG      ;   กระโดดไปยัง LOOPBIG
        END

```



โปรแกรมวิชาอบตีกสำหรับการสั่งงาน

สำหรับ

FORM

1

```
Private Sub Command1_Click()
```

```
Form2.Show
```

```
Form5.Show
```

```
Form1.Hide
```

```
End Sub
```

```
Private Sub Command2_Click()
```

```
Form3.Show
```

```
Form1.Hide
```

```
Form5.Show
```

```
End Sub
```

```
Private Sub Command3_Click()
```

```
Form4.Show
```

```
Form1.Hide
```

```
End Sub
```

```
Private Sub Command4_Click()
```

```
End
```

```
End Sub
```

```
Private Sub ดูvideoเก่า1_Click()
```

```
Form3.Show
```

```
Form1.Hide
```

```
End Sub
```

```
Private Sub วิธีใช้1_Click()
```

```
Form4.Show
```

```
Form1.Hide
```

```
End Sub
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Private Sub หน้าต่างควบคุมรถ1_Click()
```

```
Form2.Show
```

```
Form1.Hide
```

```
End Sub
```

```
Private Sub ออกจากโปรแกรม1_Click()
```

```
End
```

```
End Sub
```

```
Private Sub เลือกรถ1_Click()
```

```
End Sub
```

```
Private Sub Form_Click()
```

```
Form2.Show
```

```
Form5.Show
```

```
Form1.Hide
```

```
End Sub
```

สำหรับ

FORM

2

```
Private Sub Command13_Click()
```

```
Text2.Text = "เดินหน้า"
```

```
' คำสั่งเดินหน้า ใช้รหัส 51H
```

```
' ซึ่งตรงกับเลขไบนารีคือ 0101 0001 B
```

```
Dim a As Integer
```

```
a = &H51
```

```
MSComm1.Output = Chr(a)
```

```
End Sub
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Private Sub Command5_Click()
If Command5.Caption = "ปิดพอร์ต" Then
    MSComm1.PortOpen = True
    Command5.Caption = "เปิดพอร์ต"
Else
    MSComm1.PortOpen = False
    Command5.Caption = "ปิดพอร์ต"
End If
End Sub

```

```

Private Sub Command15_Click()
Text2.Text = "ถอยหลัง"
' คำสั่งถอยหลัง ใช้รหัส 52H
' ซึ่งตรงกับเลขไบนารีคือ 0101 0010 B
Dim a As Integer
a = &H52
MSComm1.Output = Chr(a)
End Sub

```

```

Private Sub Command14_Click()
Text2.Text = "เลี้ยวซ้าย"
' คำสั่งเลี้ยวซ้าย ใช้รหัส 54H
' ซึ่งตรงกับเลขไบนารีคือ 0101 0100 B
Dim a As Integer
a = &H54
MSComm1.Output = Chr(a)
End Sub

```

```

Private Sub Command16_Click()
Text2.Text = "เลี้ยวขวา"
' คำสั่งเลี้ยวขวา ใช้รหัส 55H
' ซึ่งตรงกับเลขไบนารีคือ 0101 0101 B
Dim a As Integer
a = &H55

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
MSComm1.Output = Chr(a)
```

```
End Sub
```

```
Private Sub Command17_Click()
```

```
Text2.Text = "หยุด"
```

```
'คำสั่งหยุดรถ ใช้รหัส 53H
```

```
'ซึ่งตรงกับเลขไบนารีคือ 0101 0011 B
```

```
Dim a As Integer
```

```
a = &H53
```

```
MSComm1.Output = Chr(a)
```

```
End Sub
```

```
Private Sub Command6_Click()
```

```
Form5.Hide
```

```
End
```

```
End Sub
```

```
Private Sub Command7_Click()
```

```
Form3.Show
```

```
Form2.Hide
```

```
Form5.Show
```

```
End Sub
```

```
Private Sub Command8_Click()
```

```
Dim RetVal
```

```
RetVal = Shell("A:\Vidcap32.EXE", 1)
```

```
End Sub
```

```
Private Sub Form_Load()
```

```
MSComm1.Settings = "1200,n,8,1"
```

```
MSComm1.CommPort = 1
```

```
End Sub
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Private Sub กลับ_ไปหน้าแรก2_Click()

Form1.Show

Form2.Hide

Form5.Hide

End Sub

Private Sub คู่มือเก่า2_Click()

Form3.Show

Form2.Hide

End Sub

Private Sub วิธีใช้2_Click()

Form4.Show

Form2.Hide

End Sub

Private Sub ออกจากโปรแกรม2_Click()

End

End Sub

สำหรับ

FORM

3

Private Sub Command2_Click()

Form1.Show

Form3.Hide

Form5.Hide

End Sub

Private Sub Command3_Click()

Form2.Show

Form3.Hide

End Sub

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Private Sub Command4_Click()
```

```
Form5.Hide
```

```
End
```

```
End Sub
```

```
Private Sub Combo1_Click()
```

```
MmControl1.Command = "close"
```

```
MmControl1.DeviceType = Combo1
```

```
If Combo1.ListIndex = 0 Then
```

```
MmControl1.RecordVisible = False
```

```
Else
```

```
MmControl1.RecordVisible = True
```

```
End If
```

```
Select Case Combo1.ListIndex
```

```
Case 0: CMD.Filter = "WaveAudio (*.Wav)|*.Wav|All Files (*.*)|*.*"
```

```
Case 1: CMD.Filter = "Avi Movie (*.Avi)|*.avi|All Files (*.*)|*.*"
```

```
Case 2: CMD.Filter = "Mede Files (*.Mid)|*.mid|All Files (*.*)|*.*"
```

```
End Select
```

```
End Sub
```

```
Private Sub Command1_Click()
```

```
MmControl1.Command = "Close"
```

```
CMD.Action = 1
```

```
MmControl1.filename = CMD.filename
```

```
MmControl1.Command = "Open"
```

```
End Sub
```

```
Private Sub Command5_Click()
```

```
Form4.Show
```

```
Form3.Hide
```

```
Form5.Hide
```

```
End Sub
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Private Sub Form_Load()
    Combo1.AddItem "WaveAudio"
    Combo1.AddItem "AVIVideo"
    Combo1.AddItem "Sequencer"
    Combo1.ListIndex = 0
    MmControl1.Notify = False
    MmControl1.Wait = True
End Sub
```

```
Private Sub Image2_Click()
End Sub
```

```
Private Sub MmControl1_Done(NotifyCode As Integer)
    If NotifyCode = 1 Then
        MmControl1.Command = "Prev"
    End If
End Sub
```

```
Private Sub กลับไปหน้าแรก3_Click()
    Form1.Show
    Form3.Hide
    Form5.Hide
End Sub
```

```
Private Sub วิช้ใช้3_Click()
    Form4.Show
    Form3.Hide
    Form5.Hide
End Sub
```

```
Private Sub หน้าต่างควบคุมรต3_Click()
    Form2.Show
    Form3.Hide
End Sub
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Private Sub ออกจากโปรแกรม3_Click()

End

End Sub

สำหรับ

FORM

4

Private Sub Command1_Click()

Form1.Show

Form4.Hide

End Sub

Private Sub Command2_Click()

Form2.Show

Form4.Hide

Form5.Show

End Sub

Private Sub Command3_Click()

Form3.Show

Form4.Hide

Form5.Show

End Sub

Private Sub Command4_Click()

End

End Sub

Private Sub กลับไปหน้าแรก4_Click()

Form1.Show

Form4.Hide

End Sub

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Private Sub หน้าต่างควบคุมรถ4_Click()

Form2.Show

Form5.Show

Form4.Hide

End Sub

Private Sub หน้าต่างคู่มือโอเก่า4_Click()

Form3.Show

Form5.Show

Form4.Hide

End Sub

Private Sub ออกจากโปรแกรม4_Click()

End

End Sub



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้ไฟล์ภาพ Bitmap

วินโดว์ API ได้จัดหาชุดโครงสร้างสำหรับการอ่านไฟล์ของ Bitmap โครงสร้างนี้จะรวมกับส่วนของไฟล์ API เพื่อทำการอ่านและเขียนไฟล์ Bitmap อย่างตรงๆ

ขั้นตอนของโปรแกรม

เปิดและรันไฟล์ โปรแกรมจะเป็นดังรูปที่ 1 ทำการ Copy ไฟล์ Bitmap ดังรูปที่ 1 แสดงการอ่านไฟล์ Pueblo.BMP และ Copy ไปยัง Test.BMP เพื่อให้แสดงภาพ Clouds Bitmap คลิกปุ่ม Clouds.BMP รูปที่ 2 แสดงไฟล์ Clouds.BMP ที่ใหญ่กว่าที่ถูก Copy ไปยัง Test.BMP

1. สร้างโปรเจกต์ใหม่ เพิ่มออบเจกต์และพรีอพเพอร์ตี ดังตารางที่ 1 ให้กับฟอร์ม 1 และบันทึก
2. เพิ่มโค้ด เพื่อประกาศตัวแปรให้กับบิต เป็น Bitmap
3. เพิ่มฟังก์ชันในส่วนการประกาศตัวแปรทั่วไปให้กับฟอร์ม ฟังก์ชัน ReadBitmap จะใช้ส่วน Bitmaps เพื่ออ่านไฟล์ Bitmap ชั้นแรกเมื่อไฟล์ถูกเปิด ชั้นที่สองไฟล์ส่วนหัวจะถูกอ่านเข้าไป ส่วนหัวจะจัดหาข้อมูลเกี่ยวกับไฟล์ Bitmap ชั้นที่สามส่วนหัวของข้อมูล Bitmap ถูกอ่านเช่น ความลึกของสีและข้อมูลอื่น ๆ ที่เกี่ยวกับ Bitmap ชั้นที่สี่ แผ่นผสมสี (Paellite) ของ Bitmap จะถูกอ่านเข้าไปและไฟล์จะปิด
4. ฟังก์ชันการ WriteBitmap โดยเขียน ไฟล์ Bitmap ออกไปและใช้คำสั่งโหลดรูปใหม่มาที่ Picture box ที่ 2
5. ปุ่ม Command “ Color” สามารถตรวจสอบให้เห็นได้ ถ้า Test Bitmap นั้นถูกเขียนเข้าไปแล้วมันจะลบไฟล์นี้ทิ้ง แล้วตั้งชื่อไฟล์ใหม่เมื่อมันทำการอ่านไฟล์และเขียนไฟล์ ไฟล์ภาพเดิมก็จะปรากฏขึ้นอ่านไฟล์ Bitmap เข้าไป และเขียนชื่อไฟล์ใหม่
6. ปุ่ม Command “Clouds” ก็จะตรวจสอบให้เห็น ถ้า Test Bitmap ถูกเขียนเข้าไปมันก็จะลบไฟล์ทิ้งแล้วทำการตั้งชื่อไฟล์ใหม่เมื่อมันทำการอ่านและเขียน ไฟล์ภาพเดิมก็จะปรากฏ
7. เมื่อฟอร์มถูกโหลดขึ้นมา ส่วนของ Bitmap จะถูกสร้างขึ้น
8. แทรกส่วนใหม่เข้าไปในโปรเจกต์และบันทึกเป็น Bitmap.CLS ฟังก์ชัน API พิมพ์ตัวประกาศและคำสั่งที่ให้กับส่วนการอ่าน การเขียนและการใช้ Bitmap
9. ตั้งค่าพรีอพเพอร์ตีและกุ้ชื่อไฟล์ที่ถูกอ่านและถูกเขียน ไปแล้วให้กลับมา
10. ตั้งค่าพรีอพเพอร์ตีให้กับไฟล์ Pointer และกุ้ไฟล์ Pointer มาเปิดใหม่
11. ตั้งค่าพรีอพเพอร์ตีกับค่าอินเด็กซ์ให้กับ ColorIndex เพื่ออ้างอิงเมื่อเรียกพรีอพเพอร์ตีของสี แดง, น้ำเงิน , เขียว
12. ตั้งค่าพรีอพเพอร์ตีสี แดง, น้ำเงิน , เขียว และกุ้สีปัจจุบันในตารางสี โดยใช้ตัวแปร m_ColorIndex
13. ตั้งค่าพรีอพเพอร์ตีให้กับ BitPointer และกุ้หน่วยความจำ Pointer ไปยังบิตข้อมูล Bitmap
14. ตั้งค่าพรีอพเพอร์ตีให้กับ Datasize และกุ้ขนาด pixel ของ Bitmap

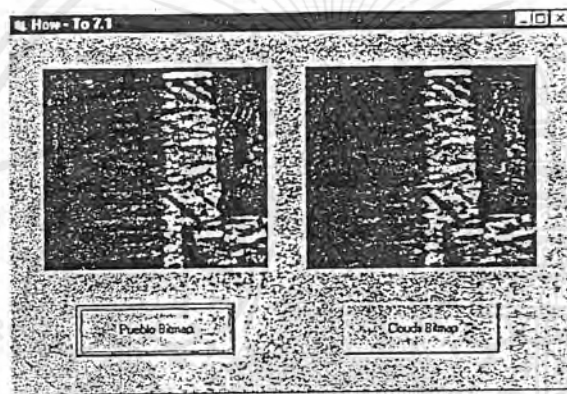
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

15. ฟังก์ชันเปิดไฟล์และสร้างไฟล์ API เพื่อใช้เปิดไฟล์เฉพาะ หมายเหตุ OPEN EXISTING flag ถูกใช้ แสดงไฟล์ที่ยังอยู่ในเวลานั้น
16. รูทีน ReadFileHeader จะอ่านไฟล์ Bitmap ส่วนหัวเข้าไปในโครงสร้าง ส่วนหัวไฟล์ Bitmap
17. รูทีน ReadBitmapHeader จะอ่านส่วนหัวของ Bitmap เข้าไปในโครงสร้างของ Bitmap_INFO
18. ฟังก์ชัน ReadColorTable อ่านตารางสีของ Bitmap เข้าไปใน bmiColors field ของโครงสร้าง Bitmap
19. รูทีน ReadBitData อ่านข้อมูล Bitmap เข้าไปในบล็อกความจำที่กำหนดไว้โดยส่วนของ APIMemory หมายเหตุ ฟังก์ชัน ReadFileGlobal ถูกใช้อ่านข้อมูลเข้าไปในหน่วยความจำของ Pointer (Long Variable)
20. CloseFile ใช้ฟังก์ชัน CloseHandle เพื่อปิดไฟล์ที่เปิดอยู่
21. ฟังก์ชัน WriteBitmap จะเขียนโครงสร้างข้อมูล Bitmap ในขณะนั้นออกไปสู่ไฟล์เฉพาะของมัน ชั้นแรกมันจะใช้ CreateFile เพื่อสร้างไฟล์ใหม่ แล้วส่วนหัวไฟล์ Bitmap หัว Bitmap ตารางสีและบิตข้อมูล จะถูกเขียนออกไปสู่ไฟล์แบบตามคิดกันไป หมายเหตุ WriteFileGlobal ของ Write File ถูกใช้เขียนข้อมูลออกไปยังหน่วยความจำ Pointer ดังนั้นบล็อกรหัสของหน่วยความจำ Global จะถูกปลดและเป็นอิสระ
22. รูทีน BuildFadeBits ได้เรียงแผ่นผสมสี (ที่สีจืด) จากแผ่นผสมสีของ Bitmap หนึ่งชุด ของทั้งหมด 20 แผ่นผสมสีจะถูกสร้างให้เหมือนส่วนหัว Bitmap และใช้ในฟังก์ชัน Fade In และ Fade Out หมายเหตุ แผ่นผสมสีสุดท้ายจะมีค่า RGB เป็น 0
23. ฟังก์ชัน Fade In จะเขียนผ่านชุดของหัว Bitmap และการสร้างตารางสีถูกสร้างขึ้นในฟังก์ชัน BuildFadeBits และ Copy Bitmap อันใหม่ไปบดบังโดยใช้ฟังก์ชัน StretchDIBits โดยหมุนเวียนผ่าน Bitmap กราฟฟิกของ Fade In หมายเหตุ เพื่อที่จะเป็น Fade In Bitmap ควรเริ่มจากส่วนสุดท้าย (Black Screen) ไปส่วนแรก ที่เป็นแผ่นผสมสีแบบเดิม
24. ฟังก์ชัน Fade Out จะหมุนเวียนผ่านส่วนหัวของ Bitmap และตารางสีจะสร้างขึ้นในส่วนฟังก์ชัน BuildFadeBits และจะ Copy Bitmap อันใหม่ไปบดบัง โดยใช้ฟังก์ชัน StretchDIBits โดยการหมุนเวียน Bitmap เหล่านั้น กราฟฟิกจะ Fade Out
25. ฟังก์ชัน Stretch จะ Copy บิต Bitmap ไป screen โดยใช้ส่วนการทำงานโดยการใส่แสง
26. เมื่อส่วน Class ถูก initialize ส่วนของ APIMemory จะถูกสร้างขึ้น
27. เพิ่มส่วน APIMemory (APIMem.CLS) ไปยังโปรเจค

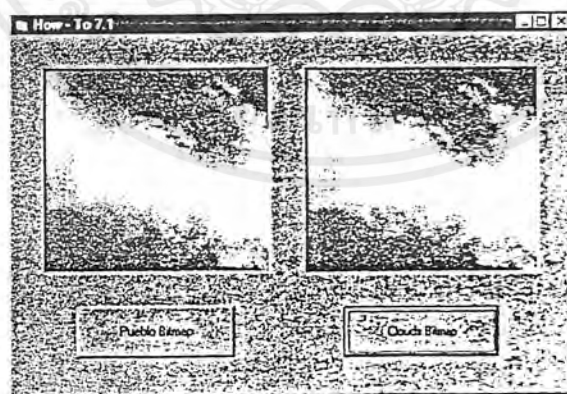
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 แสดงออบเจกต์และพร็อพเพอร์ตี้ของฟอร์ม

OBJECT	PROPERTY	SETTING
Form	Name	Form 1
	Caption	“ How To 1 ”
CommandButton	Name	Clouds
	Caption	“ Clouds Bitmap”
CommandButton	Name	Pueblo
	Caption	“ Pueblo Bitmap”
PictureBox	Name	Picture 2
PictureBox	Name	Picture 1



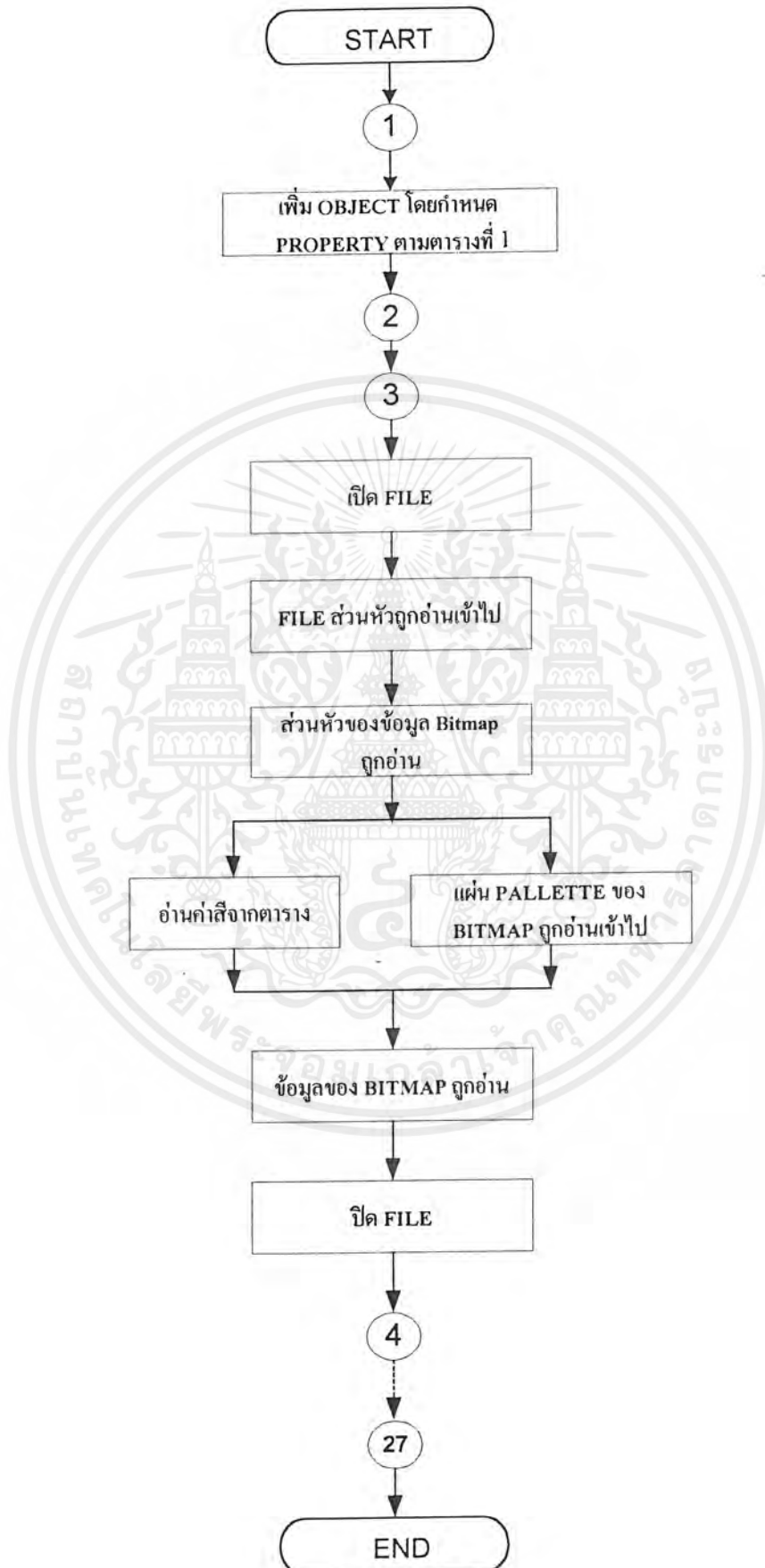
รูปที่ 1 แสดงฟอร์มขณะรัน โปรแกรม



รูปที่ 2 แสดงการ Copy ไฟล์ Clouds.BMP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงแผนผังการใช้ Bitmap



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Algorithm : โปรแกรมสร้างรูป gaussian noise ที่มี 256 graylevel \times IMAGE - ROWS \times IMAGE - COLS pixel จะถูกเก็บไว้ในโครงสร้างของ IMAGE โดยสมมุติฟังก์ชัน rand() ให้สร้างตัวเลขแบบ Uniform random ในช่วง 0 - 32767 ค่าเฉลี่ยและค่าความแปรปรวนที่ต้องการจะถูกส่งไปยังโปรแกรมเพื่อปฏิบัติตาม ถ้าค่า graylevel เกินช่วง 256 ค่า noise ของ graylevel จะถูกปรับมาที่ 0 หรือ 255 แทน

```
Gaussian(struct Image  $\times$  IMAGE, float VAR, float MEAN)
```

```
{
  int X, Y;
  float NOISE, theta;
  for( Y=0 ; Y< IMAGE->Rows; Y++)
    for( X=0 ; X<IMAGE->Cols; X++)
      {
        NOISE= sqrt (-2  $\times$  VAR  $\times$  Log( 1.0));
        ( float )rand( ) / 32767.1 );
        theta = (float ) rand ( )  $\times$  1.9175345E-4 - 3.14159265;
        NOISE = NOISE  $\times$  cos ( theta );
        NOISE = NOISE + MEAN;
        If ( NOISE > 255 )
          NOISE = 255;
        If ( NOISE < 0 )
          NOISE = 0;
         $\times$  ( IMAGE -> Data + X + ( long )Y  $\times$  IMAGE
        ->Cols) = ( unsigned char ) ( NOISE + .5);
      }
}
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Gaussian Filters

ชนิด : เกี่ยวกับระยะ filter

รายละเอียด : Gaussian Filters เป็นรูปแบบที่ถูกห้อมล้อมไปด้วยค่า Gaussian ที่กระจายออกเป็น 2 มิติค่าที่ห้อมล้อมนี้จะกำจัดความถี่สูงๆ ทิ้งไปซึ่งทำให้ภาพมัวขึ้น ยิ่งห้อมล้อมมากก็ยิ่งมัว

ตัวอย่าง : แสดงตัวอักษร G ที่มัวขึ้นจาก Gaussian mark ขนาด 7×7 และ 15×15

i	1	2	2	2	1	1
1	2	2	4	2	2	1
2	2	2	8	4	2	2
2	4	8	16	8	4	2
2	2	4	8	4	2	2
1	2	2	4	2	2	1
1	1	2	2	2	1	1

2	2	3	4	5	5	6	6	6	5	5	4	3	2	2
2	3	4	5	7	7	8	8	8	7	7	5	4	3	2
3	4	6	7	9	10	10	11	10	10	9	7	6	4	3
4	5	7	9	10	12	13	13	13	12	10	9	7	5	4
5	7	9	11	13	14	15	16	15	14	13	11	9	7	5
5	7	10	12	14	16	17	18	17	16	14	12	10	7	5
6	8	10	13	15	17	19	19	19	17	15	13	10	8	6
6	8	11	13	16	18	19	20	19	18	16	13	11	8	6
6	8	10	13	15	17	19	19	19	17	15	13	10	8	6
5	7	10	12	14	16	17	18	17	16	14	12	10	7	5
5	7	9	11	13	14	15	16	15	14	13	11	9	7	5
4	5	7	9	10	12	13	13	13	12	10	9	7	5	4
3	4	6	7	9	10	10	11	10	10	9	7	6	4	3
2	3	4	5	7	7	8	8	8	7	7	5	4	3	2
2	2	3	4	5	5	6	6	6	5	5	4	3	2	2

15 x 15 Gaussian mask

EXAMPLE:



Letter 'G' blurred by 7×7 and 15×15 Gaussian masks

รูปที่ 3 แสดง Gaussian mask ขนาด 7×7 และ ขนาด 15×15

Algorithm : ใช้ algorithm สำหรับการ convolution สัญญาณ discrete โดยใช้ค่า mark ที่ให้มาข้างบน

FEATURES

- Low-Sine Wave Distortion, 0.5%, Typical
- Excellent Temperature Stability, 20ppm/°C, Typ.
- Wide Sweep Range, 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity, 0.01%V, Typ.
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range, 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle, 1% TO 99%

APPLICATIONS

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

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 0.01Hz to more than 1MHz.

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 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

ORDERING INFORMATION

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2206M	16 Lead 300 Mil CDIP	-55°C to +125°C
XR-2206P	16 Lead 300 Mil PDIP	-40°C to +85°C
XR-2206CP	16 Lead 300 Mil PDIP	0°C to +70°C
XR-2206D	16 Lead 300 Mil JEDEC SOIC	0°C to +70°C

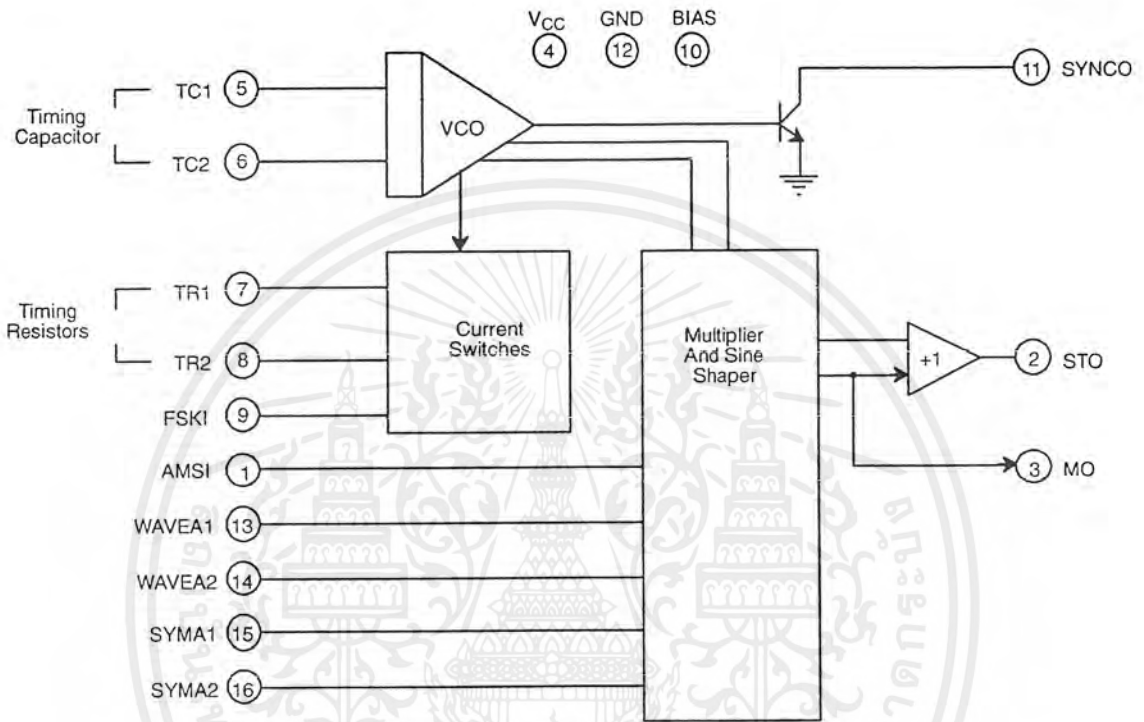
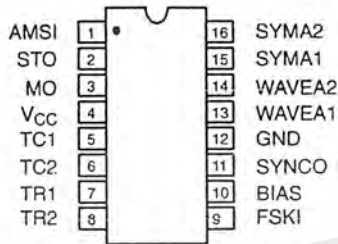
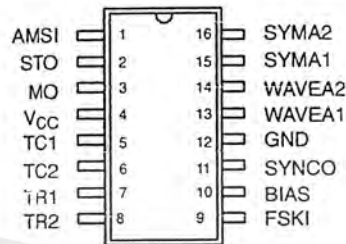


Figure 1. XR-2206 Block Diagram



16 Lead PDIP, CDIP (0.300")



16 Lead SOIC (Jedec, 0.300")

PIN DESCRIPTION

Pin #	Symbol	Type	Description
1	AMSI	I	Amplitude Modulating Signal Input.
2	STO	O	Sine or Triangle Wave Output.
3	MO	O	Multiplier Output.
4	V _{CC}		Positive Power Supply.
5	TC1	I	Timing Capacitor Input.
6	TC2	I	Timing Capacitor Input.
7	TR1	O	Timing Resistor 1 Output.
8	TR2	O	Timing Resistor 2 Output.
9	FSKI	I	Frequency Shift Keying Input.
10	BIAS	O	Internal Voltage Reference.
11	SYNCO	O	Sync Output. This output is a open collector and needs a pull up resistor to V _{CC} .
12	GND		Ground pin.
13	WAVEA1	I	Wave Form Adjust Input 1.
14	WAVEA2	I	Wave Form Adjust Input 2.
15	SYMA1	I	Wave Symetry Adjust 1.
16	SYMA2	I	Wave Symetry Adjust 2.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of *Figure 2* $V_{CC} = 12V$, $T_A = 25^\circ C$, $C = 0.01\mu F$, $R_1 = 100k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 25k\Omega$
 Unless Otherwise Specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
General Characteristics								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	± 5		± 13	± 5		± 13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10k\Omega$
Oscillator Section								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000pF$, $R_1 = 1k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50\mu F$, $R_1 = 2M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 4		± 2		% of f_o	$f_o = 1/R_1C$
Temperature Stability Frequency		± 10	± 50		± 20		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sine Wave Amplitude Stability ²		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$, $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2M\Omega$
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1kHz$, $f_H = 10kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100Hz$, $f_H = 100kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	<i>Figure 5</i>
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	k Ω	
Triangle Sine Wave Output¹ <i>Figure 3</i>								
Triangle Amplitude		160			160		mV/k Ω	<i>Figure 2</i> , S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/k Ω	<i>Figure 2</i> , S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		Vp-p	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See <i>Figure 7</i> and <i>Figure 8</i>

Notes

¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See *Figure 3*.

² For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		kΩ	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		Vp-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		ns	$C_L = 10\text{pF}$
Fall Time		50			50		ns	$C_L = 10\text{pF}$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2\text{mA}$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	$V_{CC} = 26\text{V}$
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.

Notes

¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See Figure 3.

² For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

Specifications are subject to change without notice

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V	Total Timing Current	6mA
Power Dissipation	750mW	Storage Temperature	-65°C to +150°C
Derate Above 25°C	5mW/°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 produces an output frequency proportional to an input current, which is set by a resistor from the timing

terminals to ground. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK generation applications by using the FSK input control pin. This input controls the current switches which select one of the timing resistor currents, and routes it to the VCO.

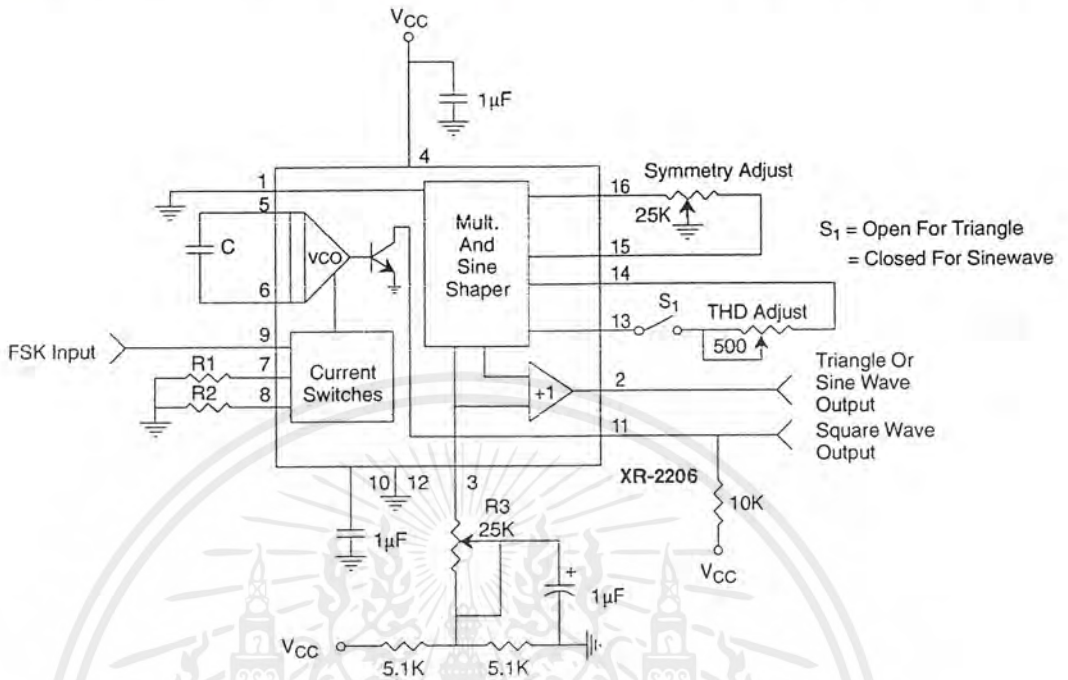


Figure 2. Basic Test Circuit

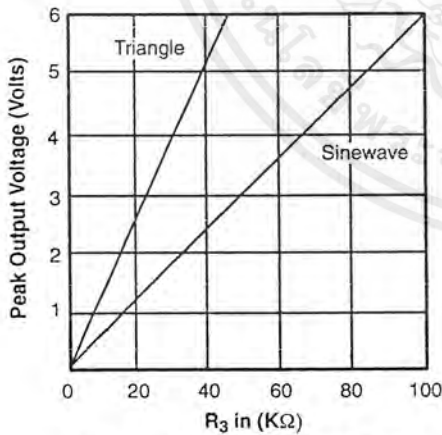


Figure 3. Output Amplitude as a Function of the Resistor, R₃, at Pin 3

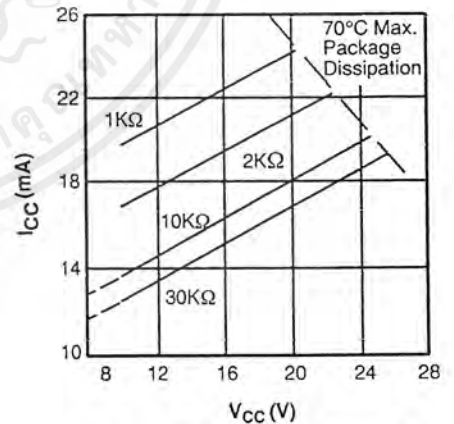


Figure 4. Supply Current vs Supply Voltage, Timing, R

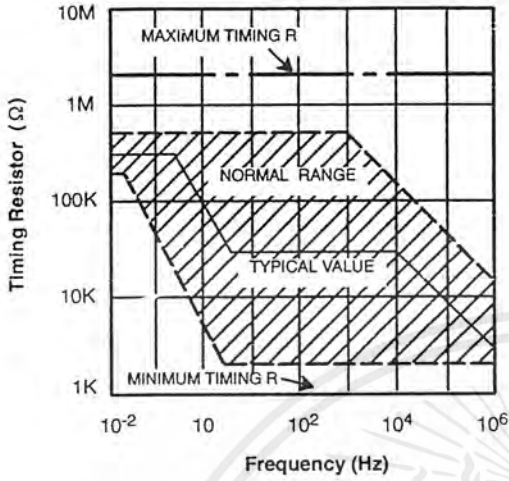


Figure 5. R versus Oscillation Frequency.

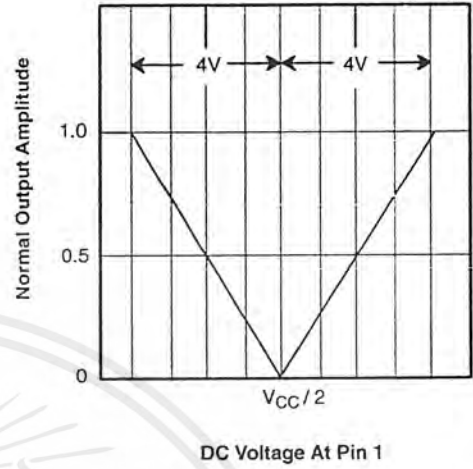


Figure 6. Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1)

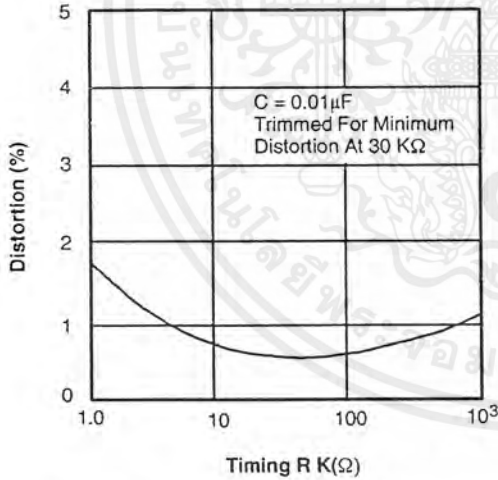


Figure 7. Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

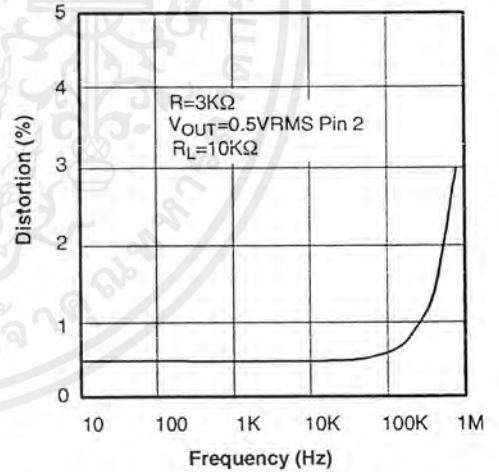


Figure 8. Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

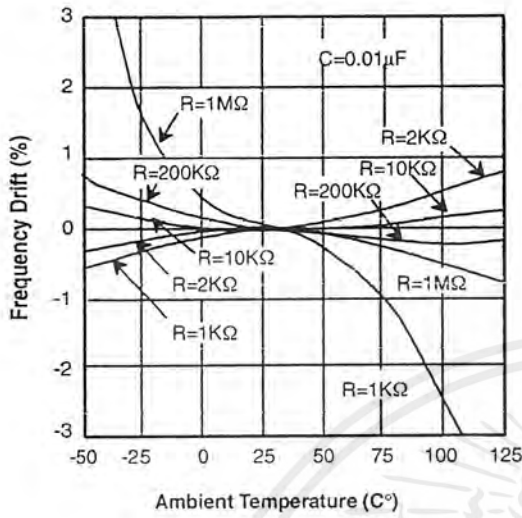


Figure 9. Frequency Drift versus Temperature.

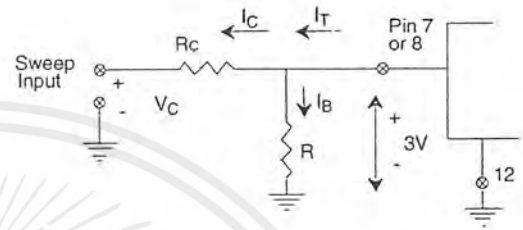


Figure 10. Circuit Connection for Frequency Sweep.

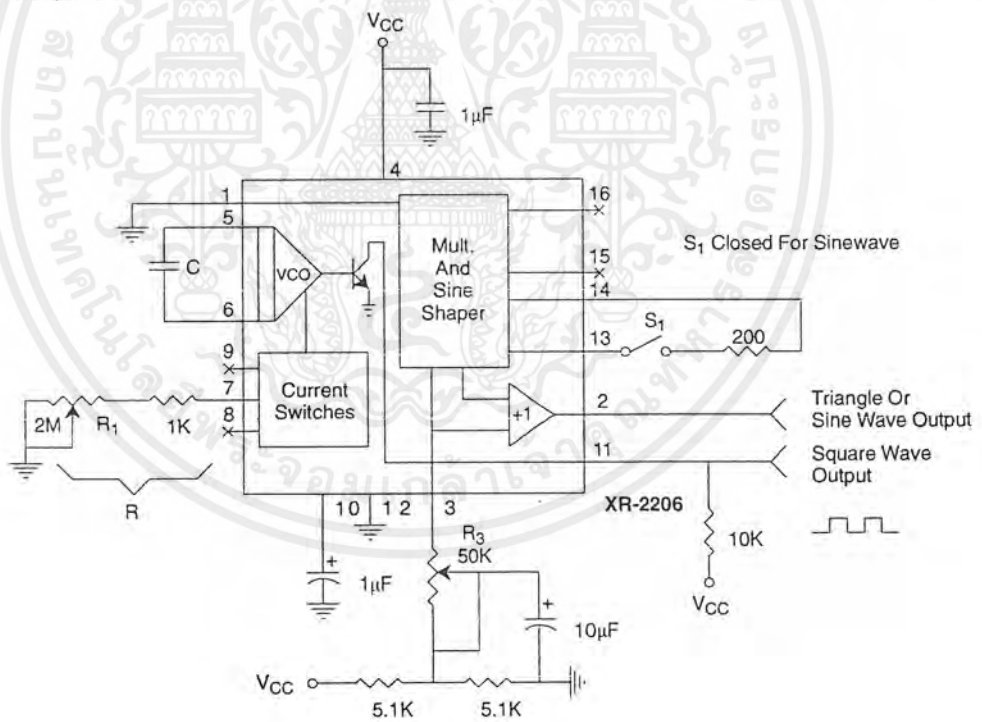


Figure 11. Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment. (See Figure 3 for Choice of R_3)

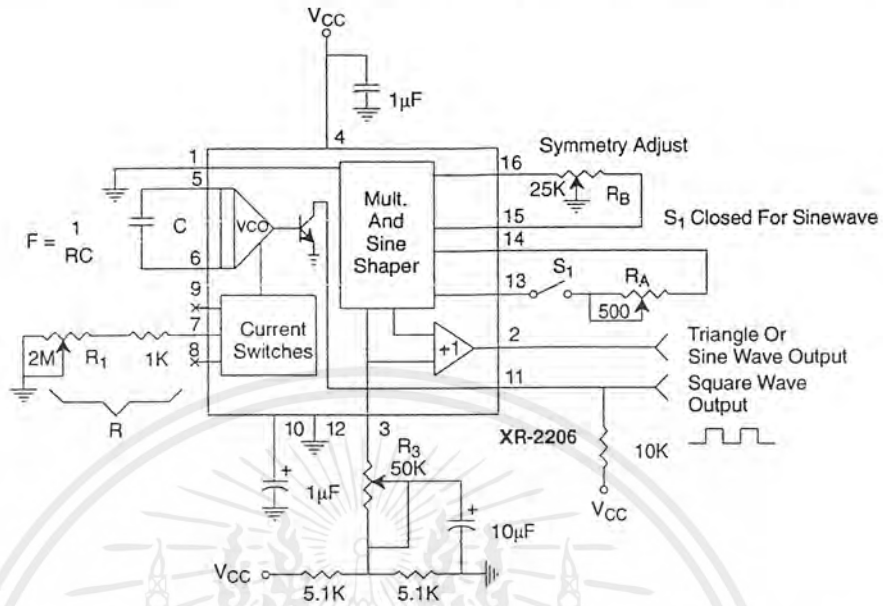


Figure 12. Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. (R₃ Determines Output Swing - See Figure 3)

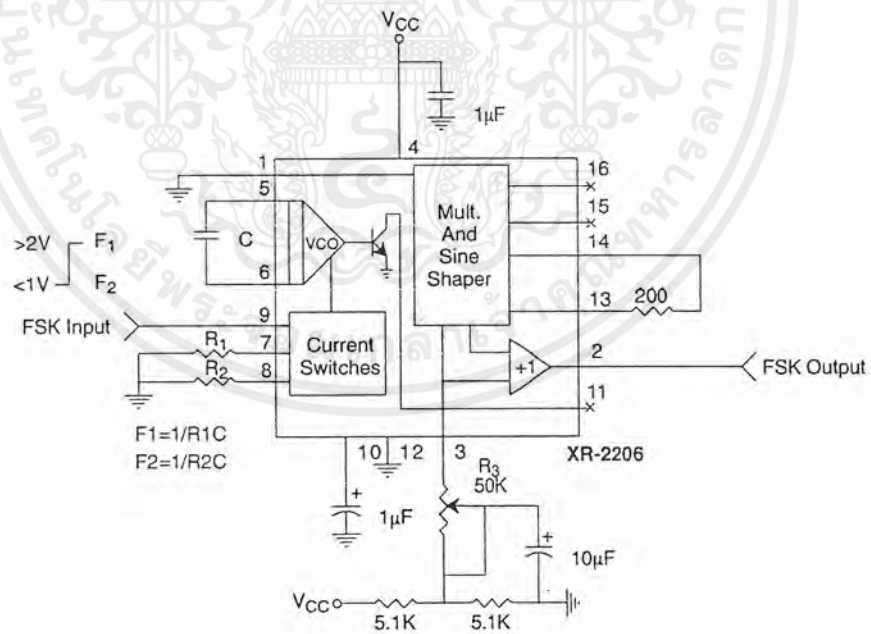


Figure 13. Sinusoidal FSK Generator

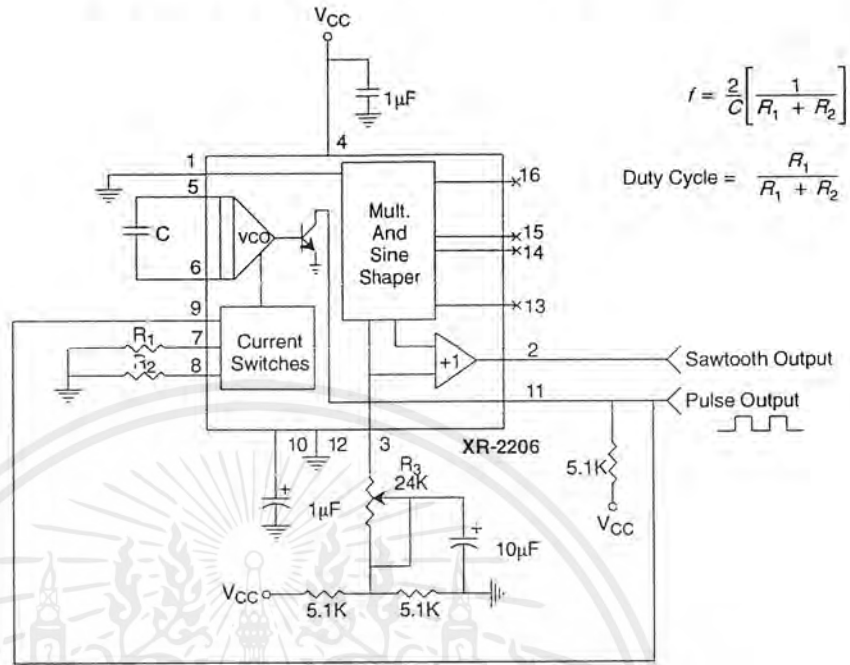


Figure 14. Circuit for Pulse and Ramp Generation.

Frequency-Shift Keying

The 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 13*. Depending on the 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 $\leq 1V$, only R_2 is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels, f_1 and f_2 , as:

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

For 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 *Figure 11*, *Figure 12* and *Figure 13*, Pin 3 is biased midway between V^+ and ground, to give an output dc level of $\approx V^+/2$.

APPLICATIONS INFORMATION

Sine Wave Generation

Without External Adjustment

Figure 11 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer, R_1 at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than $V^+/2$, and the typical 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 11* 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.

With External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to -0.5% by additional adjustments as shown in *Figure 12*. The potentiometer, R_A , adjusts the sine-shaping resistor, and R_B provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set R_B at midpoint and adjust R_A for minimum distortion.
2. With R_A set as above, adjust R_B to further reduce distortion.

Triangle Wave Generation

The circuits of *Figure 11* and *Figure 12* can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e., S_1 open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

FSK Generation

Figure 13 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 output is phase-continuous during transitions. 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 14 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-shift keys 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 1k Ω to 2M Ω .

PRINCIPLES OF OPERATION
Description of Controls
Frequency of Operation:

The frequency of oscillation, f_o , 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:

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

and can be adjusted by varying either R or C . The recommended values of R , for a given frequency range, as shown in *Figure 5*. Temperature stability is optimum for 4k Ω < R < 200k Ω . Recommended values of C are from 1000pF 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:

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

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 3mA. The frequency can be controlled by applying a control voltage, V_C , to the activated timing pin as shown in *Figure 10*. The frequency of oscillation is related to V_C as:

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

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

$$K = \partial f / \partial V_C = -\frac{0.32}{R_c C} \text{ Hz/V}$$

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 3). For sine wave output, amplitude is approximately 60mV peak per $k\Omega$ of R_3 ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160mV peak per $k\Omega$ of R_3 . Thus, for example, $R_3 = 50k\Omega$ would produce approximately 13V 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 100k Ω . Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within 14 volts of $V_{CC}/2$ as shown in Figure 6. As this bias level approaches $V_{CC}/2$, 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 55dB.

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

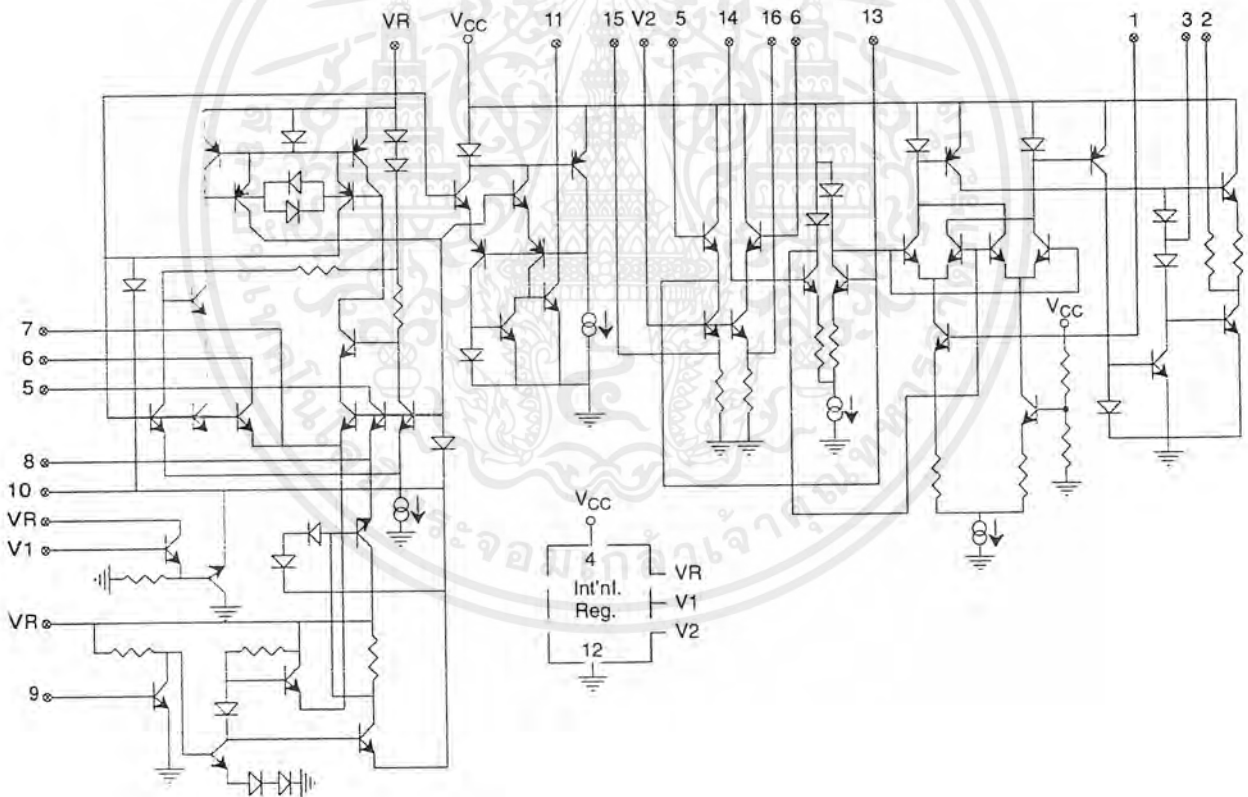
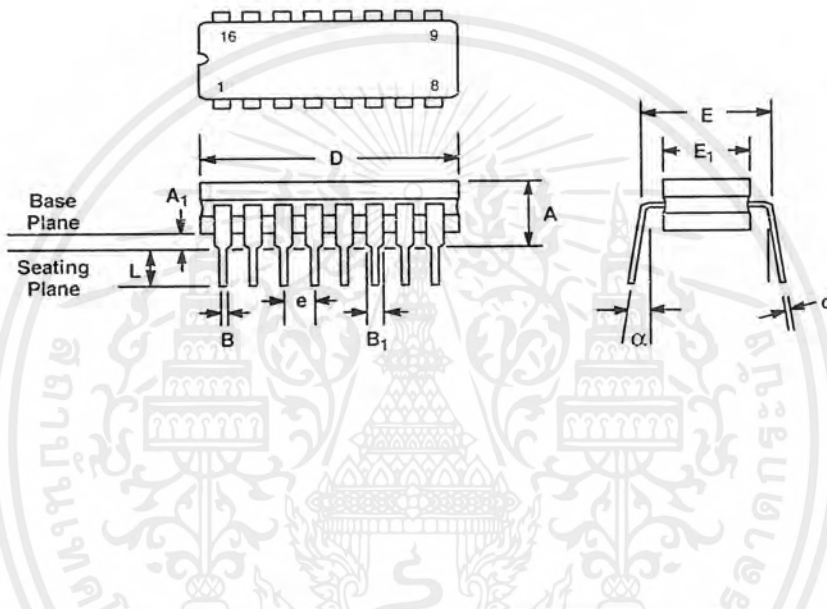


Figure 15. Equivalent Schematic Diagram

16 LEAD CERAMIC DUAL-IN-LINE
(300 MIL CDIP)

Rev. 1.00

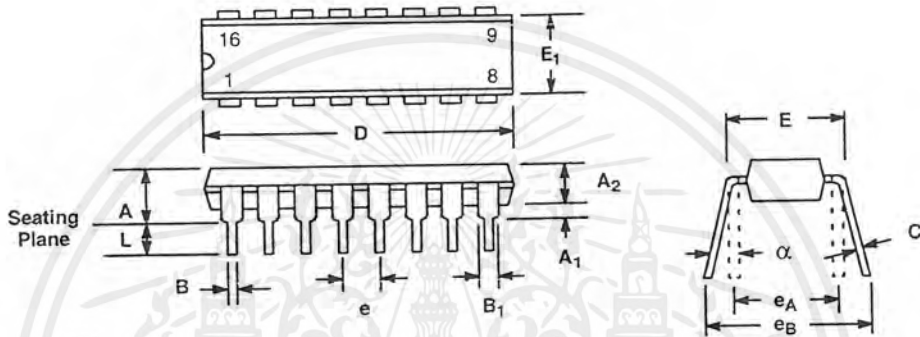


SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.100	0.200	2.54	5.08
A ₁	0.015	0.060	0.38	1.52
B	0.014	0.026	0.36	0.66
B ₁	0.045	0.065	1.14	1.65
c	0.008	0.018	0.20	0.46
D	0.740	0.840	18.80	21.34
E ₁	0.250	0.310	6.35	7.87
E	0.300 BSC		7.62 BSC	
e	0.100 BSC		2.54 BSC	
L	0.125	0.200	3.18	5.08
α	0°	15°	0°	15°

Note: The control dimension is the inch column

16 LEAD PLASTIC DUAL-IN-LINE
(300 MIL PDIP)

Rev. 1.00

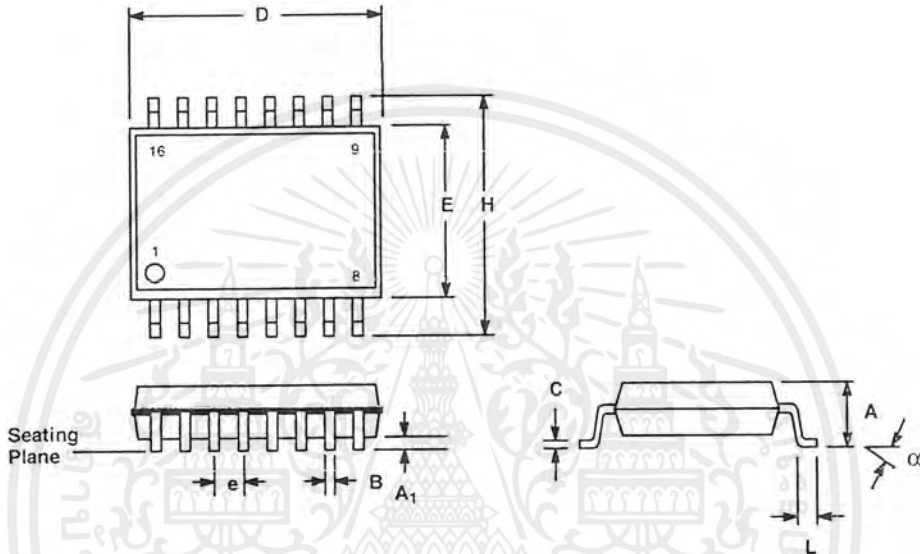


SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.145	0.210	3.68	5.33
A ₁	0.015	0.070	0.38	1.78
A ₂	0.115	0.195	2.92	4.95
B	0.014	0.024	0.36	0.56
B ₁	0.030	0.070	0.76	1.78
C	0.008	0.014	0.20	0.38
D	0.745	0.840	18.92	21.34
E	0.300	0.325	7.62	8.26
E ₁	0.240	0.280	6.10	7.11
e	0.100 BSC		2.54 BSC	
e _A	0.300 BSC		7.62 BSC	
e _B	0.310	0.430	7.87	10.92
L	0.115	0.160	2.92	4.06
α	0°	15°	0°	15°

Note: The control dimension is the inch column

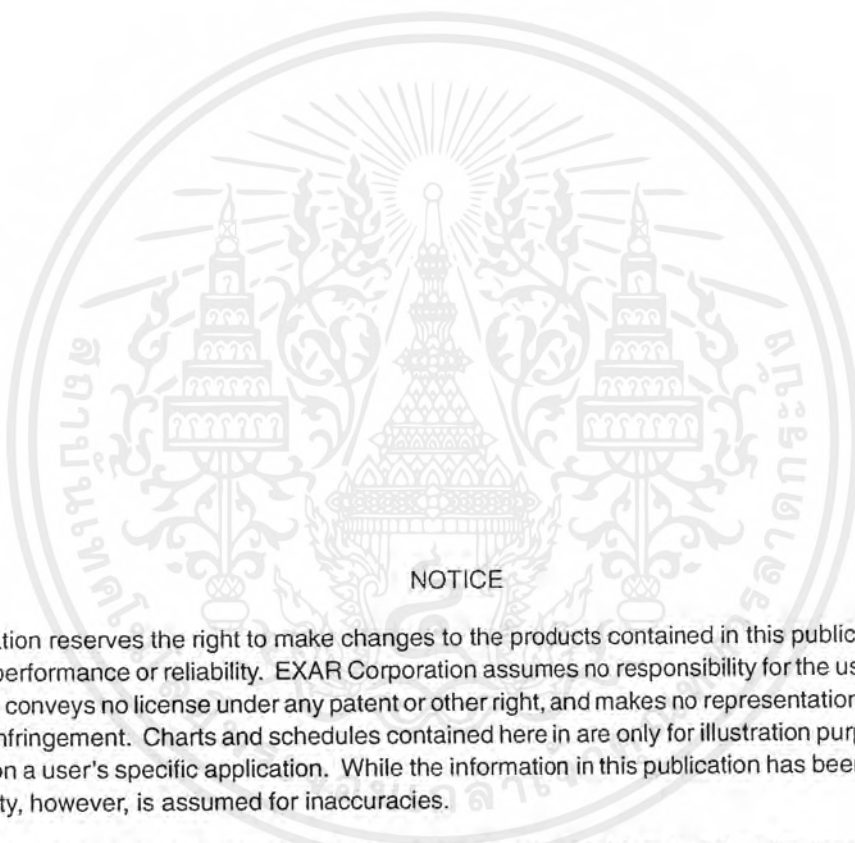
16 LEAD SMALL OUTLINE
(300 MIL JEDEC SOIC)

Rev. 1.00



SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.093	0.104	2.35	2.65
A ₁	0.004	0.012	0.10	0.30
B	0.013	0.020	0.33	0.51
C	0.009	0.013	0.23	0.32
D	0.398	0.413	10.10	10.50
E	0.291	0.299	7.40	7.60
e	0.050 BSC		1.27 BSC	
H	0.394	0.419	10.00	10.65
L	0.016	0.050	0.40	1.27
α	0° 8°		0° 8°	

Note: The control dimension is the millimeter column



NOTICE

EXAR Corporation reserves the right to make changes to the products contained in this publication in order to improve design, performance or reliability. EXAR Corporation assumes no responsibility for the use of any circuits described herein, conveys no license under any patent or other right, and makes no representation that the circuits are free of patent infringement. Charts and schedules contained here in are only for illustration purposes and may vary depending upon a user's specific application. While the information in this publication has been carefully checked; no responsibility, however, is assumed for inaccuracies.

EXAR Corporation does not recommend the use of any of its products in life support applications where the failure or malfunction of the product can reasonably be expected to cause failure of the life support system or to significantly affect its safety or effectiveness. Products are not authorized for use in such applications unless EXAR Corporation receives, in writing, assurances to its satisfaction that: (a) the risk of injury or damage has been minimized; (b) the user assumes all such risks; (c) potential liability of EXAR Corporation is adequately protected under the circumstances.

Copyright 1972 EXAR Corporation

Datasheet June 1997

Reproduction, in part or whole, without the prior written consent of EXAR Corporation is prohibited.

FEATURES

- Wide Frequency Range, 0.01Hz to 300kHz
- Wide Supply Voltage Range, 4.5V to 20V
- HCMOS/TTL/Logic Compatibility
- FSK Demodulation, with Carrier Detection
- Wide Dynamic Range, 10mV to 3V rms
- Adjustable Tracking Range, $\pm 1\%$ to 80%
- Excellent Temp. Stability, $\pm 50\text{ppm}/^\circ\text{C}$, max.

APPLICATIONS

- Caller Identification Delivery
- FSK Demodulation
- Data Synchronization
- Tone Decoding
- FM Detection
- Carrier Detection

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2211 is a monolithic phase-locked loop (PLL) system especially designed for data communications applications. It is particularly suited for FSK modem applications. It operates over a wide supply voltage range of 4.5 to 20V and a wide frequency range of 0.01Hz to 300kHz. It can accommodate analog signals between 10mV 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 is provided at an output pin.

The XR-2211 is available in 14 pin packages specified for military and industrial temperature ranges.

ORDERING INFORMATION

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2211M	14 Pin CDIP (0.300")	-55°C to +125°C
XR-2211N	14 Pin CDIP (0.300")	-40°C to +85°C
XR-2211P	14 Pin PDIP (0.300")	-40°C to +85°C
XR-2211ID	14 Lead SOIC (Jedec, 0.150")	-40°C to +85°C

BLOCK DIAGRAM

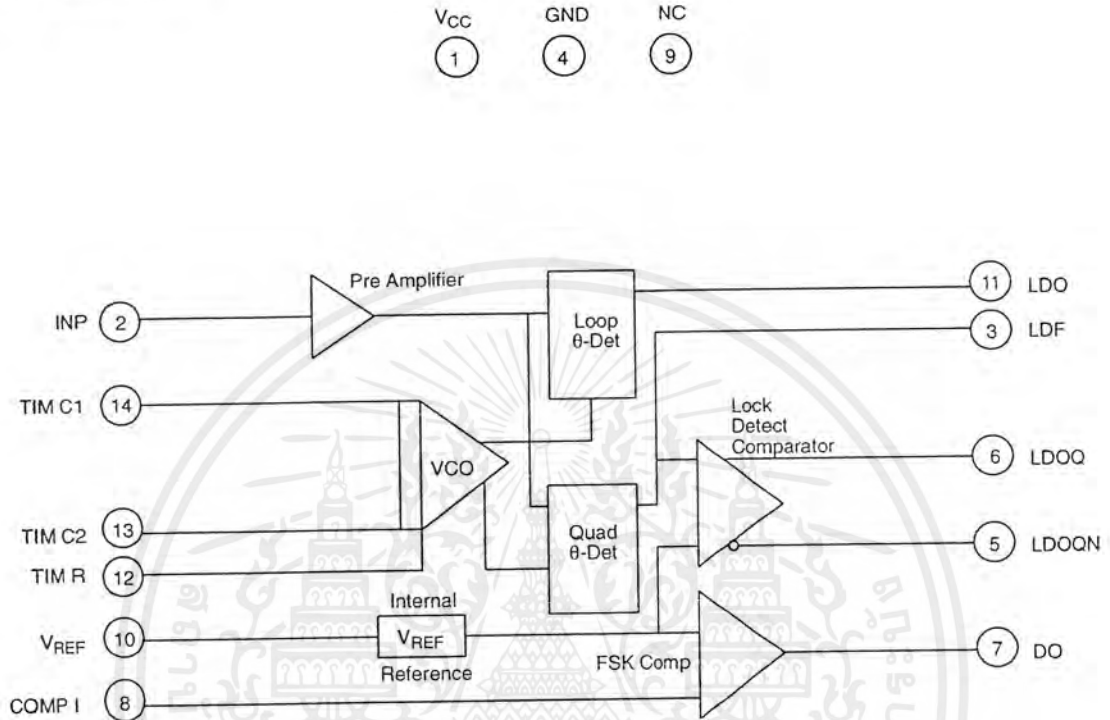
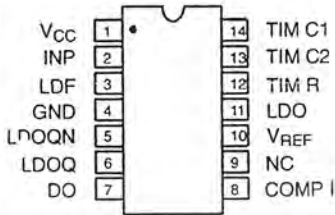
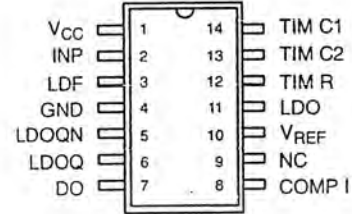


Figure 1. XR-2211 Block Diagram

PIN CONFIGURATION



14 Lead CDIP, PDIP (0.300")



14 Lead SOIC (Jedec, 0.150")

PIN DESCRIPTION

Pin #	Symbol	Type	Description
1	V _{CC}		Positive Power Supply.
2	INP	I	Receive Analog Input.
3	LDF	O	Lock Detect Filter.
4	GND		Ground Pin.
5	LDOQN	O	Lock Detect Output Not. This output will be low if the VCO is in the capture range.
6	LDOQ	O	Lock Detect Output. This output will be high if the VCO is in the capture range.
7	DO	O	Data Output. Decoded FSK output.
8	COMP I	I	FSK Comparator Input.
9	NC		Not Connected.
10	V _{REF}	O	Internal Voltage Reference. The value of V _{REF} is V _{CC} /2 - 650mV.
11	LDO	O	Loop Detect Output. This output provides the result of the quadrature phase detection.
12	TIM R	I	Timing Resistor Input. This pin connects to the timing resistor of the VCO.
13	TIM C2	I	Timing Capacitor Input. The timing capacitor connects between this pin and pin 14.
14	TIM C1	I	Timing Capacitor Input. The timing capacitor connects between this pin and pin 13.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: $V_{CC} = 12V$, $T_A = +25^\circ C$, $R_0 = 30K\Omega$, $C_0 = 0.033\mu F$, unless otherwise specified.

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Conditions
General					
Supply Voltage	4.5		20	V	
Supply Current		4	7	mA	$R_0 \geq 10K\Omega$. See <i>Figure 4</i> .
Oscillator Section					
Frequency Accuracy		± 1	± 3	%	Deviation from $f_0 = 1/R_0 C_0$
Frequency Stability					
Temperature		± 20	± 50	ppm/ $^\circ C$	See <i>Figure 8</i> .
Power Supply		0.05	0.5	%/V	$V_{CC} = 12 \pm 1V$. See <i>Figure 7</i> .
		0.2		%/V	$V_{CC} = \pm 5V$. See <i>Figure 7</i> .
Upper Frequency Limit	100	300		kHz	$R_0 = 8.2K\Omega$, $C_0 = 400pF$
Lowest Practical Operating Frequency			0.01	Hz	$R_0 = 2M\Omega$, $C_0 = 50\mu F$
Timing Resistor, R_0 - See <i>Figure 5</i>					
Operating Range	5		2000	$K\Omega$	
Recommended Range	5			$K\Omega$	See <i>Figure 7</i> and <i>Figure 8</i> .
Loop Phase Detector Section					
Peak Output Current	± 150	± 200	± 300	μA	Measured at Pin 11
Output Offset Current		1		μA	
Output Impedance		1		$M\Omega$	
Maximum Swing	± 4	± 5		V	Referenced to Pin 10
Quadrature Phase Detector					
Measured at Pin 3					
Peak Output Current	100	300		μA	
Output Impedance		1		$M\Omega$	
Maximum Swing		11		V_{PP}	
Input Preempt Section					
Measured at Pin 2					
Input Impedance		20		$K\Omega$	
Input Signal					
Voltage Required to Cause Limiting		2	10	mV rms	

Notes

Parameters are guaranteed over the recommended operating conditions, but are not 100% tested in production.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

Test Conditions: $V_{CC} = 12V$, $T_A = +25^\circ C$, $R_O = 30K\Omega$, $C_O = 0.033\mu F$, unless otherwise specified.

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Conditions
Voltage Comparator Section					
Input Impedance		2		M Ω	Measured at Pins 3 and 8 $R_L = 5.1K\Omega$ $I_C = 3mA$ $V_O = 20V$
Input Bias Current		100		nA	
Voltage Gain	55	70		dB	
Output Voltage Low		300	500	mV	
Output Leakage Current		0.01	10	μA	
Internal Reference					
Voltage Level	4.9	5.3	5.7	V	Measured at Pin 10
Output Impedance		100		Ω	AC Small Signal
Maximum Source Current		80		μA	

Notes

Parameters are guaranteed over the recommended operating conditions, but are not 100% tested in production. **Bold face parameters** are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

Specifications are subject to change without notice

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	20V	Package Power Dissipation Ratings	
Input Signal Level	3V rms	CDIP	750mW
Power Dissipation	900mW	Derate Above $T_A = 25^\circ C$	8mW/ $^\circ C$
		PDIP	800mW
		Derate Above $T_A = 25^\circ C$	60mW/ $^\circ C$
		SOIC	390mW
		Derate Above $T_A = 25^\circ C$	5mW/ $^\circ C$

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 10mV 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. The VCO is actually a current controlled oscillator with its normal input current (f_0) set by a resistor (R_O) to ground and its driving current with a resistor (R_1) from the phase detector.

The output of the phase detector produces sum and difference of the input and the VCO frequencies

(internally connected). When in lock, these frequencies are $f_{IN} + f_{VCO}$ (2 times f_{IN} when in lock) and $f_{IN} - f_{VCO}$ (0Hz when lock). By adding a capacitor to the phase detector output, the 2 times f_{IN} component is reduced, leaving a DC voltage that represents the phase difference between the two frequencies. This closes the loop and allows the VCO to track the input frequency.

The FSK comparator is used to determine if the VCO is driven above or below the center frequency (FSK comparator). This will produce both active high and active low outputs to indicate when the main PLL is in lock (quadrature phase detector and lock detector comparator).

PRINCIPLES OF OPERATION

Signal Input (Pin 2): Signal is AC coupled to this terminal. The internal impedance at pin 2 is 20KΩ. Recommended input signal level is in the range of 10mV 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_D and C_D (see *Figure 3*) to eliminate the chatter at lock detect outputs. If the tone detect section is not used, pin 3 can be left open.

Lock Detect Output, Q (Pin 6): The output at pin 6 is at "low" state when the PLL is out of lock and goes to "high" state when the PLL is locked. It is an open collector type output and requires a pull-up resistor, R_L , to V_{CC} for proper operation. At "low" state, it can sink up to 5mA of load current.

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

FSK Data Output (Pin 7): This output is an open collector logic stage which requires a pull-up resistor, R_L , to V_{CC} for proper operation. It can sink 5mA 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 (see *Figure 3*.) The threshold voltage of the comparator is set by the internal reference voltage, V_{REF} available at pin 10.

Reference Voltage, V_{REF} (Pin 10): This pin is internally biased at the reference voltage level, V_{REF} : $V_{REF} = V_{CC}/2 - 650mV$. 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 0.1μF capacitor for proper operation of the circuit.

Loop Phase Detector 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 3*.) With no input signal, or with no phase error within the PLL, the DC level at pin 11 is very nearly equal to V_{REF} . The peak to peak voltage swing available at the phase detector output is equal to $2 \times V_{REF}$.

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:

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

where C_0 is the timing capacitor across pins 13 and 14. For optimum temperature stability, R_0 must be in the range of 10KΩ to 100KΩ (see *Figure 9*.)

This terminal is a low impedance point, and is internally biased at a DC level equal to V_{REF} . The maximum timing current drawn from pin 12 must be limited to $\leq 3mA$ 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 6*.) C_0 must be non-polar, and in the range of 200pF to 10μF.

VCO Frequency Adjustment: VCO can be fine-tuned by connecting a potentiometer, R_X , in series with R_0 at pin 12 (see *Figure 10*.)

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. For set-up or adjustment purposes, the VCO free-running frequency can be tuned by using the generalized circuit in *Figure 3*, and applying an alternating bit pattern of 0's and 1's at the known mark and space frequencies. By adjusting R_0 , the VCO can then be tuned to obtain a 50% duty cycle on the FSK output (pin 7). This will ensure that the VCO f_0 value is accurately referenced to the mark and space frequencies.

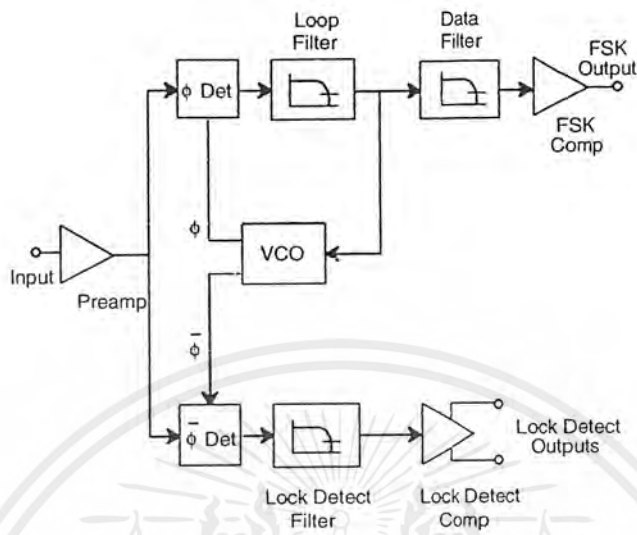


Figure 2. Functional Block Diagram of a Tone and FSK Decoding System Using XR-2211

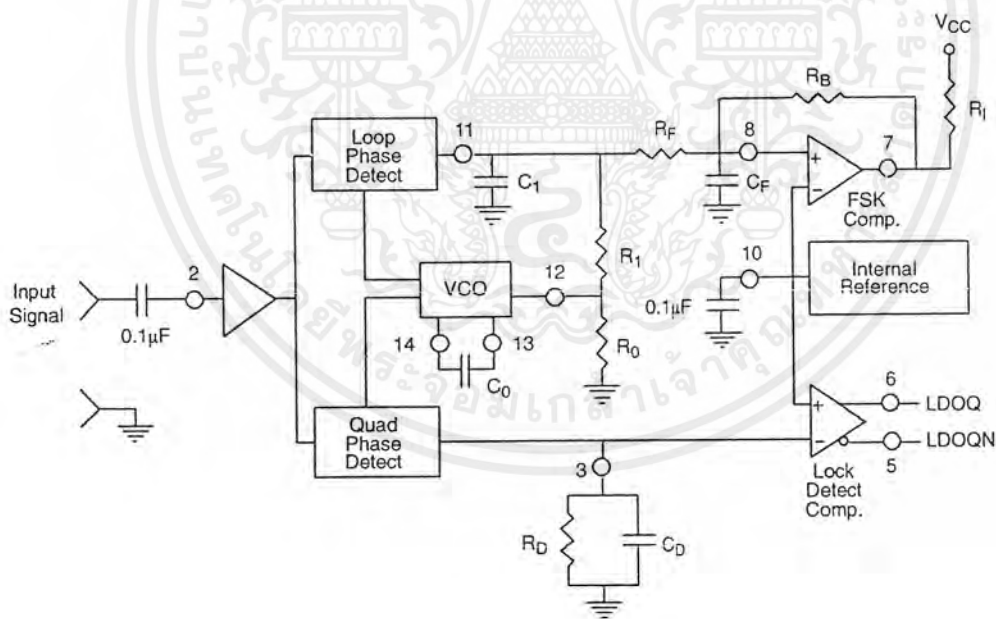


Figure 3. Generalized Circuit Connection for FSK and Tone Detection

DESIGN EQUATIONS

(All resistance in Ω , all frequency in Hz and all capacitance in farads, unless otherwise specified)

(See *Figure 3* for definition of components)

1. VCO Center Frequency, f_0 :

$$f_0 = \frac{1}{R_0 \cdot C_0}$$

2. Internal Reference Voltage, V_{REF} (measured at pin 10):

$$V_{REF} = \left(\frac{V_{CC}}{2} \right) - 650mV \text{ in volts}$$

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

$$\tau = C_1 \cdot R_{PP} \text{ (seconds)}$$

where:

$$R_{PP} = \left(\frac{R_1 \cdot R_F}{R_1 + R_F} \right)$$

if R_F is ∞ or C_F reactance is ∞ , then $R_{PP} = R_1$

4. Loop Damping, ζ :

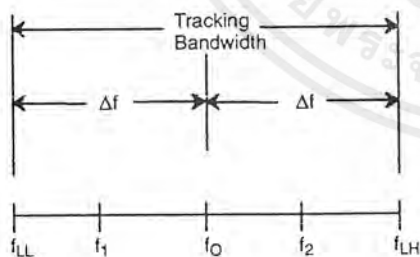
$$\zeta = \sqrt{\left(\frac{1250 \cdot C_0}{R_1 \cdot C_1} \right)}$$

Note: For derivation/explanation of this equation, please see TAN-011.

5. Loop-tracking

bandwidth, $\pm = \frac{\Delta f}{f_0}$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{R_0}{R_1}$$



6. FSK Data filter time constant, τ_F :

$$\tau_F = \frac{R_B \cdot R_F}{R_B + R_F} \cdot C_F \text{ (seconds)}$$

7. Loop phase detector conversion gain, K_d : (K_d is the differential DC voltage across pin 10 and pin11, per unit of phase error at phase detector input):

$$K_d = \frac{V_{REF} \cdot R_1}{10,000 \cdot \pi} \left[\frac{\text{volt}}{\text{radian}} \right]$$

Note: For derivation/explanation of this equation, please see TAN-011.

8. VCO conversion gain, K_o : (K_o is the amount of change in VCO frequency, per unit of DC voltage change at pin 11):

$$K_o = \frac{-2\pi}{V_{REF} \cdot C_o \cdot R_1} = \left(\frac{\text{radian/second}}{\text{volt}} \right)$$

9. The filter transfer function:

$$F(s) = \frac{1}{1 + sR_1 \cdot C_1} \text{ at } 0 \text{ Hz.} \quad S = j\omega \text{ and } \omega = 0$$

10. Total loop gain, K_T :

$$K_T = K_o K_d F(s) = \left(\frac{R_F}{5,000 \cdot C_o \cdot (R_1 + R_F)} \right) \left[\frac{1}{\text{seconds}} \right]$$

11. Peak detector current I_A :

$$I_A = \frac{V_{REF}}{20,000} \text{ (} V_{REF} \text{ in volts and } I_A \text{ in amps)}$$

Note: For derivation/explanation of this equation, please see TAN-011.

APPLICATIONS INFORMATION

FSK Decoding

Figure 10 shows the basic circuit connection for FSK decoding. With reference to Figure 3 and Figure 10, 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_B from pin 7 to pin 8 introduces positive feedback across the FSK comparator to facilitate rapid transition between output logic states.

Design Instructions:

The circuit of Figure 10 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_0 and f_1 , these parameters can be calculated as follows:

(All resistance in Ω 's, all frequency in Hz and all capacitance in farads, unless otherwise specified)

- a) Calculate PLL center frequency, f_0 :

$$f_0 = \sqrt{F_1 \cdot F_2}$$

- b) Choose value of timing resistor R_0 , to be in the range of 10K Ω to 100K Ω . This choice is arbitrary. The recommended value is $R_0 = 20K\Omega$. The final value of R_0 is normally fine-tuned with the series potentiometer, R_X .

$$R_0 = R_0 + \frac{R_X}{2}$$

- c) Calculate value of C_0 from design equation (1) or from Figure 7:

$$C_0 = \frac{1}{R_0 \cdot f_0}$$

- d) Calculate R_1 to give the desired tracking bandwidth (See design equation 5).

$$R_1 = \frac{R_0 \cdot f_0}{(f_1 - f_2)} \cdot 2$$

- e) Calculate C_1 to set loop damping. (See design equation 4):

Normally, $\zeta = 0.5$ is recommended.

$$C_1 = \frac{1250 \cdot C_0}{R_1 \cdot \zeta^2}$$

- f) The input to the XR-2211 may sometimes be too sensitive to noise conditions on the input line. *Figure 4* illustrates a method of de-sensitizing the XR-2211 from such noisy line conditions by the use of a resistor, R_x , connected from pin 2 to ground. The value of R_x is chosen by the equation and the desired minimum signal threshold level.

$$V_{IN \text{ minimum (peak)}} = V_a - V_b = \Delta V \pm 2.8mV \text{ offset} = V_{REF} \frac{20,000}{(20,000 + R_x)} \text{ or } R_x = 20,000 \left(\frac{V_{REF}}{\Delta V} - 1 \right)$$

V_{IN} minimum (peak) input voltage must exceed this value to be detected (equivalent to adjusting V threshold)

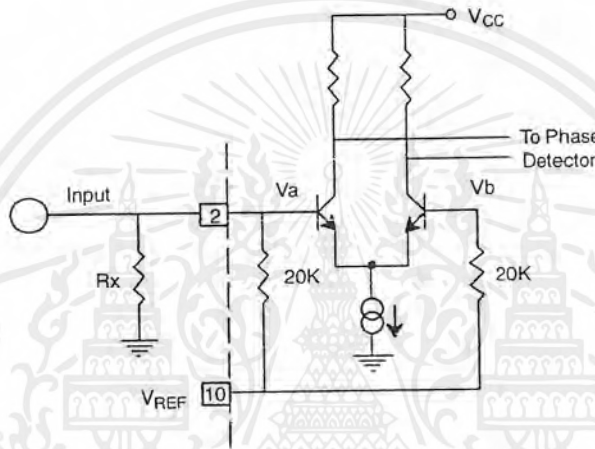


Figure 4. Desensitizing Input Stage

- g) Calculate Data Filter Capacitance, C_F :

$$R_{sum} = \frac{(R_F + R_1) \cdot R_B}{(R_1 + R_F + R_B)}$$

$$C_F = \frac{0.25}{(R_{sum} \cdot \text{Baud Rate})} \quad \text{Baud rate in } \frac{1}{\text{seconds}}$$

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

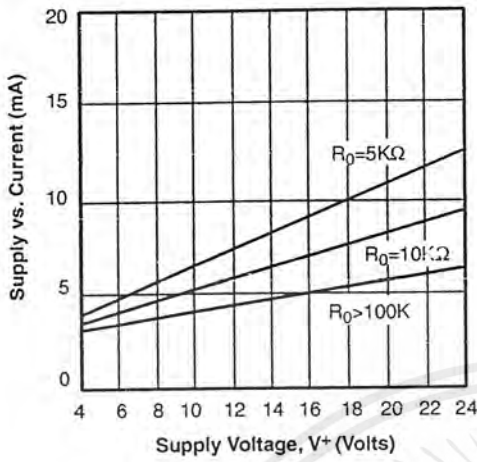


Figure 5. Typical Supply Current vs. V+ (Logic Outputs Open Circuited)

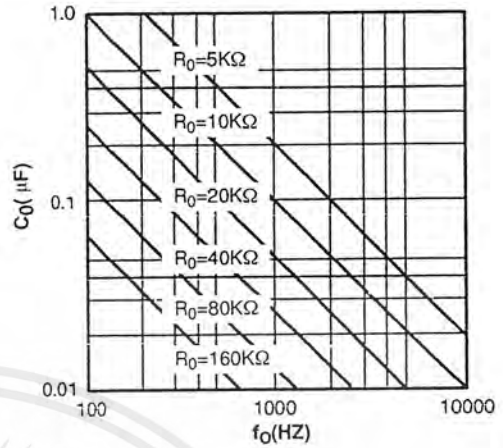


Figure 6. VCO Frequency vs. Timing Resistor

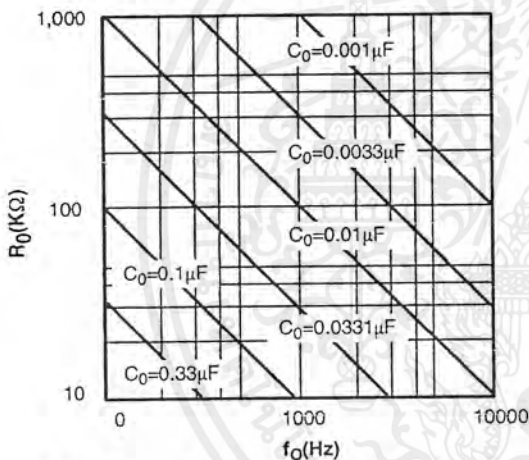


Figure 7. VCO Frequency vs. Timing Capacitor

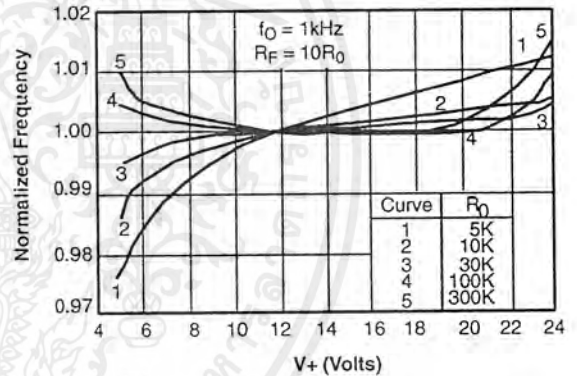


Figure 8. Typical f_0 vs. Power Supply Characteristics

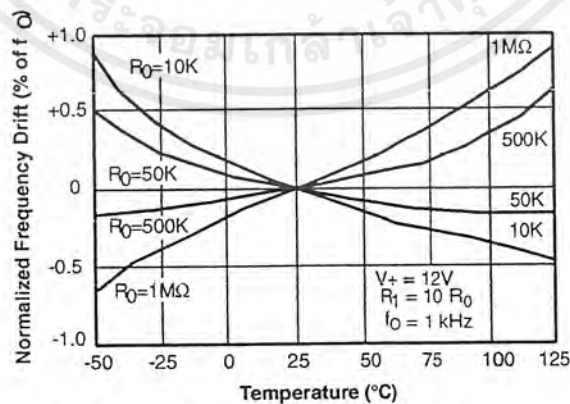


Figure 9. Typical Center Frequency Drift vs. Temperature

Design Example:

1200 Baud FSK demodulator with mark and space frequencies of 1200/2200.

Step 1: Calculate f_o : from design instructions

$$(a) f_o = \sqrt{1200 \cdot 2200} = 1624$$

Step 2: Calculate R_o : $R_o = 10K$ with a potentiometer of 10K. (See design instructions (b))

$$(b) R_T = 10 + \left(\frac{10}{2}\right) = 15K$$

Step 3: Calculate C_o from design instructions

$$(c) C_o = \frac{1}{15000 \cdot 1624} = 39nF$$

Step 4: Calculate R_1 : from design instructions

$$(d) R_1 = \frac{20000 \cdot 1624 \cdot 2}{(2200 - 1200)} = 51,000$$

Step 5: Calculate C_1 : from design instructions

$$(e) C_1 = \frac{1250 \cdot 39nF}{51000 \cdot 0.5^2} = 3.9nF$$

Step 6: Calculate R_F : R_F should be at least five times R_1 , $R_F = 51,000 \cdot 5 = 255 K\Omega$

Step 7: Calculate R_B : R_B should be at least five times R_F , $R_B = 255,000 \cdot 5 = 1.2 M\Omega$

Step 8: Calculate R_{SUM} :

$$R_{SUM} = \frac{(R_F + R_1) \cdot R_B}{(R_F + R_1 + R_B)} = 240K\Omega$$

Step 9: Calculate C_F :

$$C_F = \frac{0.25}{(R_{SUM} \text{ Baud Rate})} = 1nF$$

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

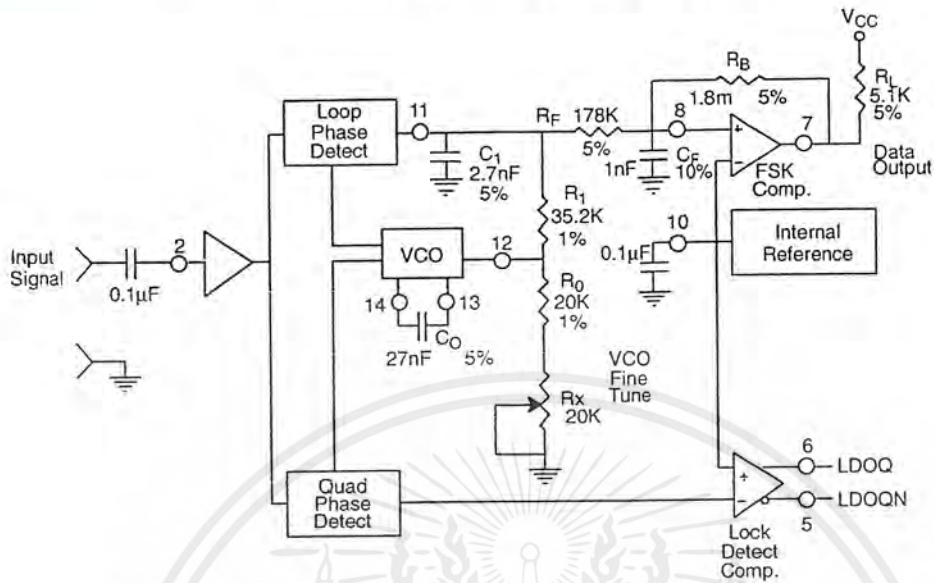


Figure 10. Circuit Connection for FSK Decoding of Caller Identification Signals (Bell 202 Format)

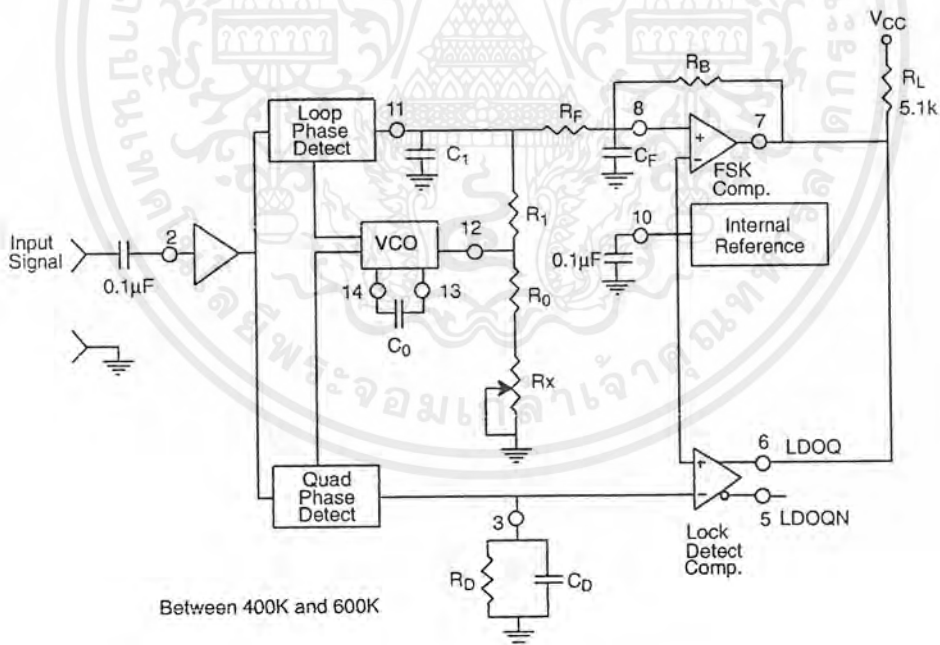


Figure 11. External Connectors for FSK Demodulation with Carrier Detect Capability

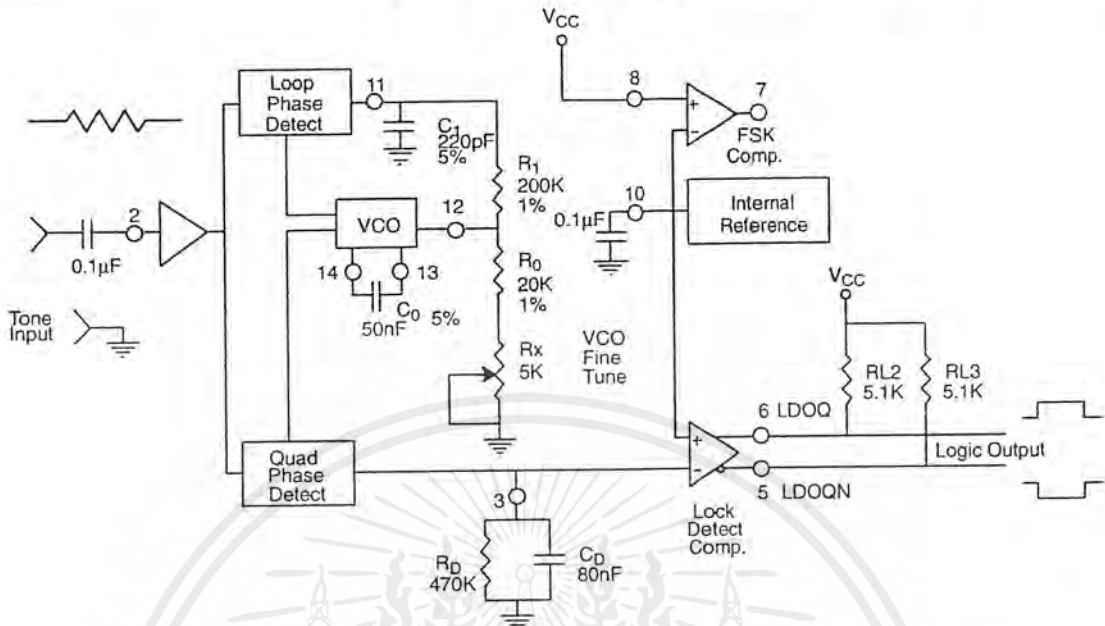


Figure 12. Circuit Connection for Tone Detection

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 11. The open collector lock detect output, pin 6, is shorted to data output (pin 7). Thus, data output will be disabled at “low” state, until there is a carrier within the detection band of the PLL and the pin 6 output goes “high” to enable the data output.

Note: Data Output is “Low” When No Carrier is Present.

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. It is further limited by C₁. For most applications, Δf_c > Δf/2. For R_D = 470KΩ, the approximate minimum value of C_D can be determined by:

$$C_D > \frac{16}{\Delta f} \quad C \text{ in } \mu\text{F} \text{ and } f \text{ in Hz.}$$

C in μF and f 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. For Caller I.D. applications choose C_D = 0.1μF.

Tone Detection

Figure 12 shows the generalized circuit connection for tone detection. The logic outputs, LDOQN and LDOQ 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 5mA of load current.

Both outputs at pins 5 and 6 are open collector type stages, and require external pull-up resistors R_{L2} and R_{L3}, as shown in Figure 12.

With reference to Figure 3 and Figure 12, the functions of the external circuit components can be explained as follows: R₀ and C₀ set VCO center frequency; R₁ sets the detection bandwidth; C₁ sets the low pass-loop filter time constant and the loop damping factor.

Design Instructions:

The circuit of *Figure 12* 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_S , these parameters are calculated as follows:

(All resistance in Ω 's, all frequency in Hz and all capacitance in farads, unless otherwise specified)

- Choose value of timing resistor R_0 to be in the range of 10K Ω to 50K Ω . This choice is dictated by the max./min. current that the internal voltage reference can deliver. The recommended value is $R_0 = 20K\Omega$. The final value of R_0 is normally fine-tuned with the series potentiometer, R_X .
- Calculate value of C_0 from design equation (1) or from *Figure 7* $f_S = f_0$:

$$C_0 = \frac{1}{R_0 \cdot f_S}$$

- Calculate R_1 to set the bandwidth $\pm \Delta f$ (See design equation 5):

$$R_1 = \frac{R_0 \cdot f_0 \cdot 2}{\Delta f}$$

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

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

Normally, $\zeta = 0.5$ is recommended.

$$C_1 = \frac{1250 \cdot C_0}{R_1 \cdot \zeta^2}$$

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

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

$$C_D > \frac{16}{\Delta f} \quad C \text{ in } \mu F$$

Increasing C_D slows down the logic output response time.

Design Examples:

Tone detector with a detection band of $\pm 100\text{Hz}$:

- Choose value of timing resistor R_0 to be in the range of 10K Ω to 50K Ω . This choice is dictated by the max./min. current that the internal voltage reference can deliver. The recommended value is $R_0 = 20K\Omega$. The final value of R_0 is normally fine-tuned with the series potentiometer, R_X .
- Calculate value of C_0 from design equation (1) or from *Figure 6* $f_S = f_0$:

$$C_0 = \frac{1}{R_0 \cdot f_S} = \frac{1}{20,000 \cdot 1,000} = 50nF$$

c) Calculate R_1 to set the bandwidth $\pm\Delta f$ (See design equation 5):

$$R_1 = \frac{R_0 \cdot f_0^2}{\Delta f} = \frac{20,000 \cdot 1,000 \cdot 2}{100} = 400K$$

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

d) Calculate value of C_0 for a given loop damping factor:

Normally, $\zeta = 0.5$ is recommended.

$$C_1 = \frac{1250 \cdot C_0}{R_1 \cdot \zeta^2} = \frac{1250 \cdot 50 \cdot 10^{-9}}{400,000 \cdot 0.5^2} = 6.25pF$$

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

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

$$C_D = \frac{16}{\Delta f} \geq \frac{16}{200} \geq 80nF$$

Increasing C_D slows down the logic output response time.

f) Fine tune center frequency with $5K\Omega$ potentiometer, R_X .

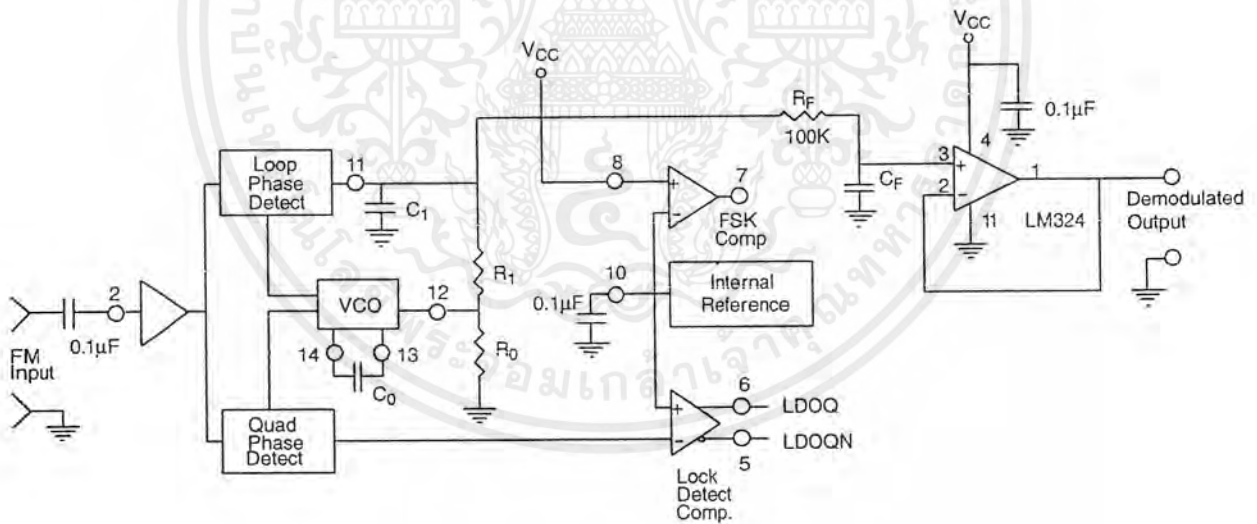


Figure 13. Linear FM Detector Using XR-2211 and an External Op Amp. (See Section on Design Equation for Component Values.)

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 13*. 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 13*.

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

$$V_{OUT} = \frac{R_1 \cdot V_{REF}}{100 \cdot R_0}$$

where V_R is the internal reference voltage ($V_{REF} = V_{CC} / 2 - 650mV$). For the choice of external components R_1 , R_0 , C_D , C_1 and C_F see the section on design equations.

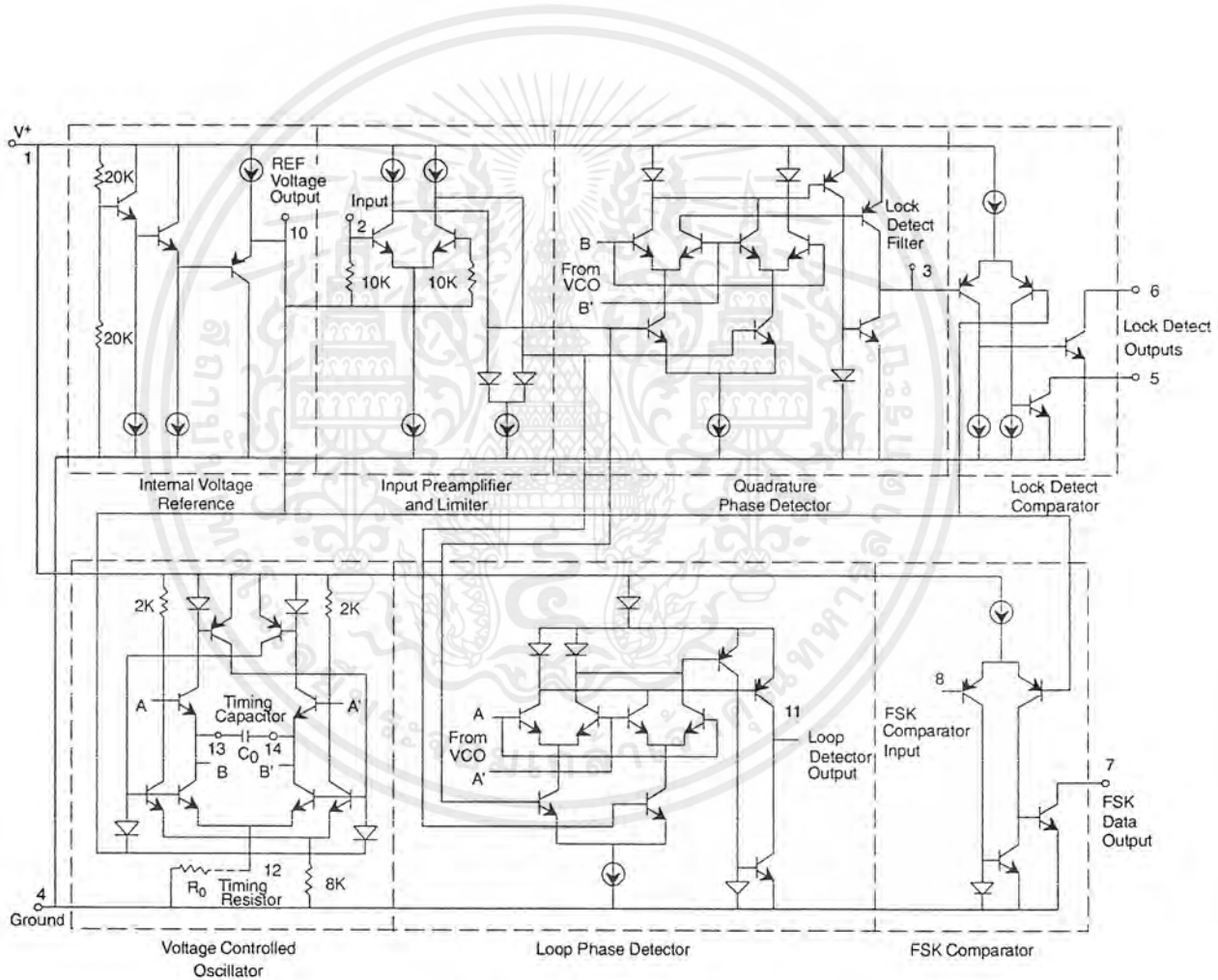


Figure 14. Equivalent Schematic Diagram

MAXIM**±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers****General Description**

The MAX202E/MAX203E/MAX232E/MAX211E/MAX213E/MAX241E line drivers/receivers are designed for RS-232 and V.28 communications in harsh environments. Each transmitter output and receiver input is protected against ±15kV electrostatic discharge (ESD) shocks, without latchup. The MAX211E/MAX213E/MAX241E comprise four line drivers and five receivers; they also feature a shutdown mode and a receiver-enable input. The MAX202E, MAX203E, and MAX232E have two drivers and two receivers. The drivers and receivers for all five devices meet all EIA/TIA-232E and CCITT V.28 specifications at data rates up to 120kbps when loaded in accordance with the EIA/TIA-232E specification.

The MAX211E/MAX213E/MAX241E are available in a 28-pin wide SO package, as well as a 28-pin SSOP package that requires 60% less board space. The MAX202E and MAX232E come in 16-pin narrow SO, wide SO, DIP, and CERDIP packages, as well as a 20-pin ceramic LCC package. The MAX203E comes in 20-pin DIP and wide SO packages, and requires no external charge-pump capacitors. The MAX232E and MAX241E operate with four 1μF capacitors, while the MAX202E/MAX211E/MAX213E operate with four 0.1μF capacitors, further reducing cost and board space.

Applications

Notebook, Subnotebook, and Palmtop Computers
Battery-Powered Equipment
Hand-Held Equipment

Selection Table

Part Number	No. of RS-232 Drivers	No. of RS-232 Receivers	Receiver Three-State Output	External Capacitor Value (μF)	ESD Protection (kV)
MAX202E	2	2	No	No	0.1 ±15
MAX203E	2	2	No	No	— ±15
MAX211E	4	5	Yes	Yes	0.1 ±15
MAX213E	4	5	Yes*	Yes	0.1 ±15
MAX232E	2	2	No	No	1.0 ±15
MAX241E	4	5	Yes	Yes	1.0 ±15

*Two receivers active

LapLink is a registered trademark of Traveling Software, Inc.

MAXIM

Maxim Integrated Products 1

Call toll free 1-800-998-8800 for free samples or literature.

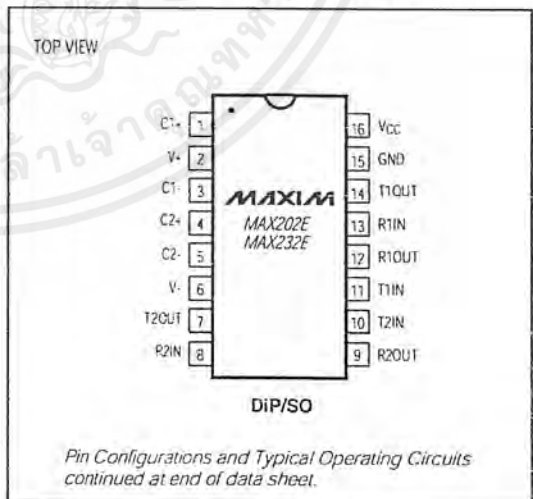
Features**Better than Bipolar!**

- ◆ ESD Protection for RS-232 I/O Pins:
 - ±15kV—Human Body Model
 - ±8kV—IEC801-2, Contact Discharge
 - ±15kV—IEC801-2, Air-Gap Discharge
- ◆ Latchup Free (unlike bipolar equivalents)
- ◆ 2 Drivers, 2 Receivers (MAX202E/203E/232E)
4 Drivers, 5 Receivers (MAX211E/213E/241E)
- ◆ Guaranteed 120kbps Data Rate—LapLink™ Compatible
- ◆ Guaranteed 3V/μs Min Slew Rate
- ◆ Operate from Single +5V Power Supply

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX202ECPE	0°C to +70°C	16 Plastic DIP
MAX202ECSE	0°C to +70°C	16 Narrow SO
MAX202ECWE	0°C to +70°C	16 Wide SO
MAX202EC/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX202EEPE	-40°C to +85°C	16 Plastic DIP
MAX202EESE	-40°C to +85°C	16 Narrow SO
MAX202EWE	-40°C to +85°C	16 Wide SO

Ordering information continued at end of data sheet.
*Dice are specified at $T_A = +25^\circ\text{C}$.

Pin Configurations
MAX202E/MAX203E/MAX211E/MAX213E/MAX232E/MAX241E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

MAX202E/MAX203E/MAX211E/MAX213E/MAX232E/MAX241E

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V _{CC}	-0.3V to +6V	20-Pin Plastic DIP (derate 11.11mW/°C above +70°C) ...	889mW
V ₋	(V _{CC} - 0.3V) to +14V	20-Pin Wide SO (derate 10.00mW/°C above +70°C)	800mW
V ₊	-14V to +0.3V	20-Pin LCC (derate 9.09mW/°C above +70°C)	727mW
Input Voltages		28-Pin Wide SO (derate 12.50mW/°C above +70°C) ..	1000mW
T _{IN}	-0.3V to (V _{CC} - 0.3V)	28-Pin SSOP (derate 9.52mW/°C above +70°C)	762mW
R _{IN}	= 30V	Operating Temperature Ranges	
Output Voltages		MAX2__EC__	0°C to +70°C
T _{OUT}	(V ₋ - 0.3V) to (V ₊ + 0.3V)	MAX2__EE__	-40°C to +85°C
R _{OUT}	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)	MAX232EM__	-55°C to +125°C
Short-Circuit Duration, T _{OUT}		Storage Temperature Range	
Continuous		-65°C to +165°C	
Power Dissipation (T _A = +70°C)		Lead Temperature (soldering, 10sec)	
16-Pin Plastic DIP (derate 10.53mW/°C above +70°C) ..		+300°C	
16-Pin Narrow SO (derate 8.70mW/°C above +70°C) ..			
16-Pin Wide SO (derate 9.52mW/°C above +70°C)			
16-Pin CERDIP (derate 10.00mW/°C above +70°C)			

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC} = 4.5V to 5.5V, C1-C4 = 0.1µF for MAX202E/MAX211E/MAX213E, C1-C4 = 1.0µF for MAX232E/MAX241E, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
DC CHARACTERISTICS							
Operating Voltage Range	V _{CC}		4.5		5.5	V	
V _{CC} Supply Current	I _{CC}	No load, T _A = -25°C	MAX202E/MAX203E		8	15	mA
			MAX211E/MAX213E		14	20	
			MAX232E		5	10	
			MAX241E		7	15	
Shutdown Supply Current		T _A = +25°C, Figure 1	MAX211E/MAX241E		1	10	µA
			MAX213E		15	50	
LOGIC							
Input Pull-Up Current		T _{IN} = 0V (MAX211E/MAX213E/MAX241E)		15	200	µA	
Input Leakage Current		T _{IN} = 0V to V _{CC} (MAX202E/MAX203E/MAX232E)			±10	µA	
Input Threshold Low	V _{IL}	T _{IN} ; EN, SHDN (MAX213E) or EN, SHDN (MAX211E/MAX241E)			0.8	V	
Input Threshold High	V _{IH}	T _{IN}		2.0		V	
		EN, SHDN (MAX213) or EN, SHDN (MAX211E/MAX241E)		2.4			
Output Voltage Low	V _{OL}	R _{OUT} ; I _{OUT} = 3.2mA (MAX202E/MAX203E/MAX232E) or I _{OUT} = 1.6mA (MAX211E/MAX213E/MAX241E)			0.4	V	
Output Voltage High	V _{OH}	R _{OUT} ; I _{OUT} = -1.0mA	3.5	V _{CC} - 0.4		V	
Output Leakage Current		0V ≤ R _{OUT} ≤ V _{CC} , MAX211E/MAX213E/MAX241E outputs disabled		±0.05	±10	µA	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V _{CC}	-0.3V to -6V	20-Pin Plastic DIP (derate 11.11mW/°C above +70°C) ...889mW
V ₋	(V _{CC} - 0.3V) to -14V	20-Pin Wide SO (derate 10.00mW/°C above +70°C) ...800mW
V ₊	-14V to +0.3V	20-Pin LCC (derate 9.09mW/°C above +70°C)727mW
Input Voltages		28-Pin Wide SO (derate 12.50mW/°C above +70°C) ...1000mW
T _{IN}	-0.3V to (V _{CC} - 0.3V)	28-Pin SSOP (derate 9.52mW/°C above +70°C)762mW
R _{IN}	±30V	Operating Temperature Ranges
Output Voltages		MAX2 _{EC}
T _{OUT}	(V ₋ - 0.3V) to (V ₊ + 0.3V)	MAX2 _{EE}
R _{OUT}	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)	MAX232EM.....
Short-Circuit Duration, T _{OUT}	Continuous	Storage Temperature Range.....
Power Dissipation (T _A = +70°C)		Lead Temperature (soldering, 10sec).....
16-Pin Plastic DIP (derate 10.53mW/°C above +70°C) ..	842mW	
16-Pin Narrow SO (derate 8.70mW/°C above +70°C) ..	696mW	
16-Pin Wide SO (derate 9.52mW/°C above +70°C) ..	762mW	
16-Pin CERDIP (derate 10.00mW/°C above +70°C) ..	800mW	

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC} = 4.5V to 5.5V, C₁-C₄ = 0.1µF for MAX202E/MAX211E/MAX213E, C₁-C₄ = 1.0µF for MAX232E/MAX241E, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
DC CHARACTERISTICS							
Operating Voltage Range	V _{CC}		4.5		5.5	V	
V _{CC} Supply Current	I _{CC}	No load, T _A = -25°C	MAX202E/MAX203E		8	15	mA
			MAX211E/MAX213E		14	20	
			MAX232E		5	10	
			MAX241E		7	15	
Shutdown Supply Current		T _A = -25°C, Figure 1	MAX211E/MAX241E		1	10	µA
		MAX213E		15	50		
LOGIC							
Input Pull-Up Current		T _{IN} = 0V (MAX211E/MAX213E/MAX241E)		15	200	µA	
Input Leakage Current		T _{IN} = 0V to V _{CC} (MAX202E/MAX203E/MAX232E)			±10	µA	
Input Threshold Low	V _{IL}	T _{IN} : EN, SHDN (MAX213E) or EN, SHDN (MAX211E/MAX241E)			0.8	V	
Input Threshold High	V _{IH}	T _{IN}		2.0		V	
		EN, SHDN (MAX213) or EN, SHDN (MAX211E/MAX241E)		2.4			
Output Voltage Low	V _{OL}	R _{OUT} ; I _{OUT} = 3.2mA (MAX202E/MAX203E/MAX232E) or I _{OUT} = 1.6mA (MAX211E/MAX213E/MAX241E)			0.4	V	
Output Voltage High	V _{OH}	R _{OUT} ; I _{OUT} = -1.0mA	3.5	V _{CC} - 0.4		V	
Output Leakage Current		0V ≤ R _{OUT} ≤ V _{CC} , MAX211E/MAX213E/MAX241E outputs disabled		-0.05	±10	µA	

±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC} = 4.5V to 5.5V, C₁–C₄ = 0.1μF for MAX202E/MAX211E/MAX213E, C₁–C₄ = 1.0μF for MAX232E/MAX241E. T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
EIA/TIA-232E RECEIVER INPUTS						
Input Voltage Range			-30		+30	V
Input Threshold Low		T _A = +25°C, V _{CC} = 5V	All parts, normal operation	0.8	1.2	V
			MAX213E in shutdown	0.6	1.5	
Input Threshold High		T _A = +25°C, V _{CC} = 5V	All parts, normal operation	1.7	2.4	V
			MAX213E (R4, R5), SHDN = 0V, EN = V _{CC}	1.5	2.4	
Input Hysteresis		V _{CC} = 5V, no hysteresis for the MAX211E/MAX213E/MAX241E in shutdown	0.2	0.5	1.0	V
Input Resistance		T _A = +25°C, V _{CC} = 5V	3	5	7	kΩ
EIA/TIA-232E TRANSMITTER OUTPUTS						
Output Voltage Swing		All driver inputs loaded with 3kΩ to ground (Note 1)	±5.0	±9		V
Output Resistance		V _{CC} = V ₊ = V ₋ = 0V, V _{OUT} = ±2V	300			Ω
Output Short-Circuit Current			±10	±60		mA
TIMING CHARACTERISTICS						
Maximum Data Rate		R _L = 3kΩ to 7kΩ, C _L = 50pF to 1000pF, one transmitter switching	120			kbps
Receiver Propagation Delay	t _{PLHR} , t _{PHLR}	C _L = 150pF	All parts, normal operation	0.5	10	μs
			MAX213E (R4, R5), SHDN = 0V, EN = V _{CC}	4	40	
Receiver Output Enable Time		MAX211E/MAX213E/MAX241E, normal operation, Figure 2	600			ns
Receiver Output Disable Time		MAX211E/MAX213E/MAX241E, normal operation, Figure 2	200			ns
Transmitter Propagation Delay	t _{PLHT} , t _{PHLT}	R _L = 3kΩ, C _L = 2500pF, all transmitters loaded	2			μs
Transition-Region Slew Rate		T _A = +25°C, V _{CC} = 5V, R _L = 3kΩ to 7kΩ, C _L = 50pF to 2500pF, measured from -3V to +3V or +3V to -3V, Figure 3	3	6	30	V/μs
ESD PERFORMANCE; TRANSMITTER OUTPUTS, RECEIVER INPUTS						
ESD-Protection Voltage		Human Body Model	±15			kV
		IEC801-2, Contact Discharge	±8			
		IEC801-2, Air-Gap Discharge	±15			

Note 1: MAX211EE__ and MAX213EE__ tested with V_{CC} = 5V ±5%.

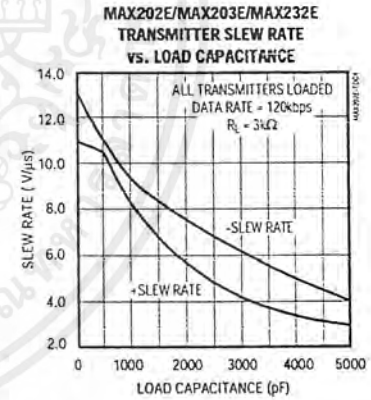
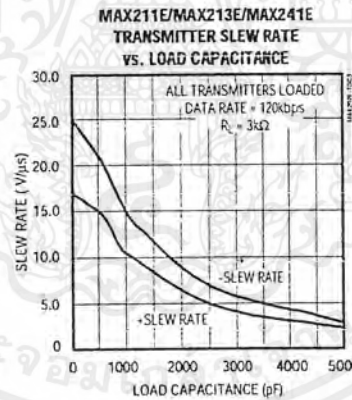
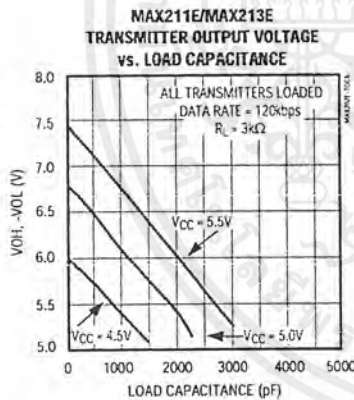
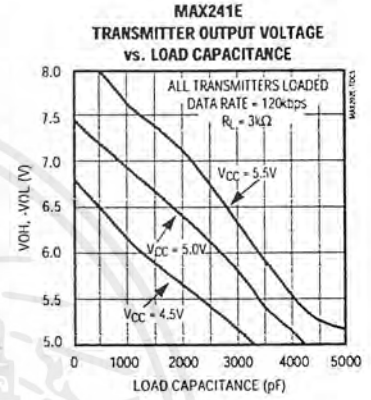
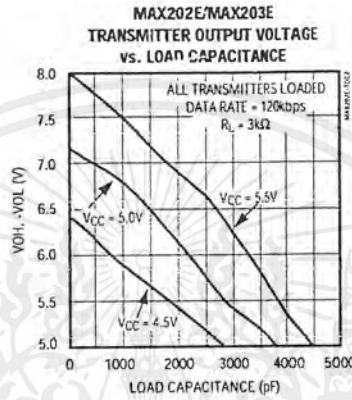
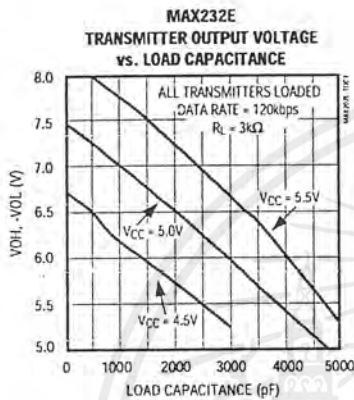
MAX202E/MAX203E/MAX211E/MAX213E/MAX232E/MAX241E

±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

Typical Operating Characteristics

(Typical Operating Circuits, $V_{CC} = 5.0V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

MAX202E/MAX203E/MAX211E/MAX213E/MAX232E/MAX241E



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

Pin Descriptions

MAX202E/MAX232E

PIN		NAME	FUNCTION
DIP/SO	LCC		
1, 3	2, 4	C1+, C1-	Terminals for positive charge-pump capacitor
2	3	V+	+2V _{CC} voltage generated by the charge pump
4, 5	5, 7	C2+, C2-	Terminals for negative charge-pump capacitor
6	8	V-	-2V _{CC} voltage generated by the charge pump
7, 14	9, 18	T_OUT	RS-232 Driver Outputs
8, 13	10, 17	R_IN	RS-232 Receiver Outputs
9, 12	12, 15	R_OUT	RS-232 Receiver Outputs
10, 11	13, 14	T_IN	RS-232 Driver Inputs
15	19	GND	Ground
16	20	V _{CC}	+4.5V to +5.5V Supply Voltage Input
—	1, 6, 11, 16	N.C.	No Connect—not internally connected

MAX203E

PIN		NAME	FUNCTION
DIP	SO		
1, 2	1, 2	T_IN	RS-232 Driver Inputs
3, 20	3, 20	R_OUT	RS-232 Receiver Outputs
4, 19	4, 19	R_IN	RS-232 Receiver Inputs
5, 18	5, 18	T_OUT	RS-232 Transmitter Outputs
6, 9	6, 9	GND	Ground
7	7	V _{CC}	+4.5V to +5.5V Supply Voltage Input
8	13	C1+	Make no connection to this pin.
10, 16	11, 16	C2-	Connect pins together.
12, 17	10, 17	V-	+2V _{CC} voltage generated by the charge pump. Connect pins together.
13	14	C1-	Make no connection to this pin.
14	8	V+	+2V _{CC} voltage generated by the charge pump
11, 15	12, 15	C2+	Connect pins together.

MAX211E/MAX213E/MAX241E

PIN	NAME	FUNCTION
1, 2, 3, 28	T_OUT	RS-232 Driver Outputs
4, 9, 18, 23, 27	R_IN	RS-232 Receiver Inputs
5, 8, 19, 22, 26	R_OUT	TTL/CMOS Receiver Outputs. For the MAX213E, receivers R4 and R5 are active in shutdown mode when EN = 1. For the MAX211E and MAX241E, all receivers are inactive in shutdown.
6, 7, 20, 21	T_IN	TTL/CMOS Driver Inputs. Only the MAX211E, MAX213E, and MAX241E have internal pull-ups to V _{CC} .
10	GND	Ground
11	V _{CC}	+4.5V to +5.5V Supply Voltage
12, 14	C1+, C1-	Terminals for positive charge-pump capacitor
13	V+	+2V _{CC} voltage generated by the charge pump
15, 16	C2+, C2-	Terminals for negative charge-pump capacitor
17	V-	-2V _{CC} voltage generated by the charge pump
24	EN	Receiver Enable—active low (MAX211E, MAX241E)
	EN	Receiver Enable—active high (MAX213E)
25	SHDN	Shutdown Control—active high (MAX211E, MAX241E)
	SHDN	Shutdown Control—active low (MAX213E)

MAXIM

5

MAX202E/MAX203E/MAX211E/MAX213E/MAX232E/MAX241E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

MAX202E/MAX203E/MAX211E/MAX213E/MAX232E/MAX241E

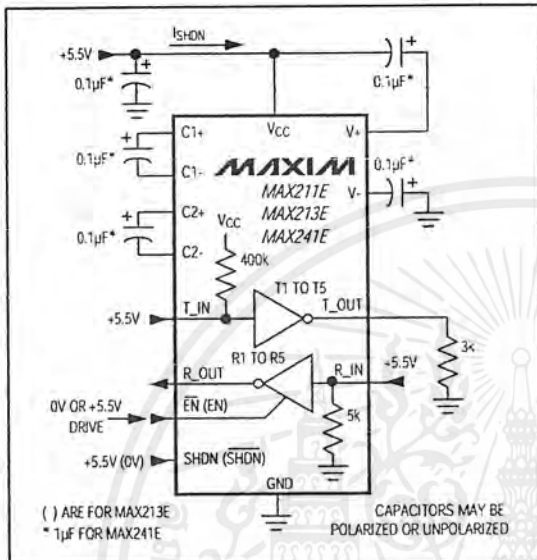


Figure 1. Shutdown-Current Test Circuit (MAX211E/MAX213E/MAX241E)

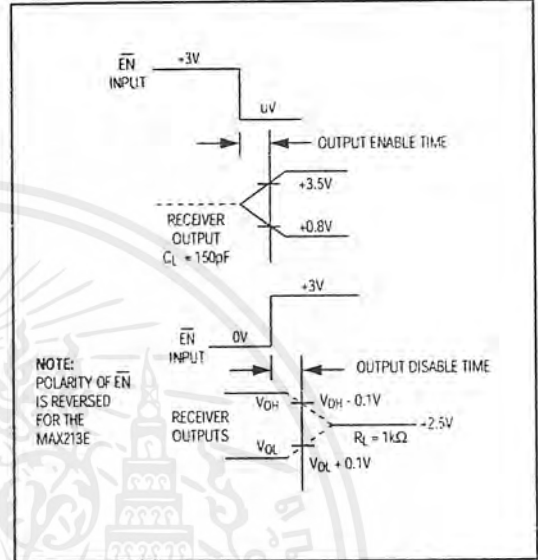


Figure 2. Receiver Output Enable and Disable Timing (MAX211E/MAX213E/MAX241E)

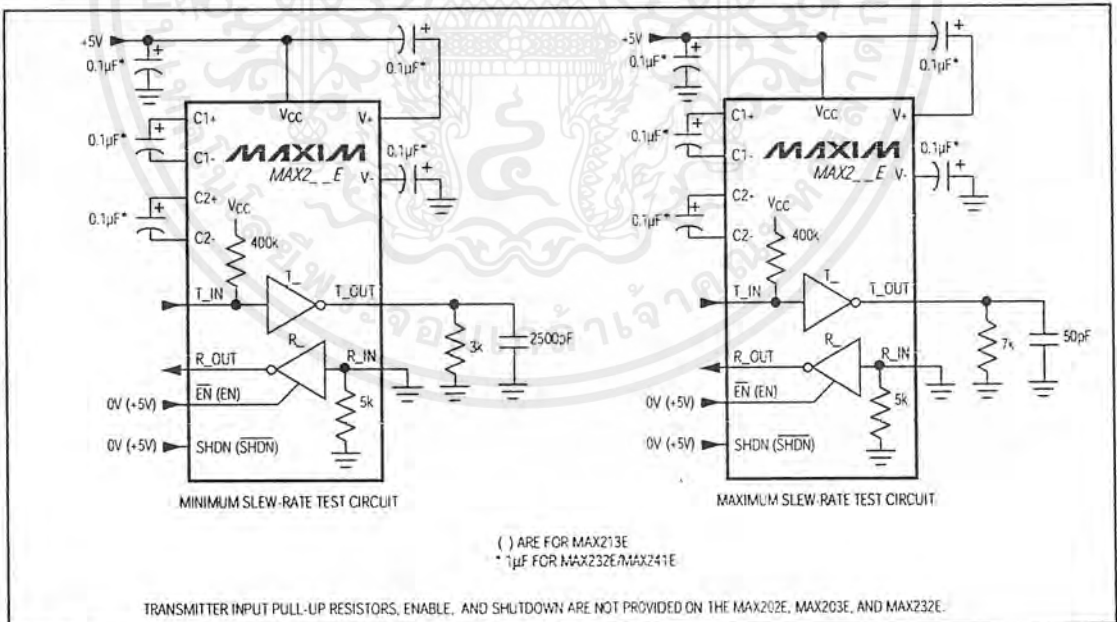


Figure 3. Transition Slew-Rate Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

Detailed Description

The MAX202E/MAX203E/MAX232E/MAX211E/MAX213E/MAX241E consist of three sections: charge-pump voltage converters, drivers (transmitters), and receivers. These E versions of the MAX202, MAX203, MAX211, MAX213, MAX232, and MAX241 provide extra protection against ESD. They survive ±15kV discharges to the RS-232 inputs and outputs, tested using the Human Body Model. When tested according to IEC801-2, they survive ±8kV contact-discharges and ±15kV air-gap discharges. The rugged MAX202E/MAX203E/MAX211E/MAX213E/MAX232E/MAX241E are intended for use in harsh environments, or applications where the RS-232 connection is frequently changed (such as notebook computers). The standard (non-"E") MAX202, MAX203, MAX211, MAX213, MAX232, and MAX241 are recommended for applications where cost is critical.

+5V to ±10V Dual Charge-Pump Voltage Converter

The +5V to ±10V conversion is performed by dual charge-pump voltage converters (Figure 4). The first charge-pump converter uses capacitor C1 to double the +5V into +10V, storing the +10V on the output filter capacitor, C3. The second uses C2 to invert the +10V into -10V, storing the -10V on the V- output filter capacitor, C4.

In shutdown mode, V+ is internally connected to VCC by a 1kΩ pull-down resistor, and V- is internally connected to ground by a 1kΩ pull-up resistor.

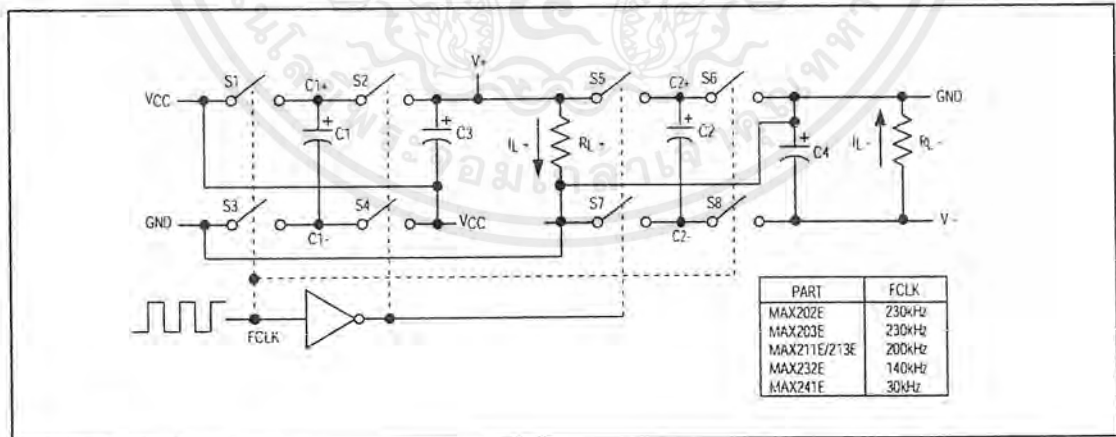


Figure 4. Charge-Pump Diagram

RS-232 Drivers

With VCC = 5V, the typical driver output voltage swing is ±8V when loaded with a nominal 5kΩ RS-232 receiver. The output swing is guaranteed to meet EIA/TIA-232E and V.28 specifications that call for ±5V minimum output levels under worst-case conditions. These include a 3kΩ load, minimum VCC, and maximum operating temperature. The open-circuit output voltage swings from (V+ - 0.6V) to V-.

Input thresholds are both CMOS and TTL compatible. The inputs of unused drivers on the MAX211E, MAX213E, and MAX241E can be left unconnected because 400kΩ pull-up resistors to VCC are included on-chip. Since all drivers invert, the pull-up resistors force the outputs of unused drivers low. The MAX202E, MAX203E, and MAX232E do not have pull-up resistors on the transmitter inputs.

When in low-power shutdown mode, the MAX211E/MAX213E/MAX241E driver outputs are turned off and draw only leakage currents—even if they are back-driven with voltages between 0V and 12V. Below -0.5V in shutdown, the transmitter output is diode-clamped to ground with a 1kΩ series impedance.

RS-232 Receivers

The receivers convert the RS-232 signals to CMOS-logic output levels. The guaranteed 0.8V and 2.4V receiver input thresholds are significantly tighter than the ±3V thresholds required by the EIA/TIA-232E specification. This allows the receiver inputs to respond to TTL/CMOS-logic levels, as well as RS-232 levels.

MAX202E/MAX203E/MAX211E/MAX213E/MAX232E/MAX241E

±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

The guaranteed 0.8V input low threshold ensures that receivers shorted to ground have a logic 1 output. The 5kΩ input resistance to ground ensures that a receiver with its input left open will also have a logic 1 output.

Receiver inputs have approximately 0.5V hysteresis. This provides clean output transitions, even with slow rise- and fall-time signals with moderate amounts of noise and ringing.

In shutdown, the MAX213E's R4 and R5 receivers have no hysteresis.

Shutdown and Enable Control (MAX211E/MAX213E/MAX241E)

In shutdown mode, the charge pumps are turned off, V+ is pulled down to VCC, V- is pulled to ground, and the transmitter outputs are disabled. This reduces supply current typically to 1μA (15μA for the MAX213E). The time required to exit shutdown is under 1ms, as shown in Figure 5.

Receivers

All MAX213E receivers, except R4 and R5, are put into a high-impedance state in shutdown mode (see Tables 1a and 1b). The MAX213E's R4 and R5 receivers still function in shutdown mode. These two awake-in-shutdown receivers can monitor external activity while maintaining minimal power consumption.

The enable control is used to put the receiver outputs into a high-impedance state, to allow wire-OR connection of two EIA/TIA-232E ports (or ports of different types) at the UART. It has no effect on the RS-232 drivers or the charge pumps.

Note: The enable control pin is active low for the MAX211E and the MAX241E (\overline{EN}), but is active high for the MAX213E (EN). The shutdown control pin is active high for the MAX211E and the MAX241E (SHDN), but is active low for the MAX213E (\overline{SHDN}).

The MAX213E's receiver propagation delay is typically 0.5μs in normal operation. In shutdown mode, propagation delay increases to 4μs for both rising and falling transitions. The MAX213E's receiver inputs have approximately 0.5V hysteresis, except in shutdown, when receivers R4 and R5 have no hysteresis.

When entering shutdown with receivers active, R4 and R5 are not valid until 80μs after SHDN is driven low. When coming out of shutdown, all receiver outputs are invalid until the charge pumps reach nominal values (less than 2ms when using 0.1μF capacitors).

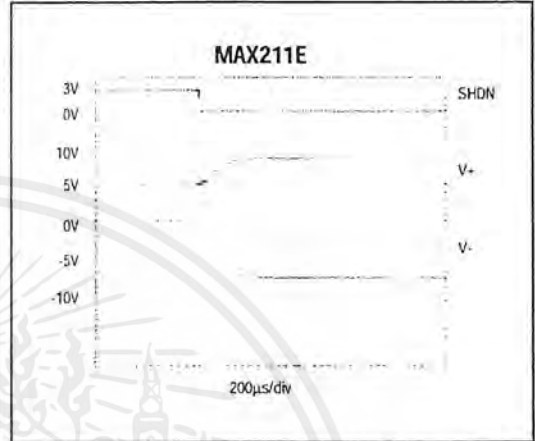


Figure 5. MAX211E V+ and V- when Exiting Shutdown (0.1μF capacitors)

Table 1a. MAX211E/MAX241E Control Pin Configurations

SHDN	EN	OPERATION STATUS	Tx 1-4	Rx 1-5
0	0	Normal Operation	All Active	All Active
0	1	Normal Operation	All Active	All High-Z
1	X	Shutdown	All High-Z	All High-Z

X = Don't Care

Table 1b. MAX213E Control Pin Configurations

SHDN	EN	OPERATION STATUS	Tx 1-4	Rx	
				1-3	4, 5
0	0	Shutdown	All High-Z	High-Z	High-Z
0	1	Shutdown	All High-Z	High-Z	Active*
1	0	Normal Operation	All Active	High-Z	High-Z
1	1	Normal Operation	All Active	Active	Active

*Active = active with reduced performance

±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

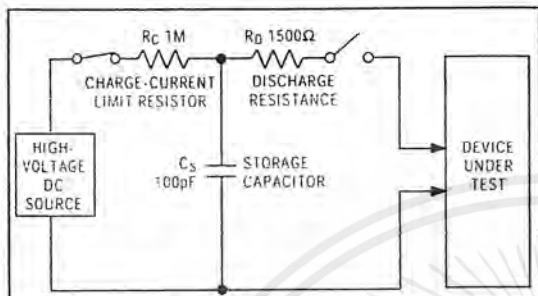


Figure 6a. Human Body ESD Test Model

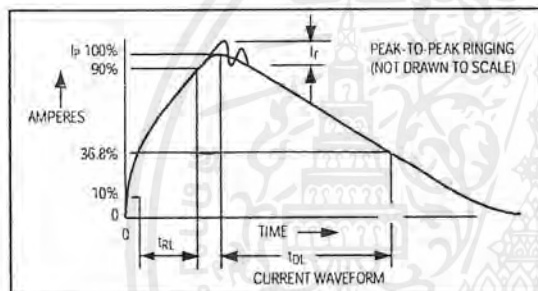


Figure 6b. Human Body Model Current Waveform

±15kV ESD Protection

As with all Maxim devices, ESD-protection structures are incorporated on all pins to protect against electrostatic discharges encountered during handling and assembly. The driver outputs and receiver inputs have extra protection against static electricity. Maxim's engineers developed state-of-the-art structures to protect these pins against ESD of ±15kV without damage. The ESD structures withstand high ESD in all states: normal operation, shutdown, and powered down. After an ESD event, Maxim's MAX202E/MAX203E/MAX211E/MAX213E/MAX232E/MAX241E keep working without latchup, whereas competing RS-232 products can latch and must be powered down to remove latchup.

ESD protection can be tested in various ways; the transmitter outputs and receiver inputs of this product family are characterized for protection to the following limits:

- 1) ±15kV using the Human Body Model
- 2) ±8kV using the contact-discharge method specified in IEC801-2
- 3) ±15kV using IEC801-2's air-gap method.

ESD Test Conditions

ESD performance depends on a variety of conditions. Contact Maxim for a reliability report that documents test set-up, test methodology, and test results.

Human Body Model

Figure 6a shows the Human Body Model, and Figure 6b shows the current waveform it generates when discharged into a low impedance. This model consists of a 100pF capacitor charged to the ESD voltage of interest, which is then discharged into the test device through a 1.5kΩ resistor.

IEC801-2

The IEC801-2 standard covers ESD testing and performance of finished equipment; it does not specifically refer to integrated circuits. The MAX202E/MAX203E/MAX211E/MAX213E/MAX232E/MAX241E help you design equipment that meets level 4 (the highest level) of IEC801-2, without the need for additional ESD-protection components.

The major difference between tests done using the Human Body Model and IEC801-2 is higher peak current in IEC801-2, because series resistance is lower in the IEC801-2 model. Hence, the ESD withstand voltage measured to IEC801-2 is generally lower than that measured using the Human Body Model. Figure 7b shows the current waveform for the 8kV IEC801-2 level-four ESD contact-discharge test.

The air-gap test involves approaching the device with a charged probe. The contact-discharge method connects the probe to the device before the probe is energized.

Machine Model

The Machine Model for ESD tests all pins using a 200pF storage capacitor and zero discharge resistance. Its objective is to emulate the stress caused by contact that occurs with handling and assembly during manufacturing. Of course, all pins require this protection during manufacturing—not just RS-232 inputs and outputs. Therefore, after PC board assembly, the Machine Model is less relevant to I/O ports.

Applications Information

Capacitor Selection

The capacitor type used for C1–C4 is not critical for proper operation. The MAX202E, MAX211E, and MAX213E require 0.1μF capacitors, and the MAX232E and MAX241E require 1μF capacitors, although in all cases capacitors up to 10μF can be used without harm. Ceramic, aluminum-electrolytic, or tantalum capacitors are suggested for the 1μF capacitors, and ceramic

±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

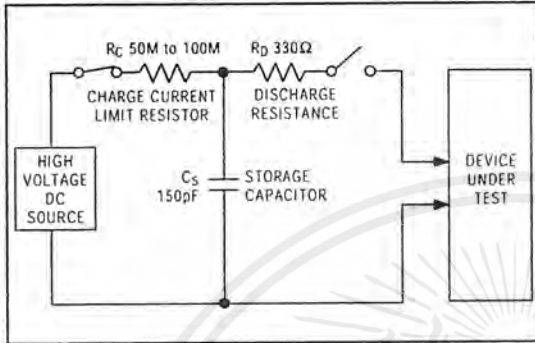


Figure 7a. IEC801-2 ESD Test Model

dielectrics are suggested for the 0.1µF capacitors. When using the minimum recommended capacitor values, make sure the capacitance value does not degrade excessively as the operating temperature varies. If in doubt, use capacitors with a larger (e.g., 2x) nominal value. The capacitors' effective series resistance (ESR), which usually rises at low temperatures, influences the amount of ripple on V+ and V-.

To reduce the output impedance at V+ and V-, use larger capacitors (up to 10µF). This can be useful when "stealing" power from V+ or from V-. The MAX203E has internal charge-pump capacitors.

Bypass VCC to ground with at least 0.1µF. In applications sensitive to power-supply noise generated by the charge pumps, decouple VCC to ground with a capacitor the same size as (or larger than) the charge-pump capacitors (C1-C4).

V+ and V- as Power Supplies

A small amount of power can be drawn from V+ and V-, although this will reduce both driver output swing and noise margins. Increasing the value of the charge-pump capacitors (up to 10µF) helps maintain performance when power is drawn from V+ or V-.

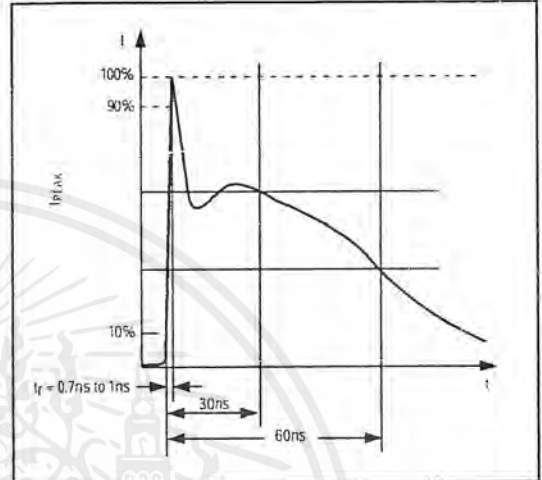


Figure 7b. IEC801-2 ESD Generator Current Waveform

Driving Multiple Receivers

Each transmitter is designed to drive a single receiver. Transmitters can be paralleled to drive multiple receivers.

Driver Outputs when Exiting Shutdown

The driver outputs display no ringing or undesirable transients as they come out of shutdown.

High Data Rates

These transceivers maintain the RS-232 ±5.0V minimum driver output voltages at data rates of over 120kbps. Communication at these high rates is made easier if the capacitive loads on the transmitters are small; i.e., short cables are best.

±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

Table 2. Summary of EIA/TIA-232E, V.28 Specifications

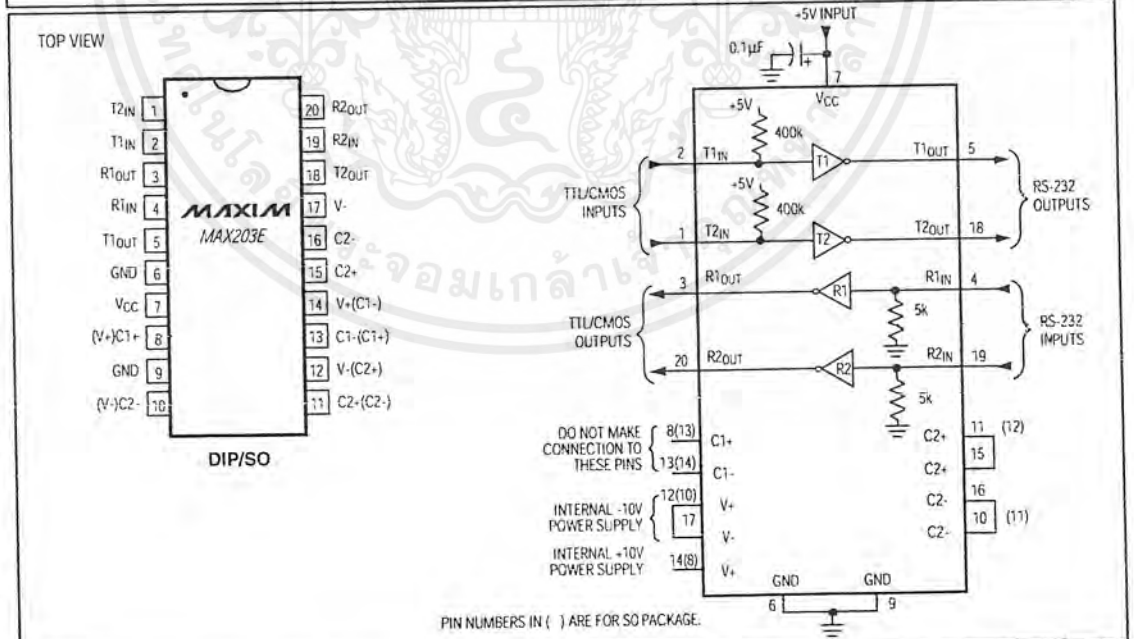
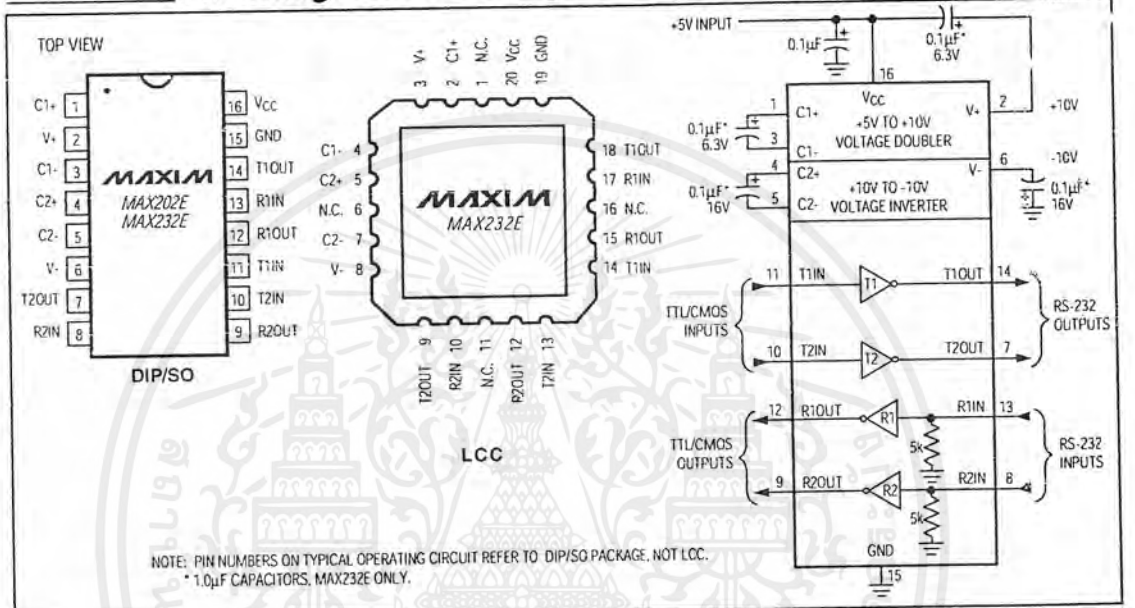
PARAMETER	CONDITION	EIA/TIA-232E, V.28 SPECIFICATION
Driver Output Voltage		
0 Level	3kΩ to 7kΩ load	+5.0V to +15V
1 Level	3kΩ to 7kΩ load	-5.0V to -15V
Output Level, Max	No load	±25V
Data Rate	3kΩ ≤ R _L ≤ 7kΩ, C _L ≤ 2500pF	Up to 20kbps
Receiver Input Voltage		
0 Level		+3.0V to +15V
1 Level		-3.0V to -15V
Input Level		±25V
Instantaneous Slew Rate, Max	3kΩ ≤ R _L ≤ 7kΩ, C _L ≤ 2500pF	30V/μs
Driver Output Short-Circuit Current, Max		100mA
Transition Rate on Driver Output	V.28	1ms or 3% of the period
	EIA/TIA-232E	4% of the period
Driver Output Resistance	-2V < V _{OUT} < +2V	300Ω

Table 3. DB9 Cable Connections Commonly Used for EIA/TIAE-232E and V.24 Asynchronous Interfaces

PIN	CONNECTION	
1	Received Line Signal Detector (sometimes called Carrier Detect, DCD)	Handshake from DCE
2	Receive Data (RD)	Data from DCE
3	Transmit Data (TD)	Data from DTE
4	Data Terminal Ready	Handshake from DTE
5	Signal Ground	Reference point for signals
6	Data Set Ready (DSR)	Handshake from DCE
7	Request to Send (RTS)	Handshake from DTE
8	Clear to Send (CTS)	Handshake from DCE
9	Ring Indicator	Handshake from DCE

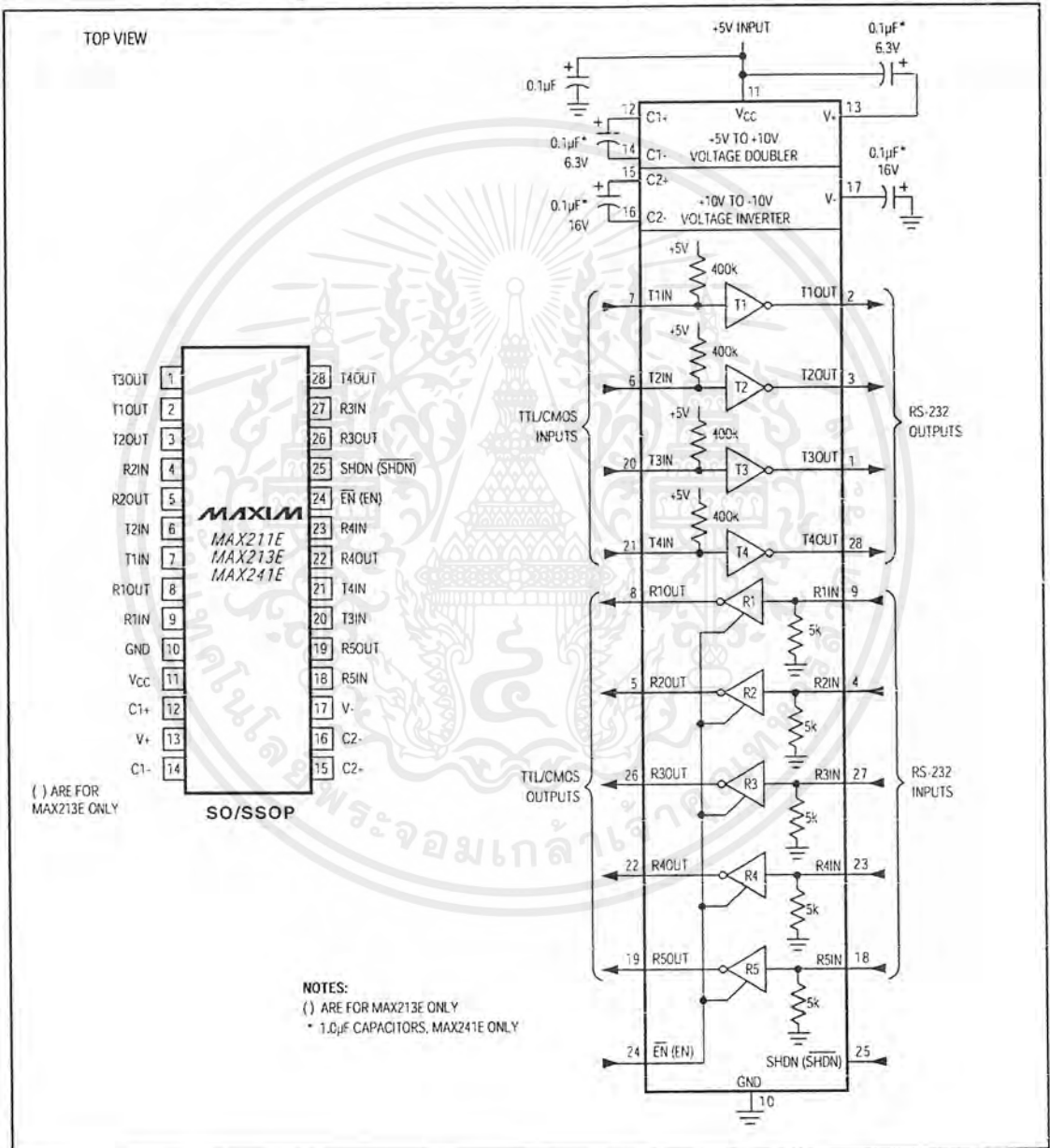
±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

Pin Configurations and Typical Operating Circuits (continued)



±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

Pin Configurations and Typical Operating Circuits (continued)



MAX202E/MAX203E/MAX211E/MAX213E/MAX232E/MAX241E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

±15kV ESD-Protected, ±5V RS-232 Transceivers

Ordering Information (continued)

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX203ECPP	0°C to +70°C	20 Plastic DIP
MAX203ECWP	0°C to +70°C	20 Wide SO
MAX203EPP	-40°C to +85°C	20 Plastic DIP
MAX203EWP	-40°C to +85°C	20 Wide SO
MAX211ECWI	0°C to +70°C	28 Wide SO
MAX211ECAI	0°C to +70°C	28 SSOP
MAX211EC/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX211EEWI	-40°C to +85°C	28 Wide SO
MAX211EEAI	-40°C to +85°C	28 SSOP
MAX213ECWI	0°C to +70°C	28 Wide SO
MAX213ECAI	0°C to +70°C	28 SSOP
MAX213EC/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX213EEWI	-40°C to +85°C	28 Wide SO
MAX213EEAI	-40°C to +85°C	28 SSOP
MAX232ECPE	0°C to +70°C	16 Plastic DIP
MAX232ECSE	0°C to +70°C	16 Narrow SO
MAX232ECWE	0°C to +70°C	16 Wide SO
MAX232EC/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX232EEPE	-40°C to +85°C	16 Plastic DIP
MAX232EESE	-40°C to +85°C	16 Narrow SO
MAX232EEWE	-40°C to +85°C	16 Wide SO
MAX232EMLP	-55°C to +125°C	20 LCC
MAX232EMJE	-55°C to +125°C	16 CERDIP
MAX241ECWI	0°C to +70°C	28 Wide SO
MAX241ECAI	0°C to +70°C	28 SSOP
MAX241EC/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX241EEWI	-40°C to +85°C	28 Wide SO
MAX241EEAI	-40°C to +85°C	28 SSOP

*Dice are specified at $T_A = +25^\circ\text{C}$.

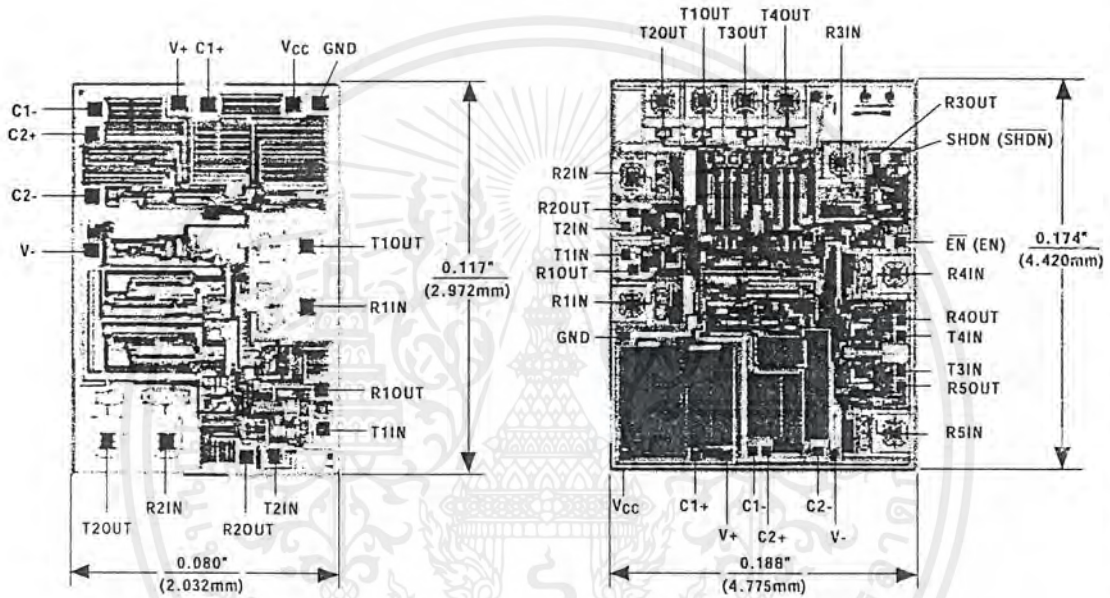
MAX202E/MAX203E/MAX211E/MAX213E/MAX232E/MAX241E

±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

Chip Topographies

MAX202E/MAX232E

MAX211E/MAX213E/MAX241E



() ARE FOR MAX213E ONLY

TRANSISTOR COUNT: 123
SUBSTRATE CONNECTED TO GND

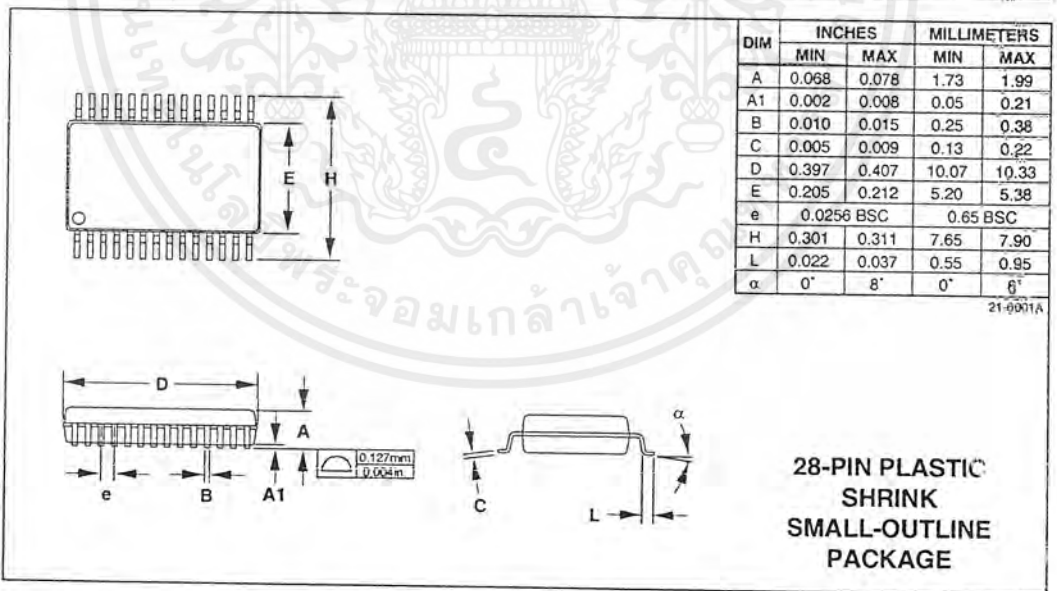
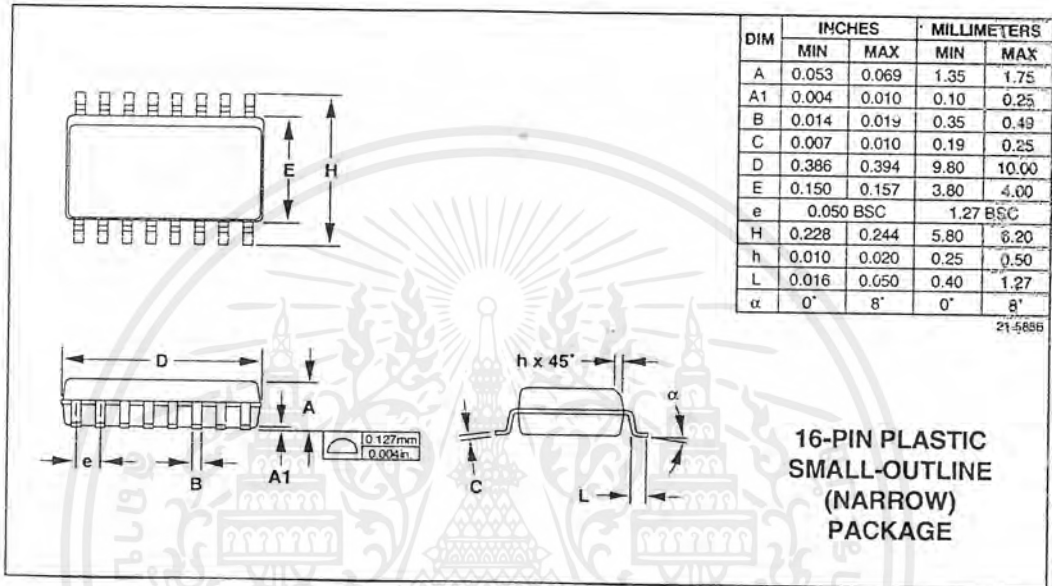
TRANSISTOR COUNT: 542
SUBSTRATE CONNECTED TO GND

MAX202E/MAX203E/MAX211E/MAX213E/MAX232E/MAX241E

±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

Package Information

MAX202E/MAX203E/MAX211E/MAX213E/MAX232E/MAX241E



Maxim cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Maxim product. No circuit patent licenses are implied. Maxim reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

16 Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 (408) 737-7600

© 1995 Maxim Integrated Products Printed USA MAXIM is a registered trademark of Maxim Integrated Products.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ดี เพราะความตั้งใจจริงของพวกเราทุกคน จึงขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ ที่ได้เอื้อเฟื้ออุปกรณ์และเครื่องมือ และอาจารย์เชื้อ นกอยู่ ที่ได้ให้คำปรึกษาแนะนำ ให้แนวทางแก้ไขปัญหาทุก ๆ อย่าง และขอขอบคุณพระคุณของคุณพ่อและคุณแม่ที่ได้เป็นกำลังใจอันสำคัญและยิ่งใหญ่ในการทำให้ผลงานชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. น.ต. ดร.ไพศาล สงวนหมู่ และรศ.ปิ่น ภู่วรรณ , “การสื่อสารข้อมูลและไมโครคอมพิวเตอร์ เนตเวิร์ค” , ซีเอ็ดยูเคชั่น , หน้า 60-74 , 2540
2. เกียรติศักดิ์ ฐานิกเกษตร และ ประวิทย์ โคมทองชูสกุล , “110 โครงการไอซี” , สำนักพิมพ์ Physics Center , หน้า 55-67
3. สุเจตน์ จันทร์รัมย์ , “ไมโครคอนโทรลเลอร์ชิพเดี่ยว 8051” , โครงการงานตำราวิชาการวิทยาลัยมหานคร , หน้า 1-26 , 2535



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. น.ต. ดร.ไพศาล สงวนหมู่ และรศ.ชื่น ภู่วรรณ , “การสื่อสารข้อมูลและไมโครคอมพิวเตอร์ เนตเวิร์ค” , ซีเอ็ดยูเคชั่น , หน้า 60-74 , 2540
2. เกียรติศักดิ์ ฐานิกเกษตร และ ประวิทย์ โคมทองชูสกุล , “110 โครงการไอซี” , สำนักพิมพ์ Physics Center , หน้า 55-67
3. สุเจตน์ จันทร์รัมย์ , “ไมโครคอนโทรลเลอร์ชิพเดี่ยว 8051” , โครงการงานตำราวิชาการวิทยาลัยมหานคร , หน้า 1-26 , 2535



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้