

หุ่นยนต์รับส่งของในตัวอาคารบังคับด้วยคลื่นวิทยุ

Robot Controlled by Radio Wave



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เลขที่.....  
เลขทะเบียน 46564  
วัน, เดือน, ปี 4 เม.ย. 2546

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

680

หุ่นยนต์รับส่งของในตัวอาคารบังคับด้วยคลื่นวิทยุ

Robot Controlled by Radio Wave



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2544

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง หุ่นยนต์รับส่งของในตัวอาคารบังคับด้วยคลื่นวิทยุ

Robot Controlled by Radio Wave

ผู้จัดทำ

1. นายจาดรงค์ อโนเวชศิริเกียรติ 41014068

2. นายรัฐพล นาควิเชียร 41014355



*(Handwritten signature)*  
อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผศ.วิภา แสงพิสัทธิ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หุ่นยนต์รับส่งของในตัวอาคารบังคับด้วยคลื่นวิทยุ

Robot Controlled by Radio Wave

โดย นายจาดรงค์ อนุเวชศิริเกียรติ 41014068  
นายรัฐพล นาควิเชียร 41014355

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.วิภา แสงพิสิทธิ์

### บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นโครงการที่ใช้คอมพิวเตอร์ควบคุมหุ่นยนต์โดยผ่านคลื่นวิทยุ เพื่อที่จะสามารถบังคับหุ่นยนต์ได้ในระยะไกล เพื่ออำนวยความสะดวกในการรับส่งของภายในตัวอาคารโดยอัตโนมัติ ซึ่งสามารถบันทึกเส้นทางการขนส่งได้ การส่งงานจะส่งข้อมูลชุดคำสั่งเป็นทอคจาจากคอมพิวเตอร์ไปยังตัวแปลงข้อมูล โดยใช้มาตรฐาน RS-232 และส่งออกอากาศไปยังตัวหุ่นยนต์ ด้วยการเข้ารหัสแบบ FSK แล้วแปลงข้อมูลกลับคืน เพื่อส่งให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ ประมวลผลข้อมูลและปฏิบัติตามคำสั่ง

### Abstract

This project uses computer to control the robot via radio wave. It can be controlled from long distance and used for delivery the document in the building. And it can store the route of delivery. The instruction data has been transferred from computer into data translator through RS-232, and then are transmitted in the radio wave to the receiver using FSK technique. Finally, the data are detected and used as the instruction that have been programmed by microcontroller.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

บทที่ 1	บทนำ	
บทที่ 2	ทฤษฎีและหลักการ	
2.1	การมอดูเลตเชิงมุม	3
2.2	พีเอ็มและเอฟเอ็ม	3
2.3	เอฟเอ็มแบนแคบ	4
2.4	เอฟเอ็มแบนกว้าง	7
2.5	การผลิตสัญญาณเอฟเอ็มแบนกว้างโดยตรง	11
2.6	การดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม	11
2.7	การแทรกสอดในสัญญาณเอฟเอ็ม	14
2.8	มาตรฐาน RS-232	15
2.9	แบบจำลองของวงจรสื่อสารแบบRS-232-C	16
2.10	ข้อกำหนดทางไฟฟ้า	17
2.11	ขาขั้วต่อ RS-232-C และหน้าที่	19
2.12	ฟรีแควนซีซีพียอิ่ง	21
2.13	เอฟเอสเคบีคเรทและบอดเรท	22
2.14	แบนด์วิดท์ของสัญญาณฟรีแควนซีซีพียอิ่ง	22
2.15	ไมโครคอนโทรลเลอร์ ของตระกูล MCS – 51	24
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	
3.1	วงจรแปลงระดับสัญญาณ	34
3.2	วงจรมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค	35
3.3	วงจรดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค	36
3.4	วงจรสังเคราะห์ความถี่	37
3.5	วงจรฟรีแควนซีดีมอดูเลเตอร์	42
3.6	วงจรขับมอเตอร์	44
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	
4.1	วงจรแปลงสัญญาณ MAX 232	48
4.2	วงจรสร้างสัญญาณ FSK	49
4.3	วงจรถอดรหัสสัญญาณ FSK	51
4.4	ระบบสังเคราะห์ความถี่	53
4.5	วงจรฟรีแควนซีดีมอดูเลเตอร์	58
4.6	วงจรขับมอเตอร์	59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญภาพ

รูปที่ 1.1	แสดงบล็อกไดอะแกรมภาคส่งของโครงการงาน	1
รูปที่ 1.2	แสดงบล็อกไดอะแกรมภาครับของโครงการงาน	2
รูปที่ 2.1	เฟเซอร์ของสัญญาณเอเอ็มเทียบกับสัญญาณเอฟเอ็ม	6
รูปที่ 2.2	แผนผังการสร้างสัญญาณเอฟเอ็มและพีเอ็มชนิดเบนแถบ	7
รูปที่ 2.3	ฟังก์ชันเบสเสลชนิดที่หนึ่ง $J_n(\beta)$	8
รูปที่ 2.4	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\beta$ และค่า $\frac{n}{\beta}$ ที่ทำให้ค่า $ J_n(\beta)  \leq 0.01$	9
รูปที่ 2.5	ภาพสเปกตรัมชนิดเส้นของสัญญาณเอฟเอ็มซึ่งมอดูเลตด้วยสัญญาณทดสอบรูปไซน์	10
รูปที่ 2.6	การมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม โดยใช้วงจรในลักษณะต่างๆ ทางขวาเป็นคุณสมบัติเชิงความถี่ของวงจรทางซ้ายมือ	13
รูปที่ 2.7	การเขียนเวกเตอร์หมุนและเฟเซอร์แสดงผลที่เกิด จากการแทรกสอดของสัญญาณในระบบเอฟเอ็ม	14
รูปที่ 2.8	แสดงแบบจำลองของวงจรการสื่อสารที่ใช้ RS-232-C	16
รูปที่ 2.9	แสดงคอนเน็คเตอร์ตัวเมียของ RS-232-C	16
รูปที่ 2.10	แสดงระดับโวลเตจของสัญญาณที่ มาตรฐาน RS-232-C กำหนดไว้	18
รูปที่ 2.11	วงจรอินเตอร์เฟส RS-232-C	18
รูปที่ 2.12	แสดงอินพุตและเอาต์พุตของไบนารีเอฟเอสเค	21
รูปที่ 2.13	แสดงตำแหน่งของสเปกตรัมของความถี่ต่างๆ	23
รูปที่ 2.14	แสดง 8051 บล็อกไดอะแกรมของ MCS-51	26
รูปที่ 2.15	แสดงโครงสร้าง พอร์ต 0	27
รูปที่ 2.16	แสดงผังเวลาการทำงานของ CPU	28
รูปที่ 2.17	แสดงบิตของรีจิสเตอร์ SCON	30
รูปที่ 2.18	สัญญาณของการส่งข้อมูลของโหมด 1	32
รูปที่ 2.19	สัญญาณของการส่งข้อมูลของโหมด 2 และ 3	33
รูปที่ 3.1	การใช้งานขาต่างๆของไอซีและรูปวงจรที่ใช้งาน ของ MAX 232	34
รูปที่ 3.2	แสดงการต่อวงจรเข้ารหัส FSK	35
รูปที่ 3.3	แสดงวงจรถอดรหัสสัญญาณ FSK	36
รูปที่ 3.4	วงจรโวลเตจคอนโทรลลออสซิลเลเตอร์	38
รูปที่ 3.5	วงจรพริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส	38
รูปที่ 3.6	วงจรเปรียบเทียบเฟสและการตั้งโปรแกรมหารความถี่	40
รูปที่ 3.7	วงจรรูปฟิลเตอร์	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ ( ต่อ )

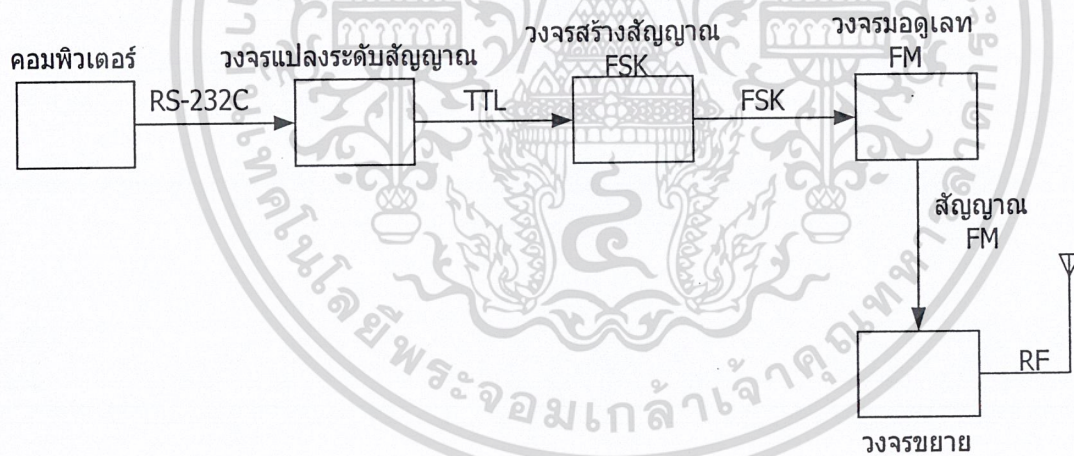
รูปที่ 3.8	บล็อกไดอะแกรมของไอซี MC3362	43
รูปที่ 3.9	วงจรฟรีแควนซ์ดีมอดูเลเตอร์	43
รูปที่ 3.10	แสดงวงจรขับมอเตอร์โดยใช้ MCS-51 และ ULN2003	44
รูปที่ 4.1	แสดงเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณ MAX 232	48
รูปที่ 4.2	สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนไฟตรง 0 V แทนลอจิก"0"	49
รูปที่ 4.3	สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนไฟตรง 5 V แทนลอจิก"1"	50
รูปที่ 4.4	เอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยม	50
รูปที่ 4.5	แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจร FSK เปรียบเทียบกับสเปกตรัม	51
รูปที่ 4.6	แสดงรูปเมื่อป้อนสัญญาณ 2,200 Hz ให้วงจรถอดรหัส FSK	52
รูปที่ 4.7	แสดงรูปเมื่อป้อนสัญญาณ 1,200 Hz ให้วงจรถอดรหัส FSK	52
รูปที่ 4.8	เอาต์พุตเมื่อทำการป้อนสัญญาณ FSK ให้กับวงจรถอดรหัส	53
รูปที่ 4.9	สัญญาณไซน์ที่ผลิตได้ที่มีความถี่กลางเท่ากับ 50 MHz	54
รูปที่ 4.10	สเปกตรัมของสัญญาณที่ผลิตได้จากวงจร โวลเตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์	54
รูปที่ 4.11	สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณ ไซน์ความถี่ 10 kHz ขนาด 100 mVpp	55
รูปที่ 4.12	สัญญาณที่ได้จากการหารความถี่ไป 64 เท่า	56
รูปที่ 4.13	สัญญาณที่ขา Lock Detect เมื่อวงจรสังเคราะห์ความถี่อยู่ในสถานะล็อก	57
รูปที่ 4.14	ระดับแรงดันที่ออกจากลูปฟิลเตอร์	58
รูปที่ 4.15	CH1 แสดงสัญญาณฟรีแควนซ์ซิงโครไนซ์ที่ป้อนให้กับวงจรมอดูเลเตอร์ CH2 แสดงสัญญาณที่เอาต์พุตที่ได้จาก ไอซี MC3362 .	59
รูปที่ 4.16	แสดงเครื่องส่งสัญญาณที่ใช้งานจริง	61
รูปที่ 4.17	แสดงเครื่องรับสัญญาณและควบคุมมอเตอร์	61

## บทที่ 1

### บทนำ

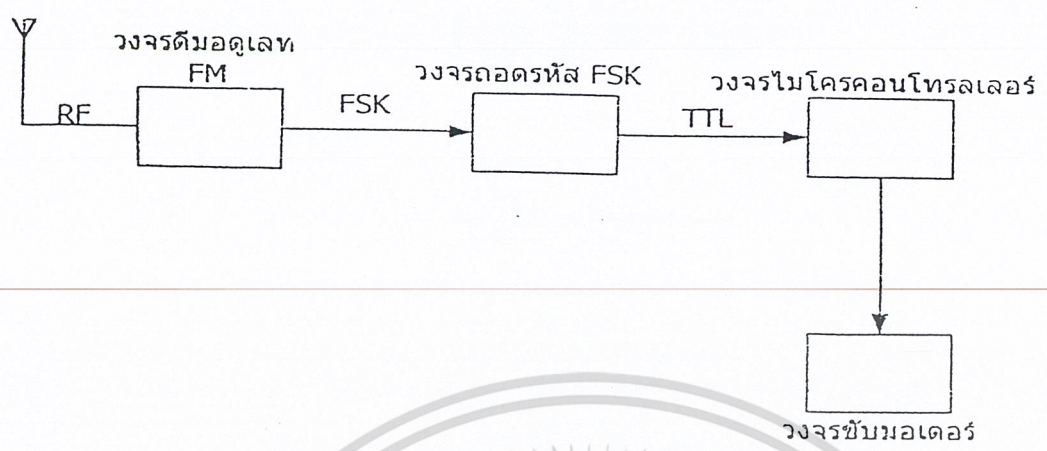
การสื่อสารเป็นการส่งข่าวสารจากผู้ส่งไปยังผู้รับ โดยมีจุดมุ่งหมายให้ผู้รับ รับรู้และตอบสนองต่อข่าวสารนั้นๆ ซึ่งปัจจุบันการสื่อสารก้าวหน้าไปพร้อมกับความก้าวหน้าทางเทคโนโลยี

สำหรับการสื่อสารไร้สายนั้นได้ทำการพัฒนามาเรื่อยๆ เพื่อที่จะแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆที่การสื่อสารแบบใช้สายไม่สามารถทำได้หรืออาจจะทำได้แต่ใช้ค่าใช้จ่ายสูงมากจนเกินไป ซึ่งในโครงการชิ้นนี้จะต้องการส่งสัญญาณเพื่อบังคับหุ่นยนต์ให้เดินส่งเอกสารภายในตัวอาคารได้นั้น ถ้าจะส่งข้อมูลชุดคำสั่งโดยใช้สายนำสัญญาณนั้นจะต้องประสบปัญหาเกี่ยวกับสายนำสัญญาณ ดังนั้นถ้าหากเราส่งข้อมูลชุดคำสั่งไปโดยใช้คลื่นวิทยุจะทำให้หุ่นยนต์สามารถจะเคลื่อนที่ไปในเส้นทางคดเคี้ยวได้ดีกว่า อีกทั้งเป็นการประหยัดในการใช้สายนำสัญญาณที่อาจมีขนาดยาวอีกด้วย ซึ่งในลักษณะของโครงการนี้จึงเลือกการสื่อสารไร้สายในการส่งสัญญาณจากคอมพิวเตอร์โดยที่ทางด้านส่งจะทำการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลแบบพรีเวเวนซีฟิเคชัน และนำไปมอดูเลตเพื่อที่จะทำการแพร่กระจายสัญญาณส่งออกอากาศด้วยวิธีการมอดูเลตทางความถี่ ส่วนในทางด้านรับนั้นก็เช่นเดียวกันเมื่อทำการรับสัญญาณมาแล้วก็จะทำการดีมอดูเลตสัญญาณ ออกมาเพื่อที่จะได้ชุดคำสั่งที่เป็นสัญญาณดิจิทัลเพื่อที่จะนำไปสั่งการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ต่อไป โดยมีบล็อกไดอะแกรมทั้งทางด้านส่งและด้านรับ ดังรูปที่ 1.1 และ 1.2



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคส่งของโครงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาครับของโครงการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการ

#### 2.1 การมอดูเลตเชิงมุม

ในการมอดูเลตสัญญาณโดยใช้คลื่นพาหุรูปไซน์นั้นนอกจากจะใช้สัญญาณข่าวสาร ไปควบคุมแอมพลิจูดของคลื่นพาหุให้เปลี่ยนแปลงตาม อันเป็นเหตุให้ได้สัญญาณเอเอ็มแล้วจะพบว่ายังมีพารามิเตอร์ของคลื่นพาหุอีกตัวหนึ่ง ที่จะใช้ขนาดสัญญาณของข่าวสารเข้ามาควบคุมได้คือ ค่ามุมหรือค่าเฟสของคลื่นพาหุการมอดูเลตที่เกิดจากการใช้สัญญาณข่าวสารมาทำให้ค่ามุมของคลื่นพาหุเปลี่ยนแปลงไปนี้มีชื่อว่าการมอดูเลตเชิงมุม ( angle - modulation)

ถ้ากำหนดให้คลื่นพาหุที่ยังไม่ได้มีการมอดูเลต คือ

$$\phi(t) = A \cos(\omega t + \theta) \quad (2-1)$$

การทำให้ค่า  $\theta$  ตามสมการ (2-1) แปรผันตามค่าขนาดของสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  ได้ จะทำให้เราได้สัญญาณที่เรียกว่า สัญญาณมอดูเลตเชิงมุม ( angle modulation signal ) ออกมา

#### 2.2 เอฟเอ็มและพีเอ็ม

ตามปกติค่า  $\theta$  ตามสมการ (2-1) จะมีชื่อเรียกว่าเฟสของคลื่นของรูปไซน์  $\phi(t)$  ทั้งนี้โดยทำการอ้างอิงเทียบกับสัญญาณ  $\cos(\omega_c t)$  ดังนั้น ถ้ามีการทำให้  $\theta$  แปรผันตามค่า  $m(t)$  ได้กล่าวคือ

$$\phi = k_p m(t) \quad (2-2)$$

โดย  $k_p$  เป็นค่าคงที่แล้ว เราจะกล่าวว่าสัญญาณ  $\phi(t)$  ตามสมการ (2-1) ที่มีคุณสมบัติดังที่กล่าวมาแล้วนั้นเป็น สัญญาณที่ถูกมอดูเลตเฟส ( phase modulate signal ) ซึ่งเรียกย่อว่า สัญญาณพีเอ็ม ( PM signal )

อย่างไรก็ดี ถ้าเราสามารถที่จะทำให้ค่า  $\theta$  นี้แปรผันตามค่าปริพันธ์ของสัญญาณข่าวสารได้กล่าวคือ

$$\theta = k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \quad (2-3)$$

โดยที่  $k_f$  คือค่าคงที่ เราจะเรียกสัญญาณที่เกิดขึ้นเป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตความถี่ ( frequency - modulate signal ) ซึ่งเรียกว่าสัญญาณเอฟเอ็ม ( FM signal ) สาเหตุที่ได้รูปเช่นนี้ก็เพราะว่า ค่าเฟสชั่วขณะ ( instantaneous phase ) ของสัญญาณรูปไซน์ใดๆนั้นมีความสัมพันธ์กับค่าความถี่ชั่วขณะ ( instantaneous - frequency ) ของสัญญาณนั้นดังนี้คือ

$$\omega_i(t) = \frac{d\theta_i(t)}{dt} \quad (2-4)$$

หรือ

$$\theta_i(t) = \int_{-\infty}^t \omega_i(\tau) d\tau \quad (2-5)$$

เป็นเรื่องที่จะต้องทำความเข้าใจด้วยว่า โดยคำจำกัดความนั้น ค่าเฟสชั่วขณะ  $\theta_i(t)$  จะหมายถึงค่ามุมเฟสทั้งหมดของสัญญาณรูปไซน์ กล่าวคือพจน์ทั้งหมดในวงเล็บที่เป็นตัวแปรของฟังก์ชันโคไซน์ในสมการ (2-1) และค่าความถี่ชั่วขณะ  $\omega_i(t)$  ของสัญญาณไซน์ใดๆนั้น จะหาได้จากความสัมพันธ์สมการ (2-4) เท่านั้น

### 2.3 เอฟเอ็มแบนด์แคบ

ในการส่งสัญญาณต่างๆจำเป็นต้องรู้ว่าสัญญาณนั้นมีอุปกรณ์อยู่ในช่วงความถี่เท่าไร เพื่อที่จะได้เลือกใช้กับตัวกลางที่มีแบนด์วิธที่เหมาะสมในการส่งสัญญาณนั้น การพิจารณาแบนด์วิธของสัญญาณเอฟเอ็มเมื่อ  $m(t)$  เป็นสัญญาณข่าวสารทั่วไปนั้นทำได้ลำบาก เพราะการมอดูเลตความถี่นั้น ไม่ใช่การมอดูเลตเชิงเส้นเหมือนสัญญาณเอเอ็ม การพิจารณา  $m(t)$  ในกรณีที่เป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่เดียวนั้น แม้จะไม่ทำให้เราเข้าใจคุณสมบัติของการมอดูเลตเอฟเอ็มได้ทั้งหมด แต่ก็ทำให้พออนุมานเกี่ยวกับเรื่องนี้ได้ ดังนั้นเราจึงจะพิจารณากรณีเช่นนี้ไว้เป็นพื้นฐาน โดยสมมติให้

$$m(t) = a \cos(\omega_m t) \quad (2-6)$$

ในกรณี  $m(t)$  จะไปทำให้ค่าความถี่ชั่วขณะของ  $\phi(t)$  เปลี่ยนไปจากค่าความถี่  $\omega_c$  ซึ่งหาได้จาก

$$\Delta\omega_f(t) = k_f m(t) \quad (2-7)$$

เนื่องจากค่า  $|\cos(\omega_m t)|$  มีค่ามากที่สุดคือ 1 ดังนั้นค่าเบี่ยงเบนของความถี่จาก  $\omega_c$  มากที่สุดก็คือ  $\Delta\omega$  จะมีค่าตาม

$$\Delta\omega = ak_f \quad (2-8)$$

ค่า  $\Delta\omega$  นี้มีชื่อเรียกว่า ค่าความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด (peak frequency deviation) ค่าความถี่ชั่วขณะ  $\omega_i(t)$  ของ  $\phi(t)$  ที่เวลาใดๆจะมีค่าเป็น

$$\omega_i(t) = \omega_c + \Delta\omega \cos(\omega_m t) \quad (2-9)$$

โดยนำสมการ (2-6) แทนใน

$$\phi_{FM}(t) = A_c \cos\left\{\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right\} \quad (2-10)$$

และอาศัยสมการ (2-8) จะได้

$$\begin{aligned} \phi_{FM}(t) &= A_c \cos\left\{\omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin(\omega_m t)\right\} \\ &= A_c \cos\{\omega_c t + \beta \sin(\omega_m t)\} \end{aligned} \quad (2-11)$$

โดยที่นี้กำหนดให้

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \quad (2-12)$$

และค่าที่จะได้เห็นต่อไปในหัวข้อเอฟเอ็มแบนกว้างว่าค่า  $\beta$  นี้มีความสำคัญในการกำหนดค่าแบนวิดท์อีกทั้งเราจะพบว่าค่าเอสเอ็นอาร์ที่เกิดในการดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มขึ้นอยู่กับ  $\beta$  ด้วย ดังนั้นจึงได้มีการกำหนดให้ค่า  $\beta$  นี้เป็นตัวชี้คุณสมบัติของสัญญาณเอฟเอ็มที่เรียกว่าดัชนีการมอดูเลต ( modulation - index ) ของสัญญาณเอฟเอ็ม

สำหรับในกรณีที่  $\beta$  มีค่าน้อย เราสามารถที่จะกระจายพจน์ทางขวามือของ (2-11) ได้โดยใช้อนุกรมเทเลอร์ (Taylor's series) ซึ่งจะให้ผลลัพธ์ดังนี้คือ

$$\begin{aligned} \phi_{FM}(t) \approx & A_c \cos(\omega_c t) - A_c \beta \sin(\omega_m t) \sin(\omega_c t) \\ & - \frac{A_c}{2} \beta^2 \sin^2(\omega_m t) \cos(\omega_c t) + \dots \end{aligned} \quad (2-13)$$

ในกรณีที่  $\beta$  มีค่าน้อยมากเราสามารถที่จะตัดพจน์ที่มีค่า  $\beta$  กำลังสูงจนอยู่ออกได้ ค่า  $\phi_{FM}(t)$  ที่มีคุณสมบัติเช่นนี้จะถูกกำหนดเรียกว่า สัญญาณเอฟเอ็มแบนแคบ ( narrow band FM ) ซึ่งจะเขียนแทนด้วย  $\phi_{NBFM}(t)$  ดังนั้นจะได้

$$\phi_{NBFM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) - A_c \sin(\omega_c t) \sin(\omega_m t) \quad (2-14)$$

และเมื่อใช้ความสัมพันธ์  $\sin(A)\sin(B) = \frac{1}{2} \{ \cos(A-B) - \cos(A+B) \}$  กับพจน์สุดท้ายของ (2-14) จะทำให้สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้ คือ

$$\begin{aligned} \phi_{FM}(t) = & A_c \cos(\omega_c t) - \frac{A_c \beta}{2} \cos\{(\omega_c - \omega_m)t\} \\ & + \frac{A_c \beta}{2} \cos\{(\omega_c + \omega_m)t\} \end{aligned} \quad (2-15)$$

จะเห็นจาก (2-15) ว่า  $\phi_{NBFM}(t)$  นั้นมีส่วนประกอบของความถี่อยู่ที่ความถี่  $\omega_c - \omega_m, \omega_c, \omega_c + \omega_m$  ซึ่งหมายความว่าแบนวิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มแบนแคบก็จะมีค่าเท่ากับ  $2\omega_m$  หรือ 2 เท่าของแบนวิดท์ของสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  ซึ่งเป็นค่าแบนวิดท์ที่เท่ากับแบนวิดท์ของสัญญาณเอเอ็ม ที่ได้ว่าเป็นแบนวิดท์ที่แคบซึ่งเป็นสาเหตุที่มาของชื่อเอฟเอ็มชนิดนี้ สำหรับในทางทฤษฎีแล้วมีการกำหนดว่าสัญญาณเอฟเอ็มจะเกิดอยู่ในแบนแคบดังกล่าวเมื่อค่า  $\beta < \frac{1}{\sqrt{10}} = 0.316$  แต่ในการใช้งานจริงทางปฏิบัติ นั้น  $\beta$  อาจมีค่าสูงได้ถึง 0.5

เมื่อพิจารณา  $\phi_{NBFM}(t)$  เปรียบเทียบกับ  $\phi_{AM}(t)$  ดังนี้

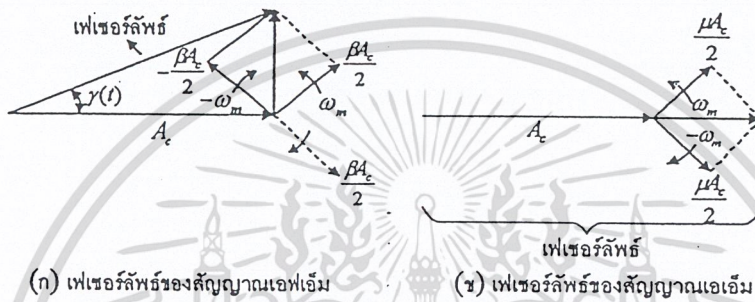
$$\phi_{AM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) + \mu A_c \cos(\omega_m t) \cos(\omega_c t) \quad (2-16)$$

ซึ่งจะกระจายรูปสมการออกได้เป็น

$$\phi_{AM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) + \frac{\mu A_c}{2} \cos\{(\omega_c - \omega_m)t\} + \frac{\mu A_c}{2} \cos\{(\omega_c + \omega_m)t\} \quad (2-17)$$

จะเห็นว่าสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบจะมีความคล้ายคลึงกับสัญญาณเอเอ็มมาก ดังนั้นจึงอาจอนุมานได้ว่า สัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบ (รวมทั้งพีเอ็มแบนด์แคบ) นั้นมีคุณสมบัติคล้ายกับสัญญาณเอเอ็มต่างกันเพียงแต่ค่าเฟสของสัญญาณแถบข้างเท่านั้น ซึ่งเป็นผลทำให้ขนาดของสัญญาณเอฟเอ็มมีค่าคงที่แต่ขนาดของสัญญาณเอเอ็มมีการเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่ใช้นามอดูเลต

โดยใช้หลักของเฟเซอร์ (Phasor) หรือเฟสเวกเตอร์ (phase vector) ของสัญญาณ เมื่อให้  $e^{j\omega_c t}$  เป็นเวกเตอร์อ้างอิง เราจะได้แผนผังของเฟสเซอร์ (phasor diagram) ของ  $\phi_{NBFM}(t)$  ตามสมการ (2-15) ดังแสดงในรูป 2.1ก และของ  $\phi_{AM}(t)$  ตามสมการ (2-17) ดังแสดงในรูป 2.1ข

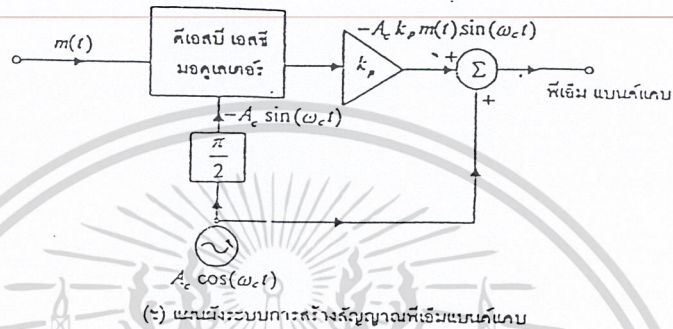
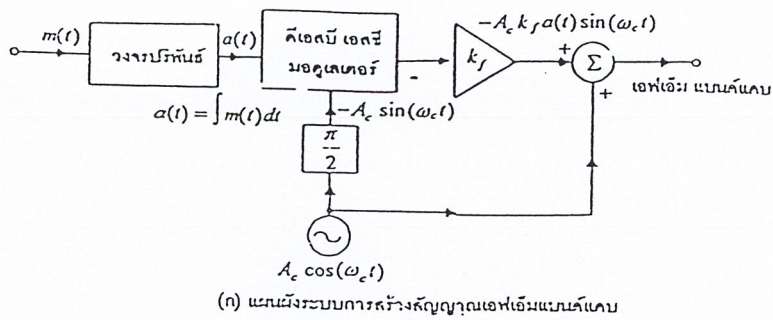


(ก) เฟเซอร์ลิทธ์ของสัญญาณเอฟเอ็ม

(ข) เฟเซอร์ลิทธ์ของสัญญาณเอเอ็ม

รูปที่ 2.1 เฟเซอร์ของสัญญาณเอฟเอ็มเทียบกับสัญญาณเอเอ็ม

โดยอาศัย (2-11) เมื่อพิจารณาว่า  $\beta \sin(\omega_m t)$  นั้นได้มาจาก  $k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$  เราสามารถที่จะเขียนแผนผังระบบการสร้างสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบได้ดังแสดงในรูป 2.2ก และเราจะได้แผนผังระบบการสร้างสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบดังแสดงในรูป 2.2ข ข้อดีของการสร้างเอฟเอ็มชนิดนี้ ก็คือออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ในระบบนี้เป็นแบบที่ผลิตความถี่ที่  $\omega_c$  เพียงค่าเดียว ดังนั้นจึงทำให้ระบบการผลิตสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบนี้ ถูกสร้างให้เกิดมีเสถียรภาพของความถี่ที่ดีได้ง่าย เพราะสามารถใช้ออสซิลเลเตอร์ผลึกได้



รูปที่ 2.2 แผนผังระบบการสร้างสัญญาณเอฟเอ็มและพีเอ็มชนิดเบนแคบ

2.4 เอฟเอ็มแบนด์กว้าง

เพื่อให้รู้แนวโน้มของการเกิดสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มที่ใช้ค่าดัชนีการมอดูเลต β ค่ามาก เราจะพิจารณาค่าความสัมพันธ์ของ ϕ<sub>FM</sub>(t) ตาม ( 2-11 ) ซึ่งเกิดจากสัญญาณ m(t) ซึ่งมีลักษณะเป็นคลื่นรูปไซน์ตาม (2-6) เราสามารถแทน ( 2-11 ) ได้ ในรูปแบบของฟังก์ชันเชิงซ้อน ดังต่อไปนี้ คือ

$$\begin{aligned} \phi_{FM}(t) &= \text{Re} [ A_c e^{j\{\omega_c t + \beta \sin(\omega_m t)\}} ] \\ &= \text{Re} [ A_c e^{j\omega_c t} e^{j\beta \sin(\omega_m t)} ] \end{aligned} \tag{2-18}$$

เพราะเรารู้ว่า e<sup>jβ sin(ω<sub>m</sub>t)</sup> เป็นสัญญาณเชิงซ้อนที่มีค่าคาบเวลาซึ่งมีค่าความถี่มูลฐาน คือ ω<sub>m</sub> ดังนั้น เราจึงสามารถที่จะกระจายมันออกอยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้ คือ

$$e^{j\beta \sin(\omega_m t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_m t} \tag{2-19}$$

โดย F<sub>n</sub> คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ ซึ่งจะหาได้โดยอาศัย

$$F_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{j\beta \sin(\omega_m t)} e^{-jn\omega_m t} dt \tag{2-20}$$

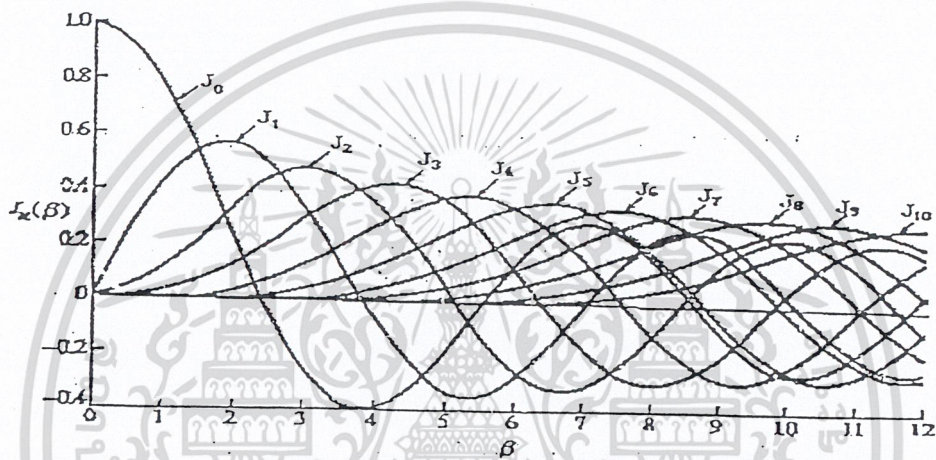
โดยอาศัยการเปลี่ยนแปลง ค่าตัวแปร x = ω<sub>m</sub>t =  $\frac{2\pi t}{T}$  จะได้

$$F_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{j(\beta \sin x - nx)} dx = J_n(\beta) \tag{2-21}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งใช้สัญลักษณ์แทนด้วย  $J_n(\beta)$  รูปร่างฟังก์ชัน  $J_n(\beta)$  มีดังแสดงในรูป 2.3 คุณสมบัติที่สำคัญของ  $J_n(\beta)$  เมื่อ  $n$  เป็นตัวเลขจำนวนเต็ม และ  $\beta$  เป็นค่าจริง ที่ต่อเนื่องกันสามารถสรุปได้ดังนี้ คือ

1.  $J_n(\beta)$  มีค่าจริง
2.  $J_n(\beta) = J_{-n}(\beta)$  เมื่อ  $n$  เป็นเลขคู่
3.  $J_n(\beta) = -J_{-n}(\beta)$  เมื่อ  $n$  เป็นเลขคี่
4.  $\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta) = 1$

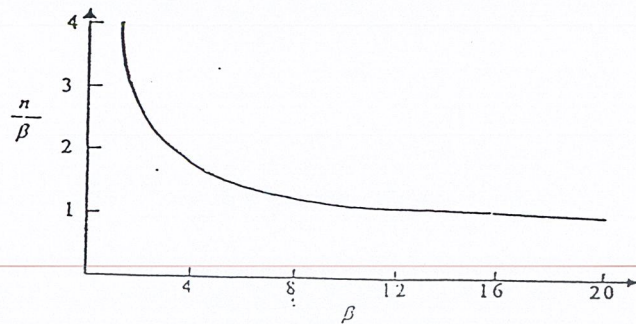


รูปที่ 2.3 ฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่หนึ่ง  $J_n(\beta)$

แทนค่าสมการ (2-21) ลงในสมการ (2-19) และแทนค่าที่ได้ลงในสมการ (2-18) จะได้

$$\begin{aligned} \phi_{FM}(t) &= \text{Re} \left\{ A_c e^{j\omega_c t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) e^{jn\omega_m t} \right\} \\ &= A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos\{(\omega_c + n\omega_m)t\} \end{aligned} \quad (2-22)$$

จะเห็นว่าสเปกตรัมของ  $\phi_{FM}(t)$  นั้นกระจายออกไปบนแกนความถี่ไม่มีสิ้นสุด ซึ่งหมายความว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มตามทฤษฎีนี้มีค่าอนันต์ แต่อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาให้ลึกลงไป จะพบว่าค่า  $|J_n(\beta)|$  นี้จะลดลงอย่างรวดเร็ว เมื่อ  $n > \beta$  โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อ  $\beta$  มีค่ามาก ดังนั้นจึงทำให้เรารู้ว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มนั้นเกิดอยู่ในช่วงความถี่ที่จำกัดที่ค่าของ  $J_n(\beta)$  มีค่าไม่หายไปเท่านั้นกราฟในรูป 2.4 แสดงค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $\frac{n}{\beta}$  กับค่า  $\beta$  ที่ทำให้ค่า  $|J_n(\beta)| \leq 0.01$  ซึ่งจะเห็นว่า



รูปที่ 2.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $\beta$  และค่า  $\frac{n}{\beta}$  ที่ทำให้ค่า  $|J_n(\beta)| \leq 0.01$

ค่า  $\frac{n}{\beta}$  มีค่าเข้าใกล้ 1 หรือ  $n$  ประมาณเท่ากับ  $\beta$  เมื่อ  $\beta$  มีค่ามาก คุณสมบัติเช่นนี้ ทำให้เราสามารถสรุปได้ว่า ถ้าแถบข้างที่มีนัยสำคัญ คือแถบข้างที่มีขนาดเกิน 1% ของขนาดของคลื่นพาห่ที่ยังไม่มีการมอดูเลตแล้วแบนด์วิดท์ที่มีนัยสำคัญของสัญญาณเอพเอ็มจะมีไซค์แบนด์ตัวท้ายสุดในแบนด์วิดท์เกิดขึ้นที่  $n \approx \beta$  เมื่อ  $\beta$  มีค่ามาก เพราะฉะนั้น ถ้าคิดโดยนัยสำคัญในทศนะคั้งกล่าวแล้วจะพบว่าค่าแบนด์วิดท์ (BW) ของสัญญาณเอพเอ็มตามสมการ (2-22) นั้นจะมีค่าประมาณ ได้ดังต่อไปนี้ คือ

$$\begin{aligned} BW &\approx 2n\omega_m \\ &\approx 2\beta\omega_m = 2\Delta\omega \end{aligned} \quad (2-23)$$

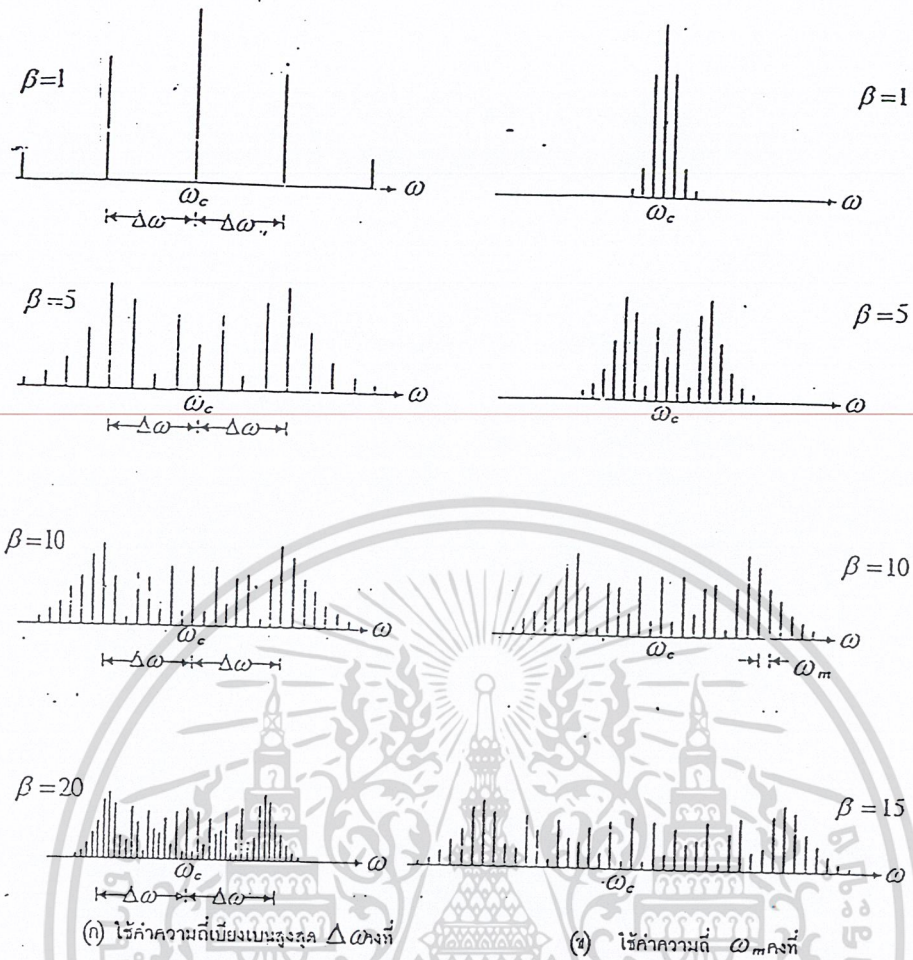
นั่นคือ

$$BW \approx 2\Delta\omega \quad \text{สำหรับ } \beta \text{ ค่ามาก} \quad (2-24)$$

สำหรับเมื่อ  $\beta$  มีค่าน้อยๆนั้น ซึ่งเป็นกรณีของเอพเอ็มแบนด์แคบ เราจะสังเกตจากรูป 2.3 ได้ว่าค่าขนาดของ  $J_n(\beta)$  ที่มีค่านัยสำคัญจะมีเพียง  $J_0(\beta)$  และ  $J_1(\beta)$  จะเห็นได้ว่ามันจะมีค่าแบนด์วิดท์เท่ากับค่าที่ทราบกันมาแล้วในหัวข้อที่ 2-2 คือ

$$BW \approx 2\omega_m \quad \text{สำหรับ } \beta \text{ ค่าน้อย} \quad (2-25)$$

สเปกตรัมของสัญญาณเอพเอ็มตามสมการ (2-22) ในกรณีที่  $\beta$  มีค่าต่างๆมีดังแสดงในรูป 2.5



รูปที่ 2.5 ภาพสเปกตรัมชนิดเส้นของสัญญาณเอฟเอ็มซึ่งมอดูเลตด้วยสัญญาณทดสอบรูปไซน์

เพื่อสรุปสูตรในการหาแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็ม สำหรับการมอดูเลตสัญญาณรูปไซน์ความถี่เดียว หรือที่นิยมเรียกกันว่า โทนมอดูเลชัน (tone modulation) นั้น คาร์สัน (J.R. Carson) ได้เสนอสูตรจากการประสมผสานสมการ (2-24) และสมการ (2-25) ในรูปต่อไปนี้คือ

$$BW \approx 2(\Delta\omega + \omega_m) \tag{2-26}$$

หรือเขียนในรูปใหม่ได้เป็น

$$BW \approx 2\omega_m(\beta + 1) \tag{2-27}$$

สมการ (2-26) และสมการ (2-27) รู้จักกันในชื่อของ กฎของคาร์สัน (Carson's rule) อย่างไรก็ตาม สำหรับสัญญาณข่าวสารทั่วไป มีรายงานว่า กฎนี้ใช้ได้ดี เมื่อ  $\Delta\omega \ll \omega_m$  เมื่อเงื่อนไข  $\Delta\omega \ll \omega_m$  ไม่เป็นจริงคือ ในกรณีของเอฟเอ็มแบนด์กว้าง (wide band FM: WBFM) หรือแบนด์ปานกลางได้มีการเสนอว่าควรใช้

$$BW \approx 2(\Delta\omega + \omega_m)$$

หรือ

$$BW \approx 2\omega_m(\beta + 2) \tag{2-28}$$

จะให้ผลลัพธ์ที่มีประสิทธิภาพกว่าผลลัพธ์จากกฎของคาร์สัน ดังนั้นจึงได้มีการสรุปเป็นสูตรที่มีความยืดหยุ่นว่าแบนด์วิดท์โดยนัยสำคัญของสัญญาณเอเอ็ม จะมีค่าที่คำนวณได้จากสูตร

$$BW \approx 2\omega_m(\beta + k) \quad \text{เรเดียนต่อวินาที} \quad (2-29)$$

โดย  $k=1$  เมื่อ  $\beta$  มีค่าน้อย และ  $k=2$  เมื่อ  $\beta$  มีค่ามาก และถ้าเราคิดว่า  $\omega_m$  คือ ค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  ซึ่งเท่ากับ  $2\pi\beta$  เรเดียนต่อวินาที เราจะพบว่าค่าแบนด์วิดท์ ตาม( 2-29 ) จะแปลงเป็นค่าแบนด์วิดท์ในหน่วยของเฮิรตซ์ได้ดังนี้ คือ

$$BW \approx 2f_m(\beta + k) \quad \text{เฮิรตซ์} \quad (2-30)$$

## 2.5 การสร้างสัญญาณเอเอ็มแบบค้ำว้างโดยตรง

วิธีการสามัญที่ผลิตสัญญาณเอเอ็มโดยตรง ก็คือการใช้สัญญาณ  $m(t)$  มาควบคุมเปลี่ยนค่าความเหนี่ยวนำ  $L$  หรือค่าความจุ  $C$  ของวงจรออสซิลเลเตอร์ทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งเมื่อค่า  $L$  หรือ  $C$  ของวงจรจูน ( tune circuit ) เปลี่ยนไป มันจะทำให้ค่าความถี่ของการออสซิลเลต คือ  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  เปลี่ยนไปด้วย และสำหรับการเปลี่ยนแปลงความถี่น้อย ๆ กล่าวคือ  $\Delta\omega \ll \omega_0$  ค่าส่วนกลับรากที่สองนี้สามารถประมาณได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงชนิดเชิงเส้นทำให้ได้การเปลี่ยนแปลงของ  $\omega_0$  เป็นไปตามค่าสัญญาณอินพุต  $m(t)$  อย่างเชิงเส้นได้

มีวิธีการหลายวิธีที่จะทำให้ค่า  $L$  และ  $C$  ของวงจรจูนนั้นเปลี่ยนแปลงไป ตามค่าสัญญาณ  $m(t)$  วิธีสามัญทั่วไป เมื่อ  $\omega_0$  อยู่ในย่านความถี่กลางและความถี่สูง อาจทำได้โดยการใช้  $m(t)$  ไปควบคุมแรงดันกลับ ( reverse-biased voltage ) ของไดโอดที่เรียกว่า วาเรียแคป ( variable capacitance diode ) หรือวาเรกเตอร์ไดโอด ( varactor diode ) ซึ่งจะทำให้ค่า  $C$  ของไดโอดนั้นเปลี่ยนแปลงไป เพอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงความถี่ที่เบี่ยงเบนนี้อาจมีค่าค่อนข้างน้อย การเพิ่มค่าเพอร์เซ็นต์ของความถี่ที่เบี่ยงเบนนี้ ทำได้โดยการทำมอดูเลตที่ความถี่สูง และใช้การย้ายความถี่ด้วยหลักการเฮเทอโรไดน์ ( heterodyne ) ลงมาสู่ความถี่ต่ำที่ใช้งานจริง

อีกวิธีหนึ่ง คือการใช้ควบคุมความถี่ของวงจรอาร์ซีโอออสซิลเลเตอร์ ( RC oscillator ) ด้วยเอฟอีที ( FET ) หรือ อุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติคล้ายกัน วงจรออสซิลเลเตอร์ใดๆก็ตามที่สามารถใช้แรงดันอินพุตมาควบคุมความถี่ของมันได้จะถูกเรียกว่า วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมได้ด้วยแรงดัน หรือ วีซีโอ เราสามารถที่จะใช้วีซีโอนี้มาผลิตสัญญาณเอเอ็มโดยตรง

## 2.6 การดีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็ม

ในการดีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มนั้น อาจทำได้ทั้งวิธีตรงและวิธีอ้อม วิธีตรงคือ วิธีที่ใช้ระบบที่มีคุณสมบัติการเปลี่ยนความถี่ไปเป็นโวลตจอย่างเชิงเส้น ที่เรียกกันว่าวงจรดิสคริมีเนตความถี่ ( frequency - discriminator ) และวิธีอ้อมที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับ ( FM demodulator with feedback : FMFB ) และการใช้เฟสล็อกกลูป ( phase- locked loop : PLL ) เป็นต้น อย่างไรก็ตามวิธีที่ถูกต้องประสงค์ของหนังสือเล่มนี้นั้นต้องการให้

เข้าใจถึงวิธีการคิ่มอดูเลทสัญญาณ โดยพื้นฐานเป็นเกณฑ์ ดังนั้นจึงจะกล่าวถึงวิธีการคิ่มอดูเลทสัญญาณแบบธรรมดา คือวิธีโดยตรงเท่านั้น

วิธีการคิ่มอดูเลทสัญญาณเอฟเอ็มโดยตรงที่ง่ายที่สุด ก็คือการใช้วงจรทำอนุพันธ์ตามอุดมคติ ( ideal - differentiator ) ร่วมกับวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ ซึ่งอธิบายได้ดังนี้คือจะพบว่าค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรทำอนุพันธ์ คือ  $H(\omega) = j\omega$  และคุณสมบัติที่เห็นได้ชัดก็คือขนาดของ  $H(\omega)$  แปรผันเป็นเชิงเส้นโดยสมบูรณ์กับความถี่ เพราะฉะนั้นถ้าสัญญาณเอฟเอ็มผ่านวงจรทำอนุพันธ์แล้วก็จะทำให้ได้เอาต์พุทที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ ซึ่งก็คือ ได้เอาต์พุทเปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณข่าวสารนั่นเอง ดังนั้นเมื่อนำสัญญาณเอาต์พุทที่ได้นี้ไปผ่านวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณก็จะได้สัญญาณข่าวสารออกมาตามต้องการ

ลักษณะสมการโดยทั่วไปของคลื่นเอฟเอ็ม ตาม

$$\phi_{FM}(t) = A_c \cos \left\{ \omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right\} \quad (2-35)$$

เมื่อทำการอนุพันธ์แล้วจะได้ผลลัพธ์ คือ

$$\frac{d\phi_{FM}(t)}{dt} = -A_c \left\{ \omega_c + k_f m(t) \sin \left\{ \omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right\} \right\} \quad (2-36)$$

ปกติการมอดูเลทความถี่นั้น จะใช้ค่า  $\omega_c \gg k_f m(t)$  ดังนั้นกรอบ  $E(t)$  ของ (2-36) จึงเหมือนกับสัญญาณเอเอ็ม คือ

$$E(t) = A\omega_c \left\{ 1 + \frac{k_f}{\omega_c} m(t) \right\} \quad (2-37)$$

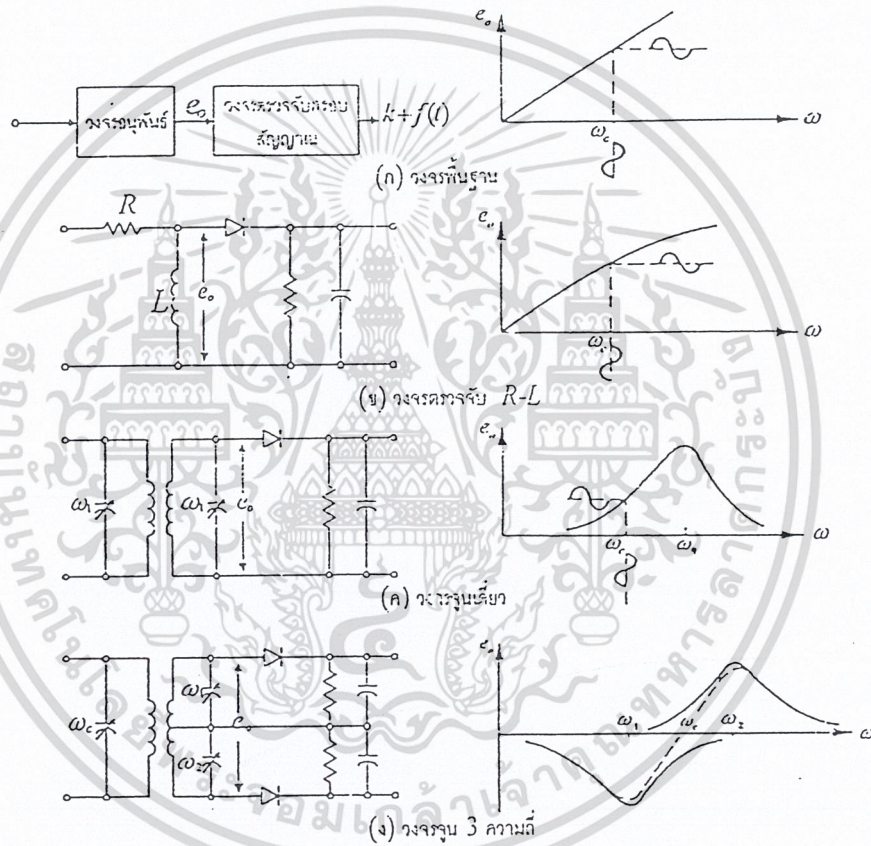
และค่าความถี่ชั่วขณะของคลื่นพาห้ตามสมการ (2-36) คือ

$$\omega_i = \omega_c + k_f m(t) \quad (2-38)$$

จะเห็นได้ว่าวงจรทำอนุพันธ์ทำหน้าที่เปลี่ยนคลื่นเอฟเอ็มให้เป็นเอเอ็ม ที่มีความถี่ของคลื่นพาห้เปลี่ยนแปลงอยู่เป็นเอฟเอ็มเช่นเดิม ดังนั้น จึงสามารถใช้วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณมาทำการตรวจจับสัญญาณ  $m(t)$  ออกจากส่วนที่เป็นเอนVELOPE ของสัญญาณเอาต์พุทของวงจรทำอนุพันธ์ตาม (2-36) ได้ ระบบการคิ่มอดูเลทสัญญาณชนิดนี้มีดังแสดงในรูปที่ 2.6ก

พฤติกรรมของวงจรอนุพันธ์ตามอุดมคติอาจจะประมาณโดยวงจรที่ประกอบจากตัวความต้านทานและขดลวดเหนี่ยวนำ ( RL ) หรือวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ซึ่งเมื่อนำมาต่อกับวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ จะได้วงจรดิสรูมิเนทความถี่ ดังแสดงในรูป 2.6 ข และ ค ตามลำดับ วงจรดิสรูมิเนทความถี่เหล่านี้ รู้จักกันในนามของ วงจรตรวจจับความชัน ( slope detector ) แม้ว่าวงจรตรวจจับความชันทั้งสองนี้จะทำได้โดยง่ายแต่มันก็มีขีดจำกัดในการใช้งาน คือความเป็นเชิงเส้นของอัตราการแปลงความถี่เป็นแรงดันนั้นมีช่วงแคบมากการแก้ไขให้ดีขึ้นอาจทำได้โดยการใช้วงจรจูน 3 ความถี่ ดังแสดงในรูป 2.6 ง วงจรนี้มีคุณสมบัติในการแปลงความถี่เป็นแรงดันที่มีความเป็นเชิงเส้นในย่านความถี่ที่กว้างขึ้น และมีข้อดีที่ค่าเอาต์พุทของวงจรมีค่าเป็นศูนย์ที่ค่าความถี่คลื่นพาห้

วงจรดิสคริมีเนทความถี่นั้นสามารถทำได้ในอีกหลายรูปแบบ ซึ่งอาจอาศัยวิธีการประยุกต์ใช้การตัดข้ามของสัญญาณผ่านค่าศูนย์ ( zero crossing ) หรือ วิธีการเปลี่ยนความถี่เป็นโวลเตจ หรือวิธีการใช้หลักการแปลงฮิลเบิร์ต ซึ่งมีความแม่นยำสูงก็ได้ หรืออาจใช้การเขียนแบบการมอดูเลทตำแหน่งพัลส์ก็ได้เช่นกัน



รูปที่ 2.6 การคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม โดยใช้วงจรในลักษณะต่างๆ  
ทางขวาเป็นคุณสมบัติเชิงความถี่ของวงจรทางซ้ายมือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 การแทรกสอดในระบบสัญญาณเอฟเอ็ม

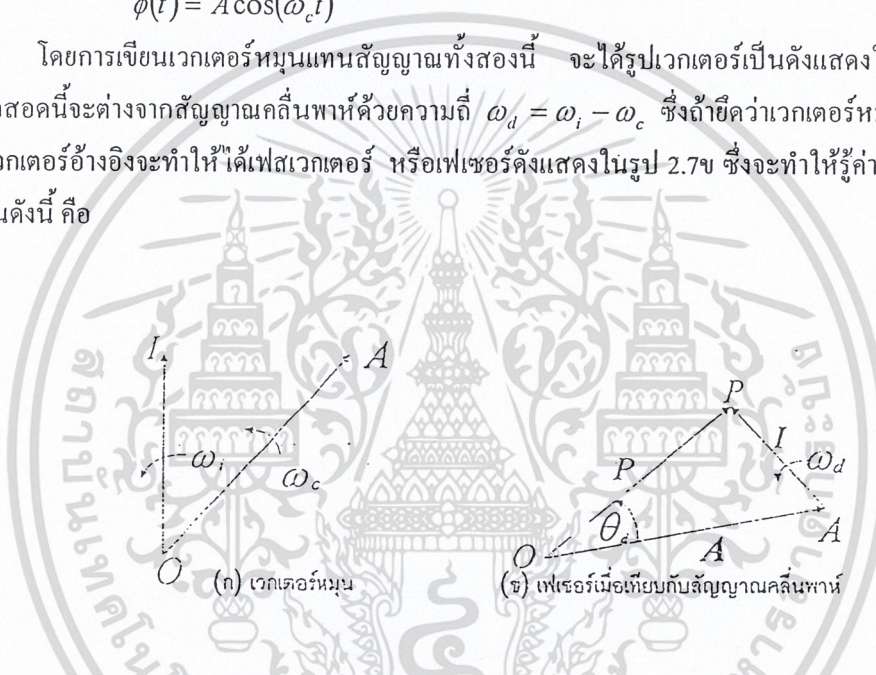
สัญญาณแทรกสอดในระบบสัญญาณเอฟเอ็มนั้นอาจมาจากสถานีวิทยุข้างเคียง ที่ใช้ค่าความถี่ของคลื่นพาห้ที่ใกล้เคียงกัน หรือใช้ความถี่ที่ทับกัน ในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลของการแทรกสอดดังต่อไปนี้คือ จะสมมติว่าสัญญาณแทรกสอดนั้นเป็นสัญญาณสถานีอื่น ซึ่งไม่มีการมอดูเลต กล่าวคือ มีแต่คลื่นพาห้เท่านั้นคือ กำหนดให้คลื่นแทรกสอด  $i(t)$  เป็นดังนี้ คือ

$$i(t) = I \cos(\omega_i t) \tag{2-39}$$

และกำหนดให้สถานีส่งที่ถูกแทรกสอดนั้นใช้คลื่นพาห้ คือ

$$\phi(t) = A \cos(\omega_c t) \tag{2-40}$$

โดยการเขียนเวกเตอร์หมุนแทนสัญญาณทั้งสองนี้ จะได้รูปเวกเตอร์เป็นดังแสดงในรูป 2.7ก สัญญาณแทรกสอดนี้จะต่างจากสัญญาณคลื่นพาห้ด้วยความถี่  $\omega_d = \omega_i - \omega_c$  ซึ่งถ้าชี้ว่าเวกเตอร์หมุนในแนว OA คือ A เป็นเวกเตอร์อ้างอิงจะทำให้ได้เฟสเวกเตอร์ หรือเฟเซอร์ดังแสดงในรูป 2.7ข ซึ่งจะทำให้รู้ค่าเฟเซอร์ P ในแนว OP ว่าเป็นอย่างนี้คือ



รูปที่ 2.7 การเขียนเวกเตอร์หมุนและเฟเซอร์แสดงผลที่เกิดจากการแทรกสอดของสัญญาณในระบบเอฟเอ็ม

$$\begin{aligned} P &= A + Ie^{j\omega_d t} \\ &= A + I \cos(\omega_d t) + jI \sin(\omega_d t) \\ &= e(t)e^{j\theta_d t} \end{aligned} \tag{2-41}$$

โดยในที่นี้ได้กำหนดให้

$$e(t) = \sqrt{[A + I \cos(\omega_d t)]^2 + [I \sin(\omega_d t)]^2} \tag{2-42}$$

และ

$$\theta_d(t) = \tan^{-1} \left[ \frac{I \sin(\omega_d t)}{A + I \cos(\omega_d t)} \right] \tag{2-43}$$

จะพบว่าถ้า  $I \ll A$  จะเป็นผลให้

$$\theta_d(t) \approx \frac{I}{A} \sin(\omega_d t) = \frac{I}{A} \sin(\omega_d t) \quad (2-44)$$

จากสมการของเฟเซอร์ จะเขียนแปลงเป็นสมการของคลื่นเอฟเอ็มได้ดังนี้

$$\phi_{FM}(t) = e(t) \cos(\omega_d t + \theta_d) \quad (2-45)$$

ปกติในการคิ่มอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม การกระเพื่อมของกรอบสัญญาณ  $e(t)$  จะถูกจำกัดโดยวงจรลิมิตเตอร์ ทำให้คิดได้ว่า  $e(t)$  จะไม่มีผลทำให้เกิดการรบกวนขึ้นกับสัญญาณเอาต์พุต แต่สัญญาณเอาต์พุตจริงๆจะได่มาจากการทำอนุพันธ์ของ  $\theta_d(t)$  เทียบกับเวลาตามหลักการในหัวข้อ 2.6 ดังนั้น เมื่ออาศัย (2-45) จะรู้ค่าเอาต์พุต  $v_d(t)$  ของวงจรคิ่สคริมิเนทความถี่ว่า คือ

$$v_d(t) = \frac{d\theta_d(t)}{dt} = \frac{I\omega_d}{A} \cos(\omega_d t) \quad (2-46)$$

ซึ่งค่า  $v_d(t)$  นี้คือ ค่าเอาต์พุตที่เกิดจากสัญญาณแทรกสอด  $i(t)$  ดังนั้น  $v_d(t)$  ส่วนนี้จะเป็นส่วนทำให้เกิดสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นที่เอาต์พุต ซึ่งเราจะเห็นได้ว่าอิทธิพลของสัญญาณแทรกสอดจะมีผลแปรผกผันกลับกับค่าแอมพลิจูดของคลื่นพาห้  $A$  กล่าวคือ ถ้าคลื่นพาห้มีขนาดแรง สัญญาณเอฟเอ็มจะกคค่าสัญญาณเอฟเอ็มมากๆ ( $\omega_d \approx 0$ ) ทั้งนี้เพราะค่าการรบกวนจากการแทรกสอดแปรผันโดยตรงกับ  $\omega_d$  ปรากฏการณ์เช่นนี้ มีชื่อเรียกว่า แคปเจอร์เอฟเฟกต์ (capture effect) เป็นที่น่าสนใจว่า ถ้าสถานีส่งเอฟเอ็มสองสถานีซึ่งมีค่าความถี่คลื่นพาห้ต่างกันเล็กน้อย คือมีความต่างกันอยู่ในย่านของสัญญาณเสียงแล้ว สัญญาณจากสถานีที่มีกำลังส่งมากจะกคสัญญาณเสียงจากสถานีที่มีกำลังส่งน้อยให้ไม่ปรากฏออกมาได้ด้วยผลของแคปเจอร์เอฟเฟกต์ดังกล่าวแล้ว

## 2.8 มาตรฐาน RS-232

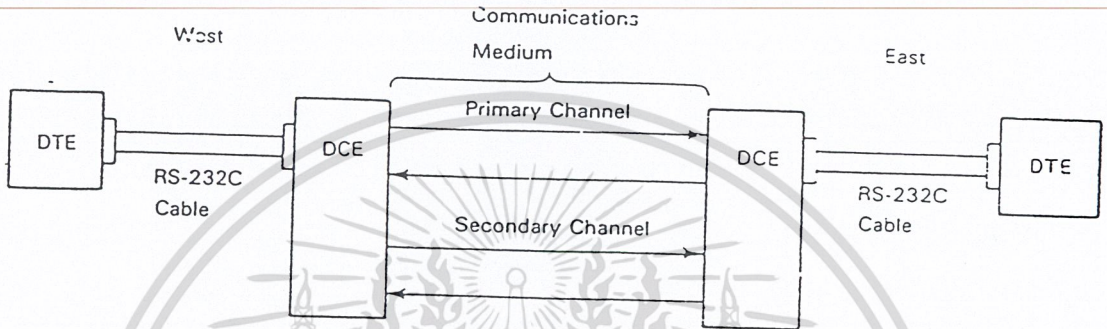
การเชื่อมต่อแบบอนุกรมนั้นอาจกล่าวได้ว่าเป็นวิธีการเชื่อมต่อสื่อสารทั่วไปของอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ไม่ว่าจะมาจากผู้ผลิตรายใดก็ตาม แต่เนื่องจากว่าผู้ผลิตสินค้าทางอิเล็กทรอนิกส์ต่างก็ออกแบบพอร์ตสื่อสารอนุกรมของตนขึ้นมา ทำให้มีความแตกต่างกันในรายละเอียดของพอร์ตหรือวิธีการในการรับส่งข้อมูล เพื่อให้แน่ใจว่าพอร์ตอนุกรมหนึ่งๆนั้นสามารถที่จะติดต่อสื่อสารกับพอร์ตอนุกรมอื่นๆ ได้โดยไม่มีปัญหาทางด้านเทคนิค องค์กรอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ของสหรัฐ (EIA) ก็ได้กำหนดมาตรฐานของการเชื่อมต่อและคุณสมบัติของพอร์ตสื่อสารอนุกรมขึ้นมาในปี 1969 มาตรฐานอันหนึ่งที่ได้รับการรับรองโดย EIA แล้วก็คือมาตรฐานที่ 232 แบบ C หรือเป็นที่รู้จักกันในชื่อของ RS-232-C (Regulation Standard No. 232 Type C) RS-232-C เป็นหนึ่งในมาตรฐานไม่กี่มาตรฐานที่ใช้กันอย่างกว้างขวางในอุตสาหกรรมการสื่อสารข้อมูล ทำให้ผู้ผลิตโมเด็มขึ้นมาด้วยมาตรฐานเดียวกันที่จะใช้ต่อกับอุปกรณ์ปลายทางอย่างไรก็ตามไม่ได้หมายความว่าโมเด็มนั้นจะใช้มาตรฐานนี้ทุกเครื่อง

มาตรฐาน RS-232-C นั้นแบ่งการเชื่อมต่อออกเป็นสองลักษณะคือ การต่อกับเทอร์มินัล (DTE : Data Terminal Equipment) และการต่อกับอุปกรณ์สื่อสารข้อมูล (DCE:Data Communication Equipment) ซึ่งกรณี

ปกติ DCE จะต้องต่อเข้ากับ DTE เสมอ ยกตัวอย่างเช่นการต่อโมเด็มเข้ากับเครื่อง PC โดยเครื่อง PC จะเป็นอุปกรณ์ DTE และโมเด็มก็จะเป็นอุปกรณ์ DCE

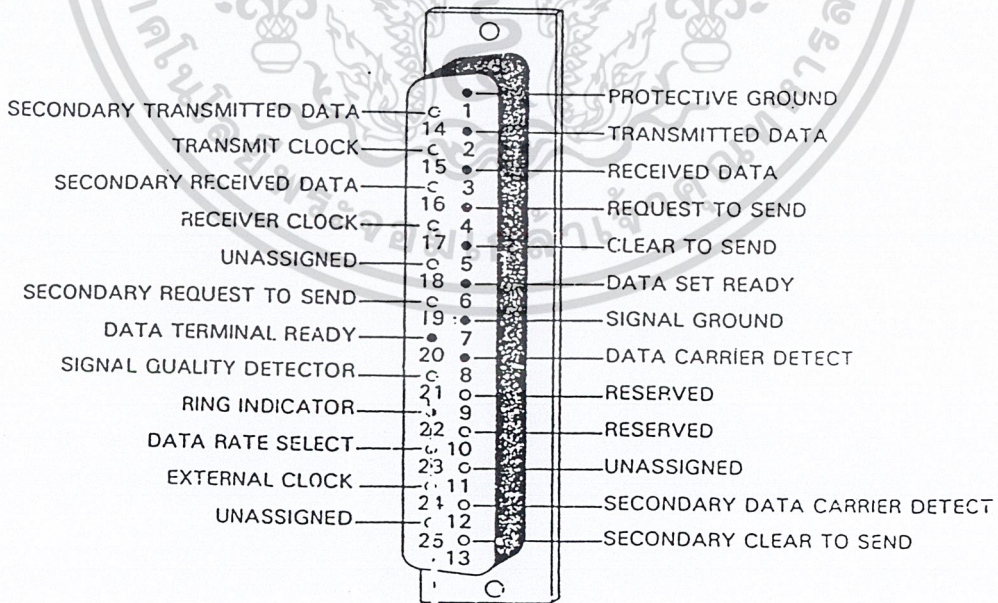
2.9 แบบจำลองของวงจรการสื่อสารแบบ RS-232-C

ข้อกำหนดตาม RS-232-C นั้นบอกถึงการเดินสายในเคเบิลที่ต่อระหว่าง DTE กับ DCE ตามรูป 2.8 เป็นเคเบิลที่ต่อกับปลั๊ก 25 ขา ที่เสียบเข้ากับคอนเนคเตอร์ “ serial port” ที่หลัง PC



รูปที่ 2.8 แสดงแบบจำลองของวงจรการสื่อสารที่ใช้ RS-232-C

หรืออุปกรณ์ปลายทางต่างๆปลั๊กนี้มีลักษณะดังแสดงในรูป 2.9 ประการแรกข้อกำหนดจะกำหนดระดับโวลเตจและคุณสมบัติทางไฟฟ้าอย่างอื่นของสายในเคเบิล พร้อมทั้งอธิบายหน้าที่ของมัน และเพื่อที่จะให้เข้าใจว่า DTE ควบคุมโมเด็มได้อย่างไร เราจำเป็นต้องเข้าใจแบบจำลอง หรือรูปแสดงแนวความคิดของตัวกลางการสื่อสารที่ใช้ในข้อกำหนด RS-232-C ด้วย รูปแบบนี้มีแสดงในรูป 2.8



รูปที่ 2.9 แสดงคอนเนคเตอร์ตัวเมียของ RS-232-C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวกลางการสื่อสารประกอบด้วย ช่องสัญญาณหลัก ( primary channel ) และช่องสัญญาณรอง ( secondary channel ) ช่องสัญญาณนั้นเป็นช่องทาง ( pipeline ) ที่สัญญาณไหลผ่านเท่านั้น ดังนั้นช่องสัญญาณหลักและช่องสัญญาณรองนั้นอาจจะมีอยู่ในสายคู่เดียวกันหรือคนละคู่ก็ได้เกี่ยวกับช่องสัญญาณ ก็คือแนวความคิดเรื่อง คลื่นพาห์ ( carrier ) คลื่นพาห์คือสัญญาณอนาล็อก ที่ความถี่ที่เหมาะสมที่จะเคลื่อนผ่านตัวกลางการสื่อสารได้ตัวพาห์เป็นตัวบรรจุข้อมูลที่เรียกว่า การมอดูเลตข้อมูล เพื่อนำข้อมูลผ่านตัวกลางการสื่อสารไปสู่จุดหมายมีวิธีการมอดูเลตหลายวิธี ในแต่ละช่องสัญญาณ มีสัญญาณคลื่นพาห์ 2 สัญญาณ แต่ละสัญญาณใช้สำหรับการส่งแต่ละทิศทาง ถ้าคลื่นพาห์ทั้งสองสามารถใช้ได้พร้อมกันช่องสัญญาณก็จะเป็นแบบชนิด ฟูลดูเพล็กซ์ แต่ถ้าต้องใช้สลับเวลากัน ช่องสัญญาณชนิดนั้นก็จะเป็นชนิด ฮาล์ฟดูเพล็กซ์

ช่องสัญญาณมีค่าความจุซึ่งมีค่าเท่ากับ จำนวนบิตต่อวินาทีที่มากที่สุดที่ช่องสัญญาณยอมให้ผ่านตัวมันไปได้ ช่องสัญญาณรองไม่จำเป็นที่จะต้องมียุติในทุคมิลิโชม แต่ถ้ามีอยู่แล้วค่าความจุ ( ความเร็ว ) ของมันจะน้อยกว่าค่าความจุของช่องสัญญาณหลัก เพราะถ้าไม่เป็นเช่นนั้นมันก็จะไม่มีแนวความแตกต่างระหว่างช่องสัญญาณหลักกับช่องสัญญาณรอง ข้อกำหนด RS-232-C กำหนดว่ามันไม่สามารถจะประยุกต์ใช้ได้กับตัวกลางสื่อสารที่มีค่าสูงกว่า 20,000 บิตต่อวินาที

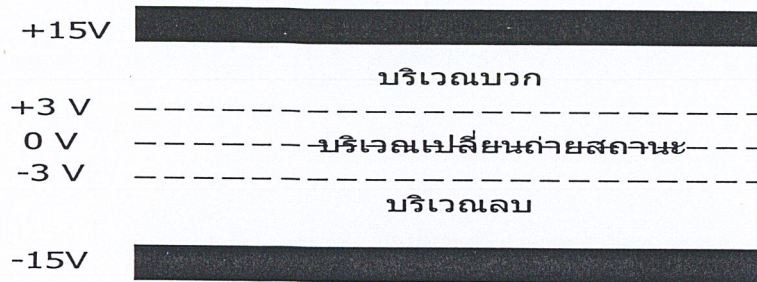
RS-232-C ปล่อยให้เลือกรูปแบบอย่างไรให้ขึ้นกับผู้ออกแบบโมเด็มเอง เป็นต้นว่า

- ช่องสัญญาณจะเป็น ฮาล์ฟ หรือ ฟูลดูเพล็กซ์
- ตัวกลางการสื่อสารจะเป็นแบบสวิทช์หรือแบบเช่าเฉพาะ
- ช่องสัญญาณจะเป็นแบบซิงโครนัส หรือ อะซิงโครนัส
- ช่องสัญญาณรองจะมีหรือไม่

เหล่านี้ล้วนแล้วแต่ผู้ออกแบบจะต้องการอย่างไรก็ได้ ผลก็คือจำนวนของสายในเคเบิล RS-232-C ที่ใช้ควบคุม DCE จะถูกใช้ไม่เท่ากัน ขึ้นอยู่กับการออกแบบบางทีอาจจะไม่มีโมเด็มแบบหนึ่งแบบใดเลยก็ได้ที่ใช้สายครบหมดทุกสายตาม RS-232-C

## 2.10 ข้อกำหนดทางไฟฟ้า

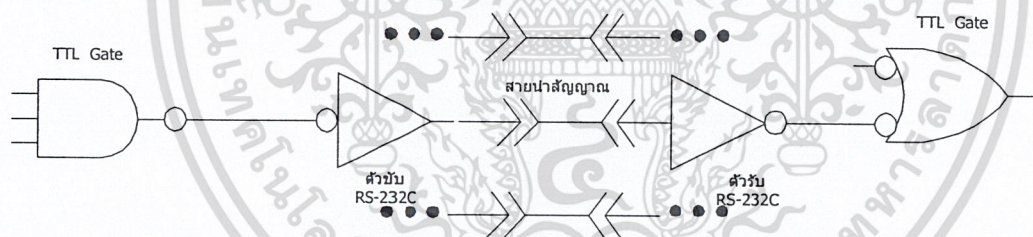
มีรายละเอียดเกี่ยวกับคุณสมบัติของสัญญาณไฟฟ้าบนสายแต่ละสายในเคเบิล RS-232-C มากมายแต่เพราะเราเกี่ยวข้องกับสัญญาณ ไบนารี ข้อจำกัดเกี่ยวกับโวลเตจจึงถูกกำหนดลงในสองบริเวณดังแสดงในรูป 2.10 บริเวณบวก ( positive region ) อยู่ระหว่าง +3 โวลต์ DC ถึง +15 โวลต์ DC และ บริเวณลบ ( negative region ) อยู่ระหว่าง -3 โวลต์ DC ถึง -15 โวลต์ DC บริเวณระหว่าง -3 โวลต์ ถึง +3 โวลต์ถือเป็น บริเวณเปลี่ยนถ่ายสถานะ ( transition region ) มีข้อกำหนดให้ สัญญาณจะมีสถานะอยู่ในบริเวณนี้ได้ไม่เกิน 1 มิลลิวินาที ในบริเวณเปลี่ยนถ่ายสถานะนี้จะไม่มีการกำหนดสถานะภาพให้กับสัญญาณแต่อย่างใด



รูป 2.10 แสดงระดับโวลเตจของสัญญาณที่มาตรฐาน RS-232-C กำหนดไว้  
บริเวณเหล่านี้ใช้เกี่ยวข้องกับสถานะไบนารีของสายสัญญาณในลักษณะที่เป็นเอกเทศ การแปลความหมาย  
ของระดับโวลเตจขึ้นอยู่กับหน้าที่ของสาย ซึ่งกำหนดแบ่งเป็นไปตามตาราง 2.1

WIRE FUNCTION	VOLTAGE LEVEL	
	Positive	Negative
Data	SPACE (0)	MARK (1)
Modem Control & Timing	On (asserted)	Off (negated)

ตาราง 2.1 หน้าที่ของสายและความหมายของโวลเตจที่กำหนดให้



รูปที่ 2.11 วงจรอินเทอร์เฟซ RS-232-C

เนื่องจากระดับโวลเตจดังกล่าวไม่พอเหมาะที่จะใช้กับ TTL ดังนั้นอินเทอร์เฟซสู่เคเบิล RS-232-C จึงต้องการวงจรภาคขับและภาครับเป็นพิเศษดังแสดงในรูป 2.11 ภาคขับและภาครับนี้สามารถหาได้ในรูป ไอซีตามท้องตลาดทั่วไป

RS-232-C นั้นจำกัดค่าความจุไฟฟ้าของสายสัญญาณ ( วัดเทียบกับกราวด์ ) อย่างมากที่สุด คือ 2500 pF สำหรับสายเคเบิลที่มีลวดและช่วงว่างระหว่างสายอย่างสามัญทั่วไป สายยาวประมาณ 50 ฟุต จะมีค่าความจุไฟฟ้าประมาณนั้น ดังนั้นถ้าไม่ใช่สายชนิดพิเศษแล้ว ระยะห่างมากที่สุดระหว่าง DTE และ DCE คือ 50 ฟุต หรือประมาณ 15 เมตร

## 2.11 ขาขั้วต่อ RS-232-C และหน้าที่

ตาราง 2.2 แสดงรายการขาขั้วต่อของ RS-232-C และชื่อสัญญาณที่ใช้ร่วมกับขาขั้วต่อนั้นคอลัมน์ขามือสุดเป็นชื่อย่อที่ใช้เรียกขานันๆ โดยจะจัดอธิบายเป็นกลุ่มตามประเภทของสัญญาณและหน้าที่ของมันโดยย่อ

ขาที่ 1 และขาที่ 7 เป็นขากราวด์ โดยขาที่ 1 เป็นกราวด์ของเครื่องเพื่อวัตถุประสงค์หลักในการป้องกันสัญญาณรบกวนโดยรอบ และลดการสอดแทรกของสัญญาณอันจะเกิดขึ้นได้ ขาที่ 7 เป็นขากราวด์ซึ่งใช้เพื่อต่อให้เกิดเส้นทางหรือจุดอ้างอิงร่วมกันของสัญญาณทุกชนิด ไม่ว่าจะเป็ข้อมูลสัญญาณนาฬิกา หรือสัญญาณควบคุมต่างๆ 7 นั้นจำเป็นต่อต่อระหว่าง DTE และ DCE เพื่อให้เครื่องทำงานร่วมกันได้อย่างถูกต้อง การต่อกราวด์ขา 7 นี้ ควรระวังเรื่องความต่างศักย์อันเนื่องมาจากความต้านทานของสายด้วย ถ้ากราวด์ไม่ดีมันก็จะเป็สาเหตุทำให้การรับข้อมูลมาตีความไม่ถูกต้องได้

ขาที่ 2 และขาที่ 3 เป็นขาสำหรับส่งและรับข้อมูลตามลำดับ คำว่าส่งหรือรับในที่นี้ให้ยึดเอาตัว CPU หรือ DTE เป็นหลักกว่าเป็นผู้ส่งหรือผู้รับ ตามเกณฑ์ของ RS-232-C DTE จะส่งข้อมูลออกมาที่ขา 2 และรับข้อมูลจากขา 3

ขาที่ 4 และ 5 คือขา RTS และ CTS สัญญาณบนขา 4 นั้น DTE ใช้แสดงต่อ DCE เมื่อประสงค์จะส่งข้อมูล สัญญาณ RTS นี้เอาไว้เพื่อเปิดเครื่อง โมเด็ม DTE จะไม่ส่งข้อมูลจนกระทั่งได้รับสัญญาณ CTS บนขา 5 จาก DCE ซึ่ง CTS เป็นสัญญาณตอบรับ DCE ว่าตัว DCE นั้นพร้อมในการสื่อสารแล้ว ในกรณีที่ DCE มีความพร้อม และเตรียมคลื่นพาห์ที่จะใช้ในการส่งข้อมูลอยู่แล้วไม่มีความจำเป็นจะต้องหน่วงเวลาระหว่าง RTS และ CTS

ขาที่ 6 และ 20 เป็นขา DSR และ DTR สัญญาณ DSR นั้น DCE ใช้แจ้ง DTE ให้รู้ว่าโมเด็มได้เปิดเครื่องร่อยอยู่แล้ว และก็ไม่ได้ปฏิบัติตัวอยู่ในโหมดทดลอง ( test mode ) กล่าวคือชุดสื่อสาร ( communication set ) นั้นเตรียมพร้อมอยู่แล้ว สัญญาณ DTR นั้นใช้เพื่อ DTE แจ้ง DCE ในการพร้อมที่จะตอบรับการสื่อสารที่จะมีผ่านโมเด็มเข้ามาแล้ว

ขาที่ 8 เป็นขาที่ใช้ในการตรวจจับการรับสัญญาณจากสาย บางครั้งอาจเรียกว่า data carrier detect แทนคำว่า carrier detect ที่ใช้ในตาราง 2.2 modem จะทำการยืนยันด้วยสัญญาณ CAR-DET ในเมื่อมันได้รับสัญญาณคลื่นพาห์ที่มีระดับพอเพียงกับเกณฑ์ ที่กำหนดไว้ในกรับส่งข้อมูล DTE ส่วนใหญ่ต้องการสัญญาณนี้ ก่อนที่จะมีการยอมส่งหรือรับข้อมูล และด้วยเหตุนี้เอง ในการส่งข้อมูลที่ไม่ผ่านโมเด็ม ( การส่งข้อมูลโดยตรงระหว่าง DTE ต่อ DTE ) ขาที่ 8 นั้นปกติจะถูกต่อโดยตรงกับขาที่ 20

ขาที่ 22 เป็นขา RI ( Ring Indicator ) สัญญาณนี้เป็นสัญญาณที่ DCE บอก DTE ว่า มีการเรียกโทรศัพท์เข้ามาตามสายปกติ โมเด็มจะถูกออกแบบให้เสมือนต่อโดยตรงอยู่กับสายโทรศัพท์ในกรณีที่โมเด็มเป็นแบบตอบรับอัตโนมัติ โมเด็มจะมีความสามารถในการตรวจรับ สัญญาณเรียกเข้ามาทางโทรศัพท์ได้ และจะส่งสัญญาณ RI สู่ DTE ในขณะที่มีสัญญาณเรียก ( ringing tone ) เข้ามา และโมเด็มจะทำการตอบรับโดยการจัดวงจรเสมือนมีการยกหูโทรศัพท์รับ เมื่อได้คำสั่งจาก DTE ซึ่งปกติ DTE จะสั่งให้โมเด็มตอบรับการสื่อสารนั้นโดยใช้สัญญาณ DTR ส่งผ่านขาที่ 20

ปกติสำหรับเครื่องคอมพิวเตอร์เล็กๆ ตามท้องตลาด มักจะเกี่ยวข้องกับขาข้อต่อ 10 ขา ที่กล่าวมาแล้วข้างต้นเป็นสำคัญ ขาอื่น ๆ นั้นจะมีความสำคัญรองลงไป

ขาที่ 15, 17, 21 และ 24 นั้นจะใช้เมื่อโมเด็มทำงานส่งแบบซิงโครนัส เพราะโมเด็มทางด้านส่งจะต้องส่งข้อมูลบางอย่าง ( 0 หรือ 1 ) ที่แต่ละช่องเวลาบิต ( bit time ) โมเด็มจะควบคุมจังหวะสัญญาณนาฬิกาจาก DTE และในทำนองเดียวกัน โมเด็มที่ทำหน้าที่รับก็จะต้องส่งบิตข้อมูลและจังหวะสัญญาณนาฬิกาที่รวมมาด้วยกันออกมาด้วย ขาที่ 15 และขาที่ 17 จะใช้สนองความต้องการเหล่านี้ และกรณีที่สัญญาณควบคุมไม่ได้เกิดจากโมเด็มทางด้านเครื่องส่ง เช่นในกรณีที่มีการมัลติพลิ๊กซ์รวมสถานีอื่น จะใช้การควบคุมผ่านขาที่ 24 และสำหรับขาที่ 24 และสำหรับขาที่ 21 นั้น จะใช้เพื่อแสดงว่าคลื่นพาห้เข้ามานั้นมีคุณสมบัติเป็นไปตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้ก่อนแล้ว

ขาที่ 23 ใช้เพื่อส่งสัญญาณเลือกอัตราการส่งสัญญาณข้อมูล ในกรณีที่โมเด็มเป็นแบบชนิดสามารถเปลี่ยนอัตราส่งข้อมูลได้ จะใช้ขาที่ 23 นี้เป็นตัวคอยควบคุม อัตราการส่งข้อมูลที่ใช้นั้นปรับโมเด็มทางด้านส่งจะเป็นตัวเลือกอัตราการส่งข้อมูลนี้ และจะแจ้งให้ทั้ง DTE ด้านส่ง และโมเด็มด้านรับให้บอก DTE ด้านรับอีกต่อหนึ่ง

ขาที่ 12, 13, 14, 16 และ 19 เป็นขาสัญญาณที่ใช้กับช่องสัญญาณรอง โมเด็มบางเครื่องจะมีช่องสัญญาณใช้สองช่องคือ ช่องสัญญาณหลักและช่องสัญญาณรอง ขาสัญญาณทั้ง 5 ของช่องสัญญาณรองนั้น มีหน้าที่เหมือนกับหน้าที่ทางช่องสัญญาณหลัก ต่างกันแต่ว่าอัตราการส่งสัญญาณทางช่องสัญญาณรองนั้น ปกติมักจะช้ากว่าอัตราการส่งของช่องสัญญาณหลัก และช่องสัญญาณรองนั้นจะมีทิศทางการส่งสัญญาณส่วนกันกับทิศทางของช่องสัญญาณหลัก เกี่ยวกับช่องสัญญาณรองนี้จะมีกล่าวถึงต่อไป

ลักษณะของข้อมูลที่ส่งผ่านอินเทอร์เฟซ RS-232-C นั้นเป็นการส่งแบบลำดับอาจจะเป็นแบบอะซิงโครนัสหรือแบบซิงโครนัสก็ได้ ขึ้นอยู่กับ DTE

Pin	Signal Name	Direction		Abbreviation
		DTE	DCE	
1	PROTECTIVE (FRAME) GROUND			
2	TRANSMIT DATA	→		XMT
3	RECEIVE DATA		←	RCV
4	REQUEST TO SEND	→		RTS
5	CLEAR TO SEND		←	CTS
6	DATA SET READY	→		DSR
7	SIGNAL GROUND (COMMON RETURN)			GRD
8	CARRIER DETECT		←	CAR_DET
9	-			
10	-			
11	-			
12	SECONDARY CARRIER DETECT		←	SEC_CAR_DET
13	SECONDARY CLEAR TO SEND		←	SEC_CTS
14	SECONDARY TRANSMIT DATA	→		SEC_XMT
15	TRANSMIT CLOCK (DCE SOURCE)	→		XMT_CLK
16	SECONDARY RECEIVE DATA		←	SEC_RCV
17	RECEIVE CLOCK		←	RCV_CLK
18	-			
19	SECONDARY REQUEST TO SEND	→		SEC_RTS
20	DATA TERMINAL READY	→		DTR
21	SIGNAL QUALITY DETECTOR		←	SQD
22	RING INDICATOR		←	RI
23	DATA RATE SELECTOR	→		DR_SEL
24	TRANSMIT CLOCK (DTE SOURCE)	→		XMT_CLK
25	-			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการขอเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ตารางที่ 2.2 การกำหนดขาของขั้ว RS-232-C

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.12 ฟรีแควนซีซีพีคียิ่ง (FSK)

ฟรีแควนซีซีพีคียิ่งเป็นหนึ่งในวิธีการมอดูเลตทางดิจิทัลที่ง่าย ฟรีแควนซีซีพีคียิ่งเป็นรูปแบบของไบนารีเอฟเอสเค (binary FSK) การมอดูเลตเชิงมุมที่มีค่าแอมพลิจูดที่คล้ายกับเอฟเอ็ม เพียงแต่ว่าสัญญาณที่นำมามอดูเลตเป็นสัญญาณไบนารีซึ่งเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่างระดับโวลเตจ 2 ค่าที่ไม่ต่อเนื่องกัน แทนสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง ซึ่งรูปสมการทั่วไปของไบนารีเอฟเอสเค ดังสมการ

$$v_{fsk}(t) = V_c \cos\{2\pi[f_c + v_m(t)\Delta f]t\} \quad (2-47)$$

โดยที่  $v_{fsk}(t)$  = สัญญาณไบนารี FSK

$V_c$  = แอมพลิจูดของคลื่นพาห์ (โวลต์)

$f_c$  = ความถี่กลางของคลื่นพาห์ (เฮิรตซ์)

$\Delta f$  = ความเบี่ยงเบนความถี่ (เฮิรตซ์)

$v_m(t)$  = สัญญาณไบนารีอินพุต ( $\pm 1$ )



รูปที่ 2.12 แสดงอินพุตและเอาต์พุตของไบนารีเอฟเอสเค

ในสมการ (2-48) ความถี่คลื่นพาห์ที่เปลี่ยนไป  $\Delta f$  เป็นสัดส่วนโดยตรงกับแอมพลิจูดและค่าของสัญญาณไบนารีอินพุต สัญญาณที่นำมามอดูเลต  $[v_m(t)]$  ที่ถูกนอมนัลไลซ์ คือ ที่ลอจิก 1 คือ +1 และส่วนของลอจิก 0 คือ -1 ดังนั้นถ้า

ลอจิก 1 เข้ามา  $v_m(t) = +1$  เพราะสามารถจะเขียนใหม่ได้เป็น

$$v_{fsk}(t) = V_c \cos\{2\pi[f_c + \Delta f]t\} \quad (2-48)$$

สำหรับสัญญาณอินพุตลอจิก 0 แล้ว  $v_m(t) = -1$  แล้วสมการจะกลายเป็น

$$v_{fsk}(t) = V_c \cos\{2\pi[f_c - \Delta f]t\} \quad (2-49)$$

ไบนารีเอฟเอสเค ความถี่คลื่นพาห์จะถูกเลื่อน (เบี่ยงเบน) โดยสัญญาณอินพุตที่เป็นไบนารี เนื่องจากไบนารีอินพุตเปลี่ยนแปลงจากลอจิก 0 เป็นลอจิก 1 ในทางกลับกันความถี่เอาต์พุตก็จะเลื่อนระหว่าง 2 ความถี่มาร์คหรือลอจิก 1 ( $f_m$ ) และความถี่สเปซหรือลอจิก 0 ( $f_s$ ) ถูกแยกออกจากความถี่คลื่นพาห์โดยการเบี่ยงเบนความถี่สูงสุด ( $f_c \pm \Delta f$ ) อย่างไรก็ตามความถี่มาร์คและสเปซกำหนดขึ้นมาจากความต้องการของระบบที่ออกแบบ

จากรูป 2.12 แสดงสัญญาณไบนารีอินพุตและรูปสัญญาณ FSK เอาต์พุตสำหรับ FSK มอดูเลเตอร์ เป็นอย่างที่แสดงดังรูปเมื่อสัญญาณไบนารีอินพุตเปลี่ยนจากลอจิก 1 เป็น 0 ในทางกลับกันความถี่ FSK

เปลี่ยนจากความถี่มาร์คเป็นความถี่สเปซและจากรูปความถี่มาร์คเป็นความถี่ที่สูงกว่า ( $f_c + \Delta f$ ) และความถี่สเปซจะเป็นความถี่ต่ำกว่า ( $f_c - \Delta f$ )

### 2.13 เอฟเฟกต์บิตเรทและบอดเรท

สำหรับไบนารีเอฟเฟกต์มีความเปลี่ยนแปลงในความถี่เอาท์พุท แต่ละเวลาตามการเปลี่ยนแปลงเงื่อนไขของลอจิกของสัญญาณ ไบนารีอินพุท เป็นเหตุให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของเอาท์พุทเท่ากับอัตราการเปลี่ยนแปลงของอินพุท ในการมอดูเลตแบบดิจิทัลอัตราการผลิตสัญญาณที่อินพุทของวงจรมอดูเลเตอร์เรียกว่า บิตเรท และมีหน่วยเป็น บิตต่อวินาที (bps) ส่วนอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เอาท์พุทของวงจรมอดูเลเตอร์เรียกว่า บอด

บอด มักจะมีการเข้าใจผิดและสับสนกับบิตเรทอยู่บ่อยๆ บอดเป็นอัตราการเปลี่ยนแปลงและเท่ากับกับเวลาของการสร้างสัญญาณเอาท์พุท ส่วนประกอบสำหรับเอฟเฟกต์เวลาที่ใช้สร้างสัญญาณเอาท์พุทเป็นเวลาที่น้อยที่สุดของทั้งความถี่มาร์คและสเปซเป็นเอาท์พุทซึ่งเท่ากับเวลา 1 บิต สัญญาณเอาท์พุทเปลี่ยนแปลงจากความถี่มาร์คไปเป็นความถี่สเปซ ในเวลาเดียวกันกับสัญญาณอินพุทเปลี่ยนจาก ลอจิก 1 เป็นลอจิก 0 มันเป็นที่เด่นชัดว่าเวลาที่น้อยที่สุดที่ความถี่มาร์คและความถี่สเปซจะถูกผลิตออกมาเท่ากับเวลา 1 บิต ดังนั้นสำหรับ ไบนารีเอฟเฟกต์เวลาในการผลิตสัญญาณและเวลาใน 1 บิตจะเท่ากัน อัตราการเปลี่ยนแปลงของอินพุทและเอาท์พุทจะเท่ากันด้วยเหตุนี้ บิตเรทและบอดจะต้องเท่ากัน

### 2.14 แบนด์วิดท์ของสัญญาณพรีแควนซ์ซีพียิ่ง (FSK Bandwidth)

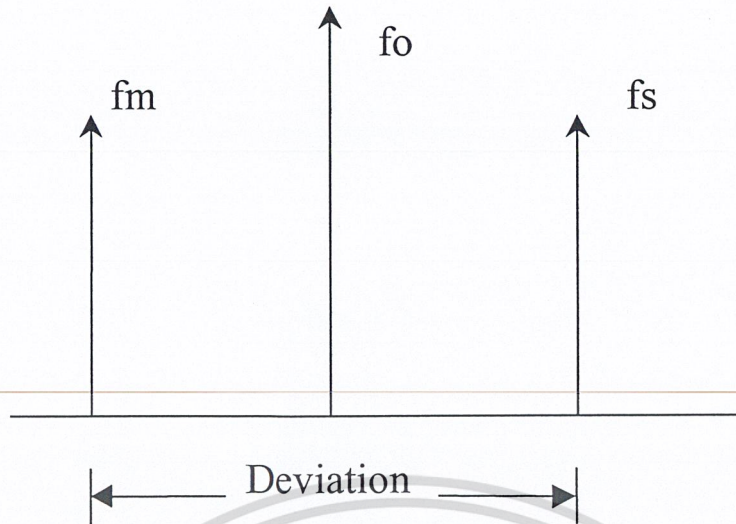
ในการสื่อสารข้อมูลด้วยสัญญาณความถี่นั้นแบนด์วิดท์เป็นสิ่งที่ต้องพิจารณาเป็นอันดับแรก เนื่องจากวิธีการของสัญญาณพรีแควนซ์ซีพียิ่ง อยู่บนพื้นฐานเดียวกันกับวิธีการของการมอดูเลตทางความถี่ดังนั้นการอธิบายถึงสูตรต่างๆก็ใช้หลักการของการมอดูเลตทางความถี่ทุกอย่างจากรูปที่ 2.12 แสดงถึงตัวพรีแควนซ์ซีพียิ่งมอดูเลตซึ่งใช้หลักการเดียวกับ ตัวมอดูเลตทางความถี่ คือใช้หลักการของวงจรมอดูเลตแบบพรีแควนซ์ซีพียิ่งจะเห็นว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เร็วที่สุดของสัญญาณอินพุทจะเกิดขึ้นเมื่อข้อมูลไบนารีมีลักษณะเป็น 1 และ 0 สลับกันซึ่งก็คือสัญญาณสี่เหลี่ยมนั่นเอง ( Square Wave )

ความถี่หลักของคลื่นสี่เหลี่ยมจะเท่ากับครึ่งหนึ่งของอัตราการส่งข้อมูล ดังนั้นถ้าพิจารณาเฉพาะความถี่หลักเพียงอย่างเดียวแล้วความถี่สูงสุดของสัญญาณดิจิทัลที่ต้องการนำมามอดูเลตแบบพรีแควนซ์ซีพียิ่งจะเท่ากับครึ่งหนึ่งของ อัตราการส่งข้อมูล คือ

$$f_{a \max} = \frac{\text{bit Rate}}{2} \quad (2-50)$$

เมื่อ  $f_{a \max}$  เป็นความถี่สูงสุดของสัญญาณดิจิทัลที่จะนำมามอดูเลต

ความถี่กลาง ( Center Frequency :  $f_0$  ) ของวงจรมอดูเลตจะอยู่ในตำแหน่งกลางระหว่าง ความถี่มาร์คและความถี่สเปซ ดังแสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 แสดงตำแหน่งของสเปกตรัมของความถี่ต่างๆ

ลอจิก 1 ด้านอินพุตจะเลื่อนความถี่ของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์ จาก  $f_o$  ไปเป็น  $f_s$  จะเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงของ ข้อมูลไบนารีด้านอินพุตจาก “1” ไป “0” หรือ “0” ไป “1” จะทำให้ความถี่เอาท์พุทของวงจรแรงดันออสซิลเลเตอร์ เลื่อนหรือเบี่ยงเบนกลับไปมาระหว่าง  $f_m$  กับ  $f_s$  เนื่องจากได้กล่าวมาแล้วฟรีควีนซ์ชีพคียิ่งนั้นก็คือ การมอดูเลตทางความถี่ ดังนั้นการมอดูเลต (Modulation Index :MI) ในฟรีควีนซ์ชีพคียิ่ง ก็ทำได้จากการมอดูเลตทางความถี่

$$MI = \frac{\Delta f}{f_a} \quad (2-51)$$

เมื่อ MI = ดัชนีการมอดูเลต

$\Delta f$  = การเบี่ยงเบนของความถี่ใดๆจากความถี่กลาง (Hz)

$f_a$  = ความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลต (Hz)

ค่า MI ที่ยอมให้ได้สูงสุดคือ ค่า MI ที่ทำให้แบนด์วิดท์กว้างที่สุดซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อการเบี่ยงเบนของความถี่ถูกมอดูเลตแล้ว และความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลตมีค่าสูงสุด

ในฟรีควีนซ์ชีพคียิ่งมอดูเลต ค่า  $\Delta f$  เป็นการเบี่ยงเบนของความถี่สูงสุด ( Peak Frequency - Deviation ) ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตซึ่งมีค่าเท่ากับความแตกต่างระหว่าง  $f_m$  หรือ  $f_o$  กับ  $f_s$  ซึ่งก็คือครึ่งหนึ่งของความแตกต่างระหว่าง  $f_m$  กับ  $f_s$  นั่นคือ

$$\Delta f = \frac{(f_s - f_m)}{2} \quad (2-52)$$

การเบี่ยงเบนของความถี่สูงขึ้นอยู่กับขนาดหรือแอมพลิจูดสัญญาณที่นำมามอดูเลต ( สัญญาณดิจิทัล ) เมื่อสถานะทางลอจิกเป็น “1” ให้แรงดันออกมาค่าหนึ่งคงที่ตาม (เช่น 5 โวลต์) หรือ ถ้าในลอจิก “0” แรงดันออกมามากที่สุดในระดับลอจิกเช่นกัน (เช่น 0 โวลต์)

$$MI = \frac{(f_s - f_m)}{f_b} \quad (2-53)$$

เมื่อ  $f_s - f_m$  = ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด

$f_b$  = อัตราบิตของไบนารีอินพุต

ในการส่งสัญญาณการมอดูเลตความถี่โดยทั่วไป ความกว้างของแบนด์วิดท์จะแปรผันตรงกับค่า MI ซึ่งเช่นเดียวกับ ฟรีแควนซีซิงคัลที่ค่า MI โดยทั่วไป จะต้องมิต่ำกว่า 1.0 เพื่อให้เป็น เอฟเอ็มแบนด์แคบค่าแบนด์วิดท์ที่แคบที่สุดเรียก Minimum Nyquist Bandwidth ( $f_b$ ) ตัวอย่างเช่น การส่งข้อมูลแบบฟรีแควนซีซิงคัลมีความถี่กลาง ( $f_0$ ) = 7 kHz ความถี่สเปซ ( $f_s$ ) = 5 kHz และความถี่มาร์ค ( $f_m$ ) = 9 kHz ข้อมูลไบนารีอินพุตมี bit Rate = 4 สามารถหา การมอดูเลตทางความถี่ได้ดังนี้

$$MI = \frac{(5\text{kHz} - 9\text{kHz})}{4\text{kHz}}$$

$$MI = 1.0$$

## 2.15 ไมโครคอนโทรลเลอร์ ของตระกูล MCS — 51

### 2.15.1 คุณสมบัติของ ไมโครคอนโทรลเลอร์ ของตระกูล MCS — 51

- ต้องการแหล่งจ่ายไฟ +5v ชุดเดียว
- มีหน่วยความจำ โปรแกรม ( Program Memory ) ขนาด 4 กิโลไบต์ สำหรับเบอร์ 8051 และ 8031 สำหรับ เบอร์ 8052 ขึ้นไปมีถึง 8 กิโลไบต์
- มีหน่วยความจำสำหรับเก็บข้อมูล ( Data Memory ) ขนาด 128 ไบต์ สำหรับ เบอร์ 8052 ขึ้นไปมีถึง 256 ไบต์
- หน่วยความจำสำหรับเก็บโปรแกรมและข้อมูลแยกจากกันอย่างละ 64 กิโลไบต์
- มี ไทมเมอร์ เคาน์เตอร์ ขนาด 16 บิต 2 ชุด
- รับ อินเตอร์รัพท์ได้ 6 แหล่ง 5 เวคเตอร์
- มีพอร์ตรับส่งข้อมูลอนุกรม ( UART ) 2 พอร์ตแบบ Full Duplex เลือกgrupได้ 4 โหมด
- มีคำสั่งในการทำ AND , OR หรือ Complement ได้ทั้งแบบ 8 บิตและ 1 บิต

### 2.15.2 โครงสร้างภายในของ 8051

MCS — 51 ใช้เทคโนโลยีในการผลิตเป็นแบบ NMOS และ CMOS โครงสร้างภายในสำหรับเบอร์ 8051 ดังแสดงในรูปที่ 2.14

#### พอร์ตของ 8051

8051 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 40 ขา ซึ่งมีขาต่างๆ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## พอร์ตของ 8051

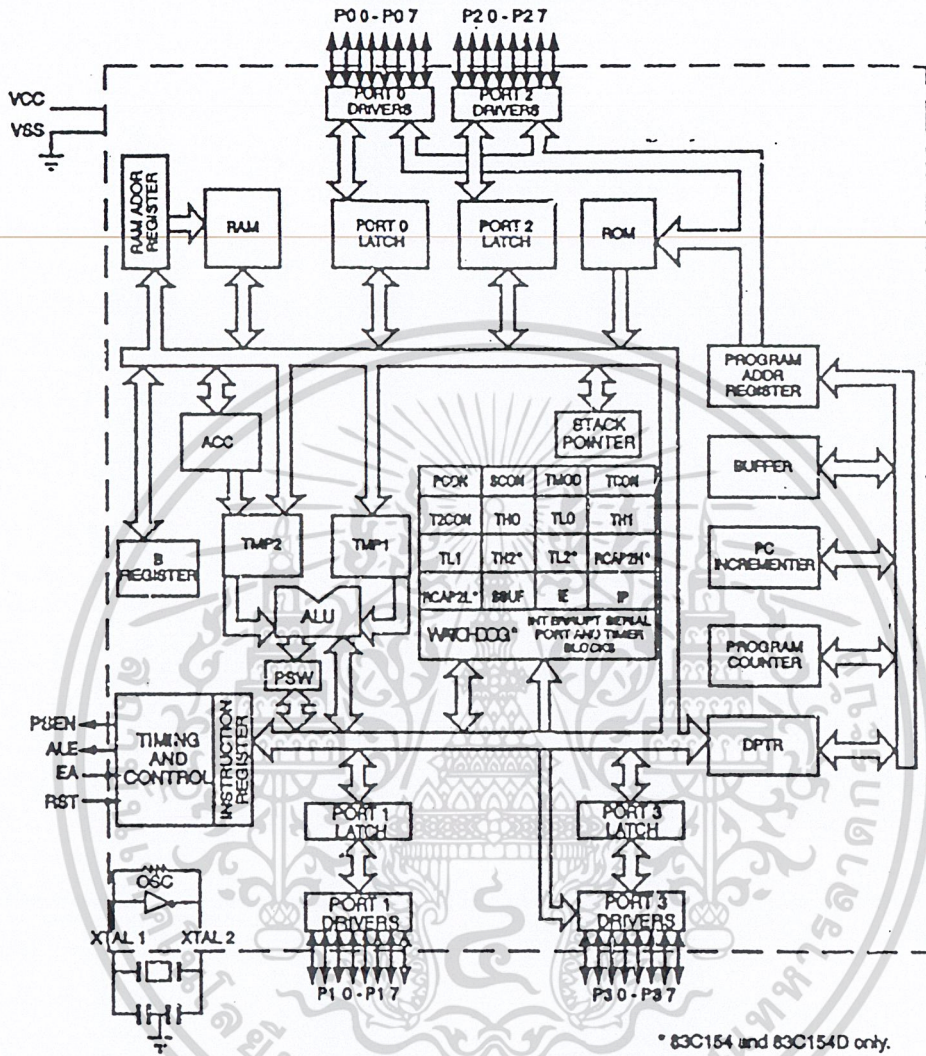
8051 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 40 ขา ซึ่งมีขาต่างๆ ดังนี้

- Vcc (ขา 40) ต่อกับ + 5V
- Vss (ขา 20) ต่อกับ GND
- พอร์ต 0 (ขา 32 – 39) มีทั้งหมด 8 บิต คือ (P0.0 – P0.7) มีโครงสร้างแบบ Open-Drain Bi-directional ดังรูปที่ 2.15

พอร์ต 0 (ขา 32 – 39) มีทั้งหมด 8 บิต คือ (P0.0 – P0.7) ใช้งานได้ 2 หน้าที่ คือ แอคเตสบัตและดาต้าบัต เมื่อต้องการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกหรือเป็นไอโอพอร์ต ถ้าต้องการให้ทำงานเป็นอินพุทพอร์ตต้องส่งลอจิก “1” ไปยังพอร์ตนี จะมีผลให้ Q ของ D-FF เป็น “1” ทำให้ FET ตัวล่างมีสถานะ OFF สัญญาณที่ใช้อ่านอินพุทพอร์ตนีโดยส่งสัญญาณ READ LATCH ไปกระตุ้นที่ Tri-State Buffer ตัวบนและการอ่าน Port (pin) จะใช้สัญญาณ READ (pin)

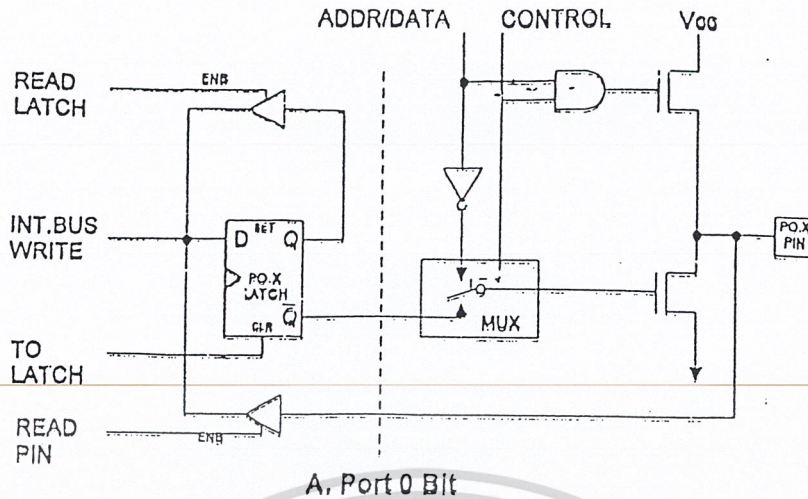
พอร์ต 1 (ขา 1 – 8) มีทั้งหมด 8 บิตคือ (P1.0 – P1.7) มีโครงสร้างคล้าย พอร์ต 0 แต่จะใช้ความต้านทานภายในพูลอัพแทน

พอร์ต 2 (ขา 21 – 28) มีทั้งหมด 8 บิตคือ (P2.0 – P2.7) มีโครงสร้างคล้ายพอร์ต 0 โดยมี FET ตัวล่างตัวเดียวส่วนด้านบนใช้ความต้านทานพูลอัพแทนพอร์ตนีทำงาน 2 หน้าที่ คือสามารถใช้งานเป็นแอคเตสบัตขนาด 8 บิต (A15 – A8) และเป็น ไอโอพอร์ต ใช้งานทั่วไปเมื่อจะใช้งานเป็นอินพุทพอร์ต ต้องส่งลอจิก “1” มาที่พอร์ตนีก่อนเพื่อบังคับให้ FET อยู่ในสถานะ OFF



รูปที่ 2.14 แสดง 8051 บล็อกไดอะแกรมของ MCS - 51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



A, Port 0 Bit

รูปที่ 2.15 แสดงโครงสร้าง พอร์ต 0

พอร์ต 3 (ขา 10 — 17) มีทั้งหมด 8 บิตคือ ขา (P3.0 — P3.7) มีโครงสร้างคล้ายพอร์ต 1 ทำงานได้ 2 หน้าที่ คือ เป็นไอโอพอร์ตถ้าจะให้ป็นอินพุตต้องส่งลอจิก “1” มาที่พอร์ตนี้อีกหนึ่งหน้าที่หนึ่งคือ ใช้ส่งสัญญาณควบคุมออกมา และรับสัญญาณเข้ามาไปสัญญาณต่างๆดังนี้

P3.0 RXD ( Serial Input Port ) เป็นขาที่ใช้รับข้อมูลแบบอนุกรม ( UART )

P3.1 TXD ( Serial Output Port ) เป็นขาที่ใช้ส่งสัญญาณแบบอนุกรม ( UART )

P3.2 INT0 ( External Interrupt Port 0 ) ใช้รับสัญญาณการขัดจังหวะจากภายนอกเบอร์ 0

P3.3 INT1 ( External Interrupt Port 1 ) ใช้รับสัญญาณการขัดจังหวะจากภายนอกเบอร์ 1

P3.4 T0 ( Counter 0 External Input ) ขารับสัญญาณพัลส์อินพุตเข้าไปยังวงจร counter 0

P3.5 T1 ( Counter 1 External Input ) ขารับสัญญาณพัลส์อินพุตเข้าไปยังวงจร counter 1

P3.6 WR ( External Data Memory Write Strobe ) ขาสัญญาณควบคุมการเขียนข้อมูลจากหน่วยความจำข้อมูลภายนอก

P3.6 RD ( External Data Memory Read Strobe ) ขาสัญญาณควบคุมการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำข้อมูลภายนอก

ขา ALE ( ขา 30 ) เป็นขาส่งสัญญาณใช้ในการแลตซ์แอดเดรสไบต์ต่ำ ( A7 — A0 ) ที่ส่งออกมาจากพอร์ต 0 สัญญาณนี้จะแอกทีฟทุกๆ 2 ครั้ง ใน 1 แมซซึนไซเคิล

ขา PSEN ( ขา 29 ) เป็นขาสโตรบที่ใช้สำหรับอ่านข้อมูลจาก Program Memory ภายนอก สัญญาณนี้จะส่งออกมา 2 ครั้งในแต่ละแมซซึนไซเคิลแต่ถ้าเป็นการอ่าน Internal Program Memory จะไม่มีสัญญาณออกที่ขานี้

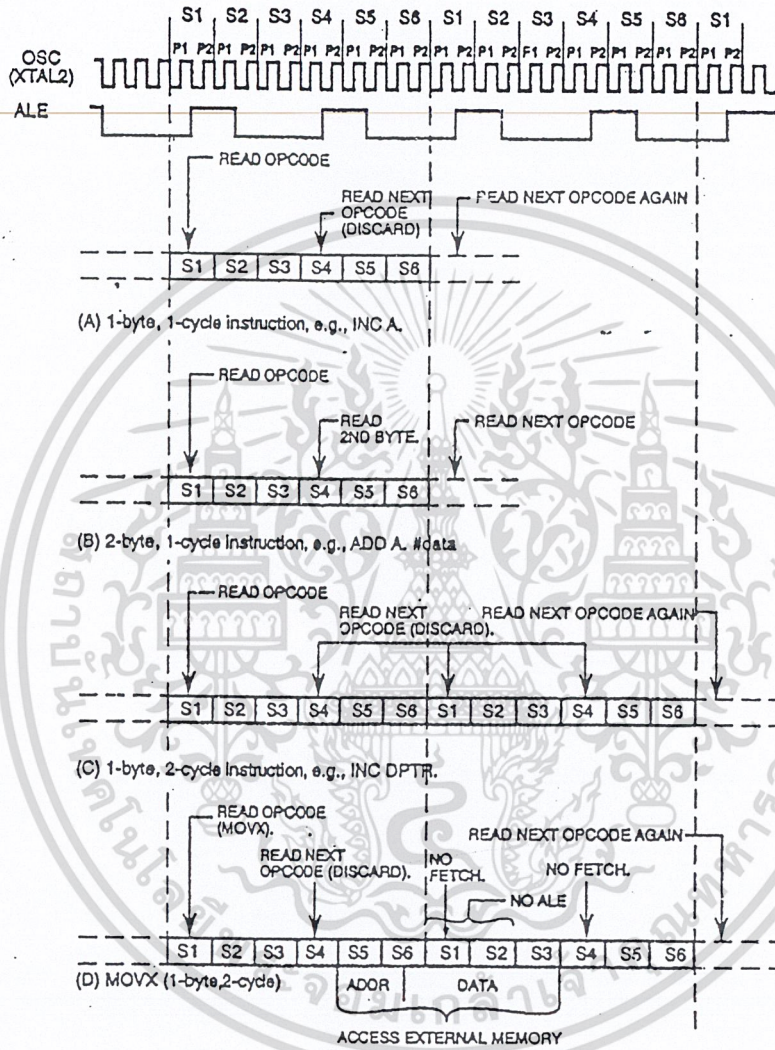
ขา EA ( ขา 31 ) ใช้เลือกหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก

ป้อน “0” จะอ่านโปรแกรมจากภายนอกชิพ

ป้อน “1” จะอ่านโปรแกรมจากภายในชิพ

ขา RST ( ขา 9 ) ขารีเซ็ต จะรีเซ็ตได้ก็ต่อเมื่อป้อนลอจิก “1” เข้ามาที่ขานี้นานอย่างน้อย 2 แมกซ์ซีไนซ์เคลิล  
 ขา XTAL1 ( ขา 19 ) ใช้ต่อคริสตอลภายนอกโดยเป็นอินพุทของวงจรรอสซิลเลเตอร์ภายใน  
 ขา XTAL2 ( ขา 18 ) ใช้ต่อคริสตอลภายนอกโดยเป็นเอาต์พุทของวงจรรอสซิลเลเตอร์ภายใน

2.15.3 ฟังเวลาของซีพียู ( CPU Timing )



รูปที่ 2.16 แสดงฟังเวลาการทำงานของ CPU

การทำงานใน 1 คำสั่งต่ำสุดกินเวลาเพียง 1  $\mu$ S ซึ่งจะใช้คล็อกไปเท่ากับ 12 ลูก โดยปกติซีพียูจะ RUN ด้วยความเร็ว 12 MHz ดังนั้น คล็อก 12 ลูกจะกินเวลาเท่ากับ 1  $\mu$ S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.15.4 การแบ่งประเภทของหน่วยความจำ แบ่งได้ 2 ชนิด คือ

- หน่วยความจำสำหรับเก็บ โปรแกรม ( Program Memory )
- หน่วยความจำสำหรับเก็บข้อมูล ( Data Memory )

หน่วยความจำสำหรับเก็บ โปรแกรม เป็นหน่วยความจำที่ใช้เก็บโปรแกรมสั่งงานบรรจุอยู่ในชิพ 8051 ส่วนที่เป็น Program Memory ก็คือ ROM ขนาด 4 กิโลไบต์นั่นเอง แต่ถ้าเป็นเบอร์ 8052 จะมี ROM ขนาด 8 กิโลไบต์ หน่วยความจำสำหรับเก็บข้อมูล ( RAM ) แบ่งเป็น 2 ส่วน คือ หน่วยความจำข้อมูลภายในชิพมีเพียง 128 ไบต์ หน่วยความจำข้อมูลภายนอกชิพมีความจุ 64 กิโลไบต์

#### พื้นที่หน่วยความจำที่เข้าถึงข้อมูลโดยทางอ้อมเท่านั้น ( Indirect Address Area )

พื้นที่หน่วยความจำบริเวณ ( 80h — FFh ) เป็นพื้นที่ที่ซ้อนกันอยู่อย่างละ 128 ไบต์ โดยส่วนแรกจะเป็น SFR แอดเดรสและ Indirect Address Area ดังนั้นถ้าต้องการติดต่อกับ SFR ต้องใช้คำสั่งแบบเข้าถึงข้อมูลโดยตรงเท่านั้น ( Direct Address Area ) ส่วนพื้นที่อีกส่วนจะเข้าถึงข้อมูลแบบทางอ้อมเท่านั้น ( Indirect Address Area ) ส่วนตำแหน่ง ( 00h — 7Fh ) จะเข้าถึงข้อมูลได้ทั้ง 2 แบบ

#### พื้นที่หน่วยความจำที่เข้าถึงข้อมูลโดยตรงและโดยอ้อม ( Direct and Indirect Address Area )

พื้นที่ 128 ไบต์ ต่างสุดจะแบ่งเป็น 3 ส่วน

##### 1) รีจิสเตอร์แบงก์ ( Register Bank 0 — 3 )

ตั้งแต่ตำแหน่ง ( 00h — 1Fh ) เป็นส่วนของรีจิสเตอร์แบงก์ ( 0 — 3 ) โดยแบ่งเป็นแบงก์ละ 8 ไบต์รวมแล้วได้ 32 ไบต์ ( แต่ละแบงก์ จะมีรีจิสเตอร์ R0,R1,R2,R3,R4,R5,R6,R7 ) ถ้าซีพียูทำงานอยู่ที่ แบงก์ 3 เมื่อถูกรีเซ็ตก็จะกลับมาทำงานที่แบงก์ 0 เสมอ และ SP จะมาเริ่มต้นที่ตำแหน่ง 07h พื้นที่

##### 2) บริเวณหน่วยความจำที่เข้าถึงอ่านเขียนทีละบิตได้ ( Bit Address Area )

พื้นที่ตั้งแต่แอดเดรส ( 20h — 2Fh ) จำนวน 16 ไบต์หรือแบ่งเป็นบิตจะได้เท่ากับ 128 บิตซึ่งตำแหน่งบิตนี้มี ดังนี้ 00,01,02,03,04,05,06,07 จนถึง 2Fh

##### 3) บริเวณหน่วยความจำที่ใช้งานทั่วไป ( Scratch Pad Area )

พื้นที่ตั้งแต่ ( 30h — 7Fh ) จะเขียนข้อมูลได้ที่ละไบต์เท่านั้น ไม่สามารถใช้คำสั่งเกี่ยวกับบิตได้ ถ้าย้ายเนื้อหาที่สแตคออกมาบริเวณนี้ต้องระวังในการเขียนข้อมูลมาที่บิตสแตค

ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 89C51 เป็นประเภท CMOS 8 บิต ไมโครคอมพิวเตอร์ ที่มีประสิทธิภาพการทำงานสูง มีส่วนของหน่วยความจำที่สามารถโปรแกรมใหม่และลบข้อมูลใน ROM ได้ประเภท Flash Programmable and Read Only Memory ( PEROM ) จำนวน 4 กิโลไบต์ ผลิตตรงตามมาตรฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ ของตระกูล MCS — 51 โดยบริษัท Atmel Corporation เป็นไมโครคอมพิวเตอร์ที่ราคาถูก มีประสิทธิภาพในการนำไปใช้งานได้หลายด้าน และหาซื้อได้ทั่วไปตามท้องตลาด ซึ่งคุณสมบัติโดยทั่วไปจะเหมือนกับไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 8051 ดังนั้น เบอร์ 89C51 จึงได้รับการผลิตขึ้นมาให้มีส่วนของ Memory ที่

สามารถโปรแกรมใหม่ได้โดยง่าย ( EPROM ) จึงเหมาะสมที่จะนำมาใช้เพื่อการพัฒนาเทคโนโลยีแบบใหม่ และในโครงการชิ้นนี้ก็ได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ของตระกูล MCS - 51 เบอร์ 89C51 เป็นวงจรในการควบคุมการจ่ายกระแสให้แก่ สเต็ปมอเตอร์

### 2.15.5 การสื่อสารทางพอร์ทอนุกรมของ MCS — 51

การสื่อสารแบบอนุกรมเป็นการส่งข้อมูลครั้งละบิตแบบต่อเนื่องกันไปโดยส่งบิตต่ำออกไปก่อนแล้วตามด้วยบิตสูง ซึ่งแตกต่างกับการส่งข้อมูลแบบขนานที่ส่งข้อมูลทุกบิตออกไปพร้อมกัน การส่งข้อมูลแบบขนานจะใช้สายสัญญาณ 1 เส้นต่อ 1 บิต แต่การส่งข้อมูลแบบอนุกรมจะใช้สายสัญญาณเพียงเส้นเดียวสำหรับข้อมูลทุกบิต

การส่งข้อมูลแบบอนุกรมมีโครงสร้างที่สำคัญหลายอย่างเช่นความเร็วในการส่งข้อมูลซึ่งเรียกว่า Baud rate มีหน่วยเป็น บิต/วินาที

ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS — 51 มีพอร์ทการสื่อสารแบบอนุกรม ( Serial Port ) ที่สามารถรับและส่งข้อมูลแบบ Full Duplex อยู่ 1 พอร์ท การรับส่งแบบ Full Duplex หมายถึงว่าพอร์ทอนุกรมสามารถรับและส่งข้อมูลได้ในเวลาเดียวกัน การควบคุมการทำงานของพอร์ทอนุกรมทางด้านส่งและรับข้อมูล ทำโดยการกำหนดค่าการทำงานของพอร์ทอนุกรมชื่อ SCON

#### 2.15.5.1 รีจิสเตอร์ควบคุมการทำงานของพอร์ทอนุกรม SCON

รีจิสเตอร์ SCON เป็นรีจิสเตอร์ที่ทำหน้าที่ควบคุมโหมดการทำงานของพอร์ทอนุกรม และเป็นทีเก็บข้อมูลบิตที่ 9 ของการรับข้อมูล ( บิต TB8 และ RB8 ) และมีแฟลคของการร้องขออินเตอร์รัพต์ของพอร์ทอนุกรมรวมอยู่ด้วย บิตต่างๆดังแสดงในรูป การควบคุมการทำงานเราจะกำหนดบิตต่างๆในรีจิสเตอร์ดังนี้ด้วย คำสั่งการโอนย้ายข้อมูล ( MOV ) หรือ ใช้คำสั่งการเซต ( SET ) หรือ เคลียร์ ( CLR ) บิต ก็ได้เนื่องจากรีจิสเตอร์ SCON อ้างอิงตำแหน่งแบบบิตได้

Bit7	Bit6	Bit5	Bit4	Bit3	Bit2	Bit1	Bit0
SM	SM	SM	SM	SM	SM	SM	SM
0	1	2	3	4	5	6	7

SCON : Serial Port Control Register

รูปที่ 2.17 แสดงบิตของรีจิสเตอร์ SCON

ความหมายของบิตต่างๆในรีจิสเตอร์ SCON เป็นดังนี้ SM0 และ SM1 เป็นบิตกำหนดโหมดการทำงานของพอร์ทอนุกรมซึ่งมี 4 โหมดดังนี้

SM0	SM1	โหมด	การทำงาน	อัตรารับส่ง
0	0	0	Shift Register	F <sub>osc</sub> /12
0	1	1	8 Bit UART	Variable
1	0	2	9 Bit UART	F <sub>osc</sub> /32 หรือ F <sub>osc</sub> /64
1	1	3	9 Bit UART	Variable

ตารางที่ 2.3 แสดงการเลือกโหมดการทำงานของพอร์ตอนุกรม

SM2 เป็นบิตควบคุมให้การทำงานในลักษณะเชื่อมต่อไมโครคอนโทรลเลอร์หลายตัวเข้าด้วยกัน สำหรับการใช้งานในโหมด 2 หรือ โหมด 3 เป็นดังนี้

SM2 = 1 จะทำให้แฟลคอินเตอร์รัพต์ด้านรับ ( RI ) ไม่ถูกเซตเมื่อรับข้อมูลเข้ามาแล้วมีค่าบิตที่ 9 เป็น 0 สำหรับการงานในโหมด 1 ถ้าเซต SM2 = 1 แฟลคอินเตอร์รัพต์ทางด้านรับ ( RI ) จะไม่ถูกเซตหากข้อมูลที่ได้รับเข้ามาไม่มี STOP BIT การใช้งานในโหมด 0 ต้องกำหนด SM2 = 0

REN เซตหรือรีเซต ด้วยซอฟต์แวร์เป็นตัวควบคุมการรับข้อมูลของพอร์ตอนุกรม ดังนี้

1 = ให้มีการรับข้อมูล

0 = ไม่ให้มีการรับข้อมูล

TB8 เป็นบิตข้อมูลที่ 9 ที่ต้องการส่งใน โหมด 2 และ 3 สามารถเซตหรือเคลียร์ด้วยซอฟต์แวร์

RB8 เป็นบิตเก็บข้อมูลที่รับเข้ามาบิตที่ 9 ในโหมด 2 และ 3 สำหรับการงานใน โหมด 1 หากกำหนดให้บิต SM2 = 0 RB8 จะเป็นค่าของ STOP BIT ที่รับเข้ามา สำหรับโหมด 0 ไม่มีการใช้ RB8

TI แฟลคของการอินเตอร์รัพต์ด้านส่งข้อมูล แฟลคนี้จะถูกเซตด้วยฮาร์ดแวร์เมื่อจบการส่งข้อมูลบิตที่ 8 ในโหมด 0 หรือเมื่อเริ่มส่ง STOP BIT ในโหมด 1,2 หรือ 3 เราต้องเคลียร์แฟลคนี้ด้วยซอฟต์แวร์ เมื่อจบโปรแกรมตอบสนองการอินเตอร์รัพต์ของการส่งข้อมูลแล้ว

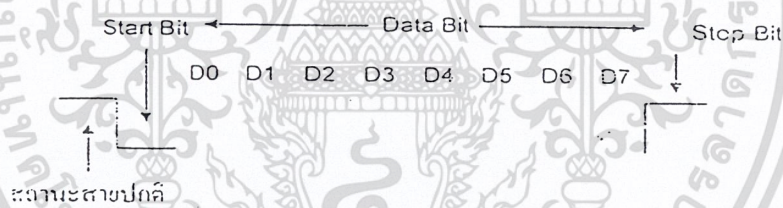
RI แฟลคอินเตอร์รัพต์ด้านรับข้อมูล ถูกเซตด้วยฮาร์ดแวร์เมื่อข้อมูลบิตที่ 8 ในโหมด 0 ถูกรับเข้ามาหรือเมื่อ STOP BIT ถูกรับเข้ามาในครั้งเวลาในโหมด 1,2 หรือ 3 เราต้องเคลียร์แฟลคนี้ก่อนด้วยซอฟต์แวร์เมื่อจบโปรแกรมตอบสนองการอินเตอร์รัพต์ของการรับข้อมูลแล้ว

การส่งและรับข้อมูลของพอร์ตอนุกรมจะมีรีจิสเตอร์ที่ทำหน้าที่รับและส่งข้อมูลอยู่ 1 ตัว คือ SBUF การส่งข้อมูลออกไปยังพอร์ตอนุกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ทำโดยการใส่ข้อมูลลงในรีจิสเตอร์ SBUF การอ่านข้อมูลจากภายนอกที่รับเข้ามาทางพอร์ตอนุกรมจะอ่านจากรีจิสเตอร์ SBUF เช่นกัน วงจรด้านรับจะมีบัฟเฟอร์ขนาด 1 กิโลไบต์ที่ทำหน้าที่เก็บข้อมูลที่รับเข้ามาประกอบอยู่ภายใน ( การมีบัฟเฟอร์รับข้อมูลทำให้ด้านรับ

สามารถรับข้อมูลไบต์ที่ 2 เข้ามาได้ทันที หลังจากข้อมูลไบต์แรกเข้ามาแล้วแม้ยังไม่ถูกอ่านออกไป แต่ถ้าข้อมูลไบต์แรกยังไม่ถูกอ่านก่อนที่ข้อมูลไบต์ที่ 2 จะเข้ามาครบข้อมูลไบต์ที่ 2 จะถูกยกเลิก )

การทำงานของพอร์ตอนุกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 โหมด คือ โหมด 0 ,1,2 และ 3 แต่ละโหมดมีการทำงานดังต่อไปนี้

- โหมด 0 ข้อมูลขนาด 8 บิต แบบอนุกรมรับเข้ามาทางขา RXD และข้อมูล 8 บิต ส่งออกแบบอนุกรมทางขา TXD การรับส่งข้อมูลจะเริ่มจากบิตต่ำ ( LSB ) ก่อน อัตราการรับส่งข้อมูล ( Baud rate ) จะเป็น 1/12 เท่าของสัญญาณนาฬิกา
- โหมด 1 ใช้การรับและส่งข้อมูลแบบ 10 บิต เข้ามาทางขา RXD และข้อมูลขนาด 10 บิต ส่งออกทางขา TXD โดยข้อมูล 10 บิตประกอบด้วย 1 Start bit ( ค่า 0 ) ตามด้วย 8 บิตข้อมูล ( การรับ/ส่งจะเริ่มจากบิตต่ำก่อน ) และ 1 Stop bit ( ค่า 1 ) ด้านรับข้อมูลจะนำค่า Stop bit ที่รับเข้ามาไปเก็บในบิต RB8 ที่อยู่ในรีจิสเตอร์ SCON อัตราการรับส่งข้อมูลในโหมดนี้สามารถกำหนดได้ตามต้องการ



รูปที่ 2.18 สัญญาณของการส่งข้อมูลของโหมด 1

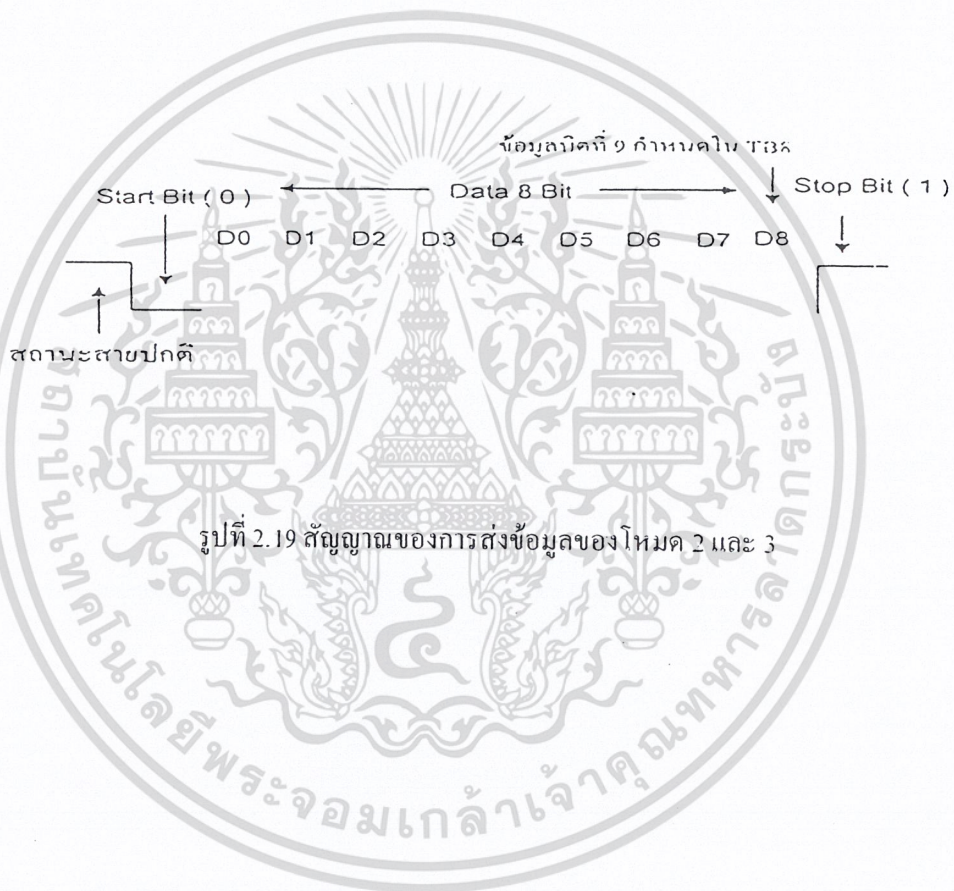
- โหมด 2 ใช้ในการรับส่งข้อมูลขนาด 11 บิต ข้อมูลแบบอนุกรมรับเข้ามาทางขา RXD และส่งออกทางขา TXD ซึ่งข้อมูลทั้ง 11 บิต ประกอบด้วย 1 Start bit ( ค่า 0 ) ตามด้วย 8 บิตข้อมูล . 1 บิตข้อมูลที่กำหนดค่าได้ และ 1 Stop bit ( ค่า 1 ) สำหรับด้านส่งข้อมูลบิตที่ 9 จะกำหนดไว้ใน TB8 ในรีจิสเตอร์ SCON ซึ่งเราสามารถกำหนดให้เป็น 1 หรือ 0 ได้ ในการใช้งานเราอาจใช้บิตข้อมูลบิตที่ 9 เป็นบิตตรวจสอบก็ได้โดยนำค่าในแฟลชมากำหนดให้กับ TB8 เมื่อข้อมูล 8 บิตจากแอดคิวิตูเลเตอร์ ซึ่งจะทำให้เราไปทำการตรวจสอบการส่งข้อมูลแบบพาริตีคู่ ในกรณีของการรับข้อมูลบิตที่ 9 ที่รับเข้ามาไปเก็บในบิต RB8 ที่อยู่ในรีจิสเตอร์ SCON ส่วน Stop bit จะไม่มีการนำมาเก็บ อัตราการรับและส่งข้อมูลในโหมดนี้จะเลือกใช้ความเร็วได้ 2 ค่า คือ 1/32 หรือ 1/64 เท่าของสัญญาณนาฬิกา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โหมด 3 การทำงานในโหมด 3 จะมีลักษณะคล้ายกับโหมด 2 แต่ในโหมด 3 เราสามารถกำหนดอัตราการรับและส่งข้อมูลได้ตามต้องการ

การทำงานของพอร์ตอนุกรมทั้ง 4 โหมด การส่งข้อมูลจะเริ่มต้นเมื่อมีการกำหนดข้อมูลให้กับรีจิสเตอร์ SBUF ซึ่งกำหนดค่าให้กับรีจิสเตอร์ SBUF จะใช้คำสั่งการโอนย้ายข้อมูล เช่น

MOV SBUF,#15h หรือ MOV SBUF,@RI ก็ได้ การรับข้อมูลในโหมด 0 จะเริ่มต้นรับข้อมูลเมื่อค่าของบิต RI = 0 และ REN = 1 ส่วนในโหมดอื่นๆ การรับข้อมูลจะเริ่มต้นเมื่อกำหนดบิต REN = 1 และมี Start bit เข้ามาที่ขา RXD



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

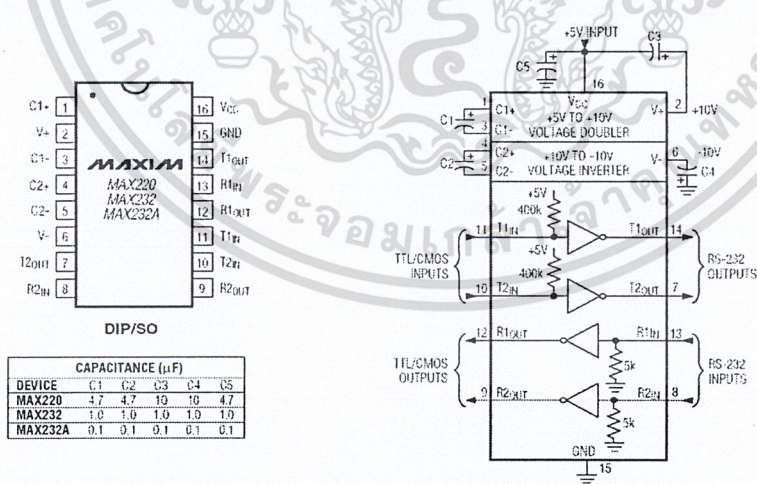
### บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง

ในโครงการชิ้นนี้จะเป็นการนำเอาข้อมูลคำสั่งผ่านออกมาทางพอร์ตอนุกรมของเครื่องคอมพิวเตอร์ เพื่อที่จะนำคำสั่งเหล่านี้ไปทำการควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งจะทำการแปลงแรงดันของสัญญาณที่นำออกมาจากพอร์ตอนุกรมที่มีลักษณะตามมาตรฐาน RS-232-C ให้ไปเป็นสัญญาณแบบ TTL โดยจะใช้ MAX232 เพื่อจะให้มีความแรงดันที่เหมาะสมกับ XR-2206 ซึ่งจะทำหน้าที่สร้างสัญญาณเอพเอสเคเพื่อที่จะนำสัญญาณที่ได้ไปทำการมอดูเลตทางความถี่ เพื่อที่จะทำการแพร่กระจายสัญญาณต่อไป

ส่วนในทางภาครับหลังจากที่ทางภาคส่งทำการแพร่กระจายสัญญาณ ทางภาครับจะทำการรับสัญญาณเพื่อทำการดีมอดูเลตสัญญาณ เพื่อให้ได้สัญญาณเอพเอสเค ออกมาเพื่อทำการส่งต่อไปให้กับวงจรถอดรหัสสัญญาณเอพเอสเคโดยใช้ XR-2211 เพื่อจะนำเอาสัญญาณดิจิทัลโดยจะนำสัญญาณนี้ไปควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ต่อไป

#### 3.1 วงจรแปลงระดับสัญญาณ

วงจรแปลงระดับสัญญาณเป็นวงจรที่ใช้สำหรับแปลงระดับสัญญาณตามมาตรฐานของ RS-232 ซึ่งมีระดับแรงดันอยู่ระหว่าง +3,+25 ถึง -3,-25 เพื่อให้กลายมาเป็นสัญญาณแบบ TTL โดยที่จะทำการเปลี่ยนเฉพาะแรงดันเท่านั้นแต่ยังคงความถี่ของสัญญาณไว้ดั้งเดิมไม่เปลี่ยนแปลง โดยในโครงการนี้จะใช้ไอซี MAX 232 ซึ่งหน้าที่และการใช้งานของขาต่างๆของไอซี MAX 232 จะแสดงได้ดังรูป 3.1

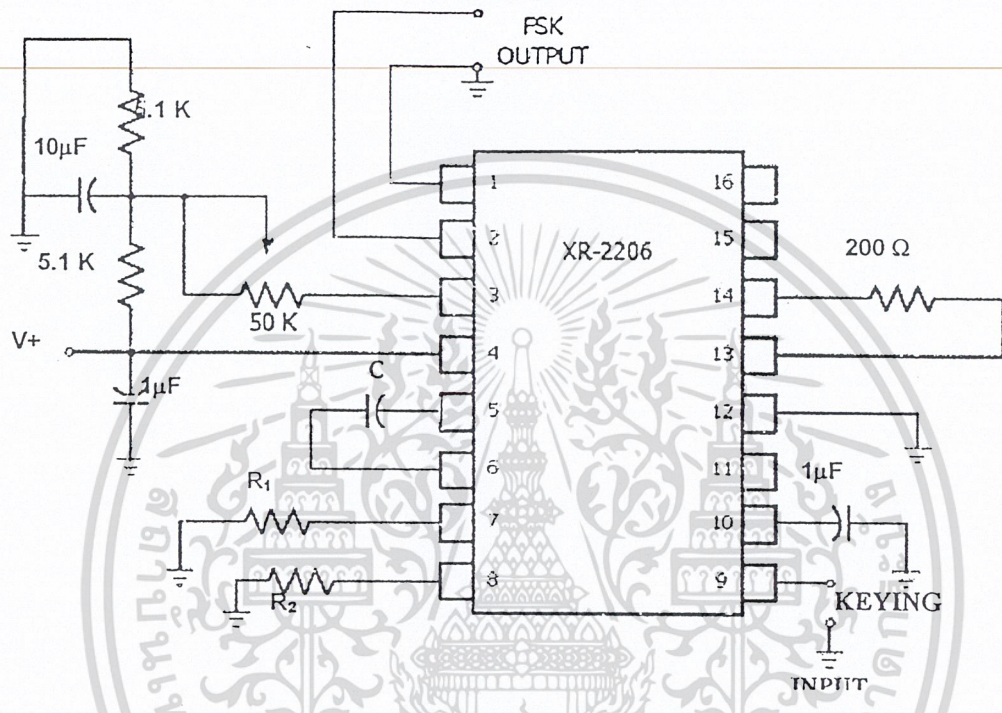


รูปที่ 3.1 การใช้งานขาต่างๆของไอซีและรูปวงจรที่ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 วงจรมอดูเลต FSK

วงจรเข้ารหัสสัญญาณ FSK เป็นวงจรที่ทำการเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลไปเป็นสัญญาณอนาล็อก โดยที่ จะทำการแทนข้อมูลดิจิทัล 0.1 ด้วยความถี่ 2 ความถี่โดยใช้ไอซี XR-2206 โดยทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.2 ซึ่ง วงจรภายในประกอบด้วยวงจร VCO, วงจรคูณสัญญาณ, วงจรขยาย, และวงจรสวิทช์กระแส ส่วนวงจรสวิทช์ กระแสส่วนนั้นภายในจะขนถ่ายกระแสที่ออสซิลเลตขึ้นไปยัง R ปรับค่าได้ตัวใดตัวหนึ่งเพื่อที่จะผลิตความถี่ 2 ความถี่ ที่ไม่ต่อเนื่องที่เลือกโดยระดับลอจิกอินพุต



รูปที่ 3.2 แสดงการต่อวงจรเข้ารหัส FSK

XR-2206 นั้นสามารถผลิตความถี่ที่แตกต่างกัน 2 ความถี่ ด้วยค่า  $R_1, R_2$  นั้นเองที่ต่ออยู่ที่ขา 7 และขา 8 โดยที่ค่าความถี่ทั้ง 2 ความถี่นั้นสามารถกำหนดได้โดยการปรับเปลี่ยนค่า  $R_1, R_2$  นั้นเอง ซึ่งเราสามารถคำนวณ ค่าความถี่ที่ต้องการได้ดังนี้

$$f = \frac{1}{RC}$$

ซึ่งถ้าความถี่ที่ 1.200 Baud จะต้องการความถี่ 1.200 Hz และ 2.200 Hz จะได้ความต้านทานที่ต้องการดังนี้

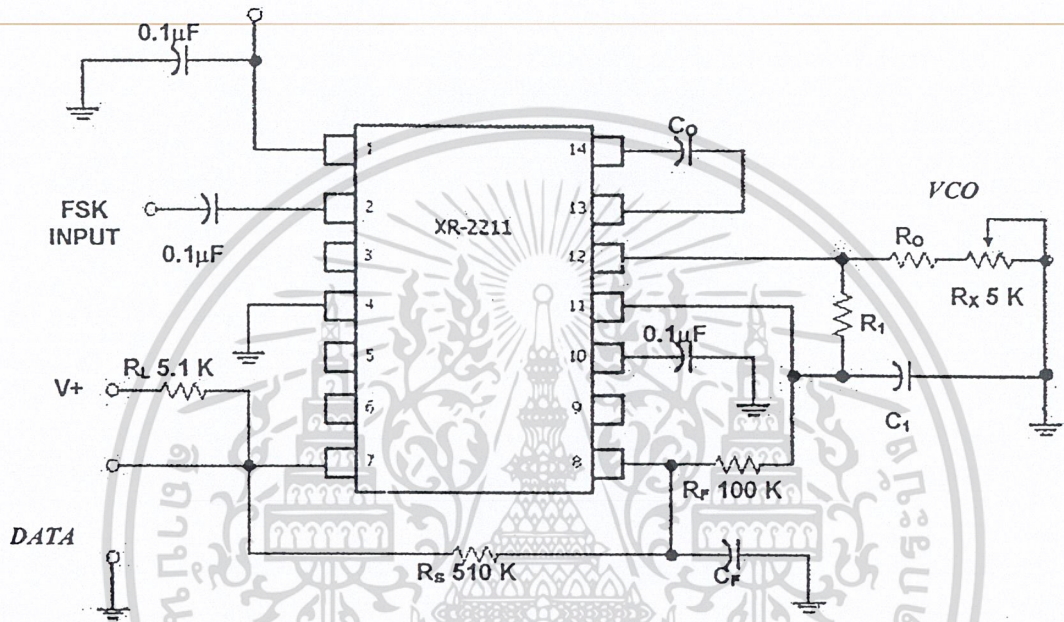
$$1.200 = \frac{1}{R_1 \times 0.01\mu F} \qquad 2.200 = \frac{1}{R_2 \times 0.01\mu F}$$

$$R_1 = 83.3k\Omega \qquad R_2 = 45.4k\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 วงจรถอดรหัสสัญญาณ FSK

วงจรถอดรหัสสัญญาณ FSK เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ถอดรหัสสัญญาณที่ทำการเข้ารหัสแบบ FSK มา ซึ่งวงจรมันจะใช้ไอซี XR-2211 โดยสัญญาณที่เหมาะสมกับวงจรมันจะเป็นสัญญาณอนาล็อกที่อยู่ระหว่าง 2 mV - 3 V และวงจรภายในประกอบด้วย วงจรเฟสล็อกคัลป์, วงจรควอดราเจอร์เฟสดีเทคเตอร์, วงจรเปรียบเทียบศักย์ไฟฟ้า ในการสร้างโดยที่จะทำการต่อวงจรตามรูปที่ 3.3 และค่าต่างๆในวงจรมันที่ต้องใช้งานมันตามรูปที่ 3.3 นั้นสามารถดูได้จากตารางที่ 3.1



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรถอดรหัสสัญญาณ FSK

.FSK BAND	COMPONENT VALUE
300 Baud f <sub>1</sub> = 1070 f <sub>2</sub> = 1270	C <sub>0</sub> = 0.039 µF C <sub>1</sub> = 0.005 µF C <sub>1</sub> = 0.01 µF R <sub>0</sub> = 18 KΩ R <sub>1</sub> = 100 KΩ
300 Baud f <sub>1</sub> = 2025 f <sub>2</sub> = 2225	C <sub>0</sub> = 0.022 µF C <sub>1</sub> = 0.005 µF C <sub>1</sub> = 0.0047 µF R <sub>0</sub> = 18 KΩ R <sub>1</sub> = 200 KΩ
1200 Baud f <sub>1</sub> = 1200 f <sub>2</sub> = 2200	C <sub>0</sub> = 0.027 µF C <sub>1</sub> = 0.0022 µF C <sub>1</sub> = 0.01 µF R <sub>0</sub> = 18 KΩ R <sub>1</sub> = 30 KΩ

ตารางที่ 3.1 แสดงค่าของอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ใน โครงการนี้จะอยู่ในส่วนของวงจรฟรีควีนซีมอดูเลเตอร์ และวงจรฟรีควีนซีมอดูเลเตอร์ซึ่งในโครงการนี้ได้ทำการส่งข้อมูลจากเครื่องคอมพิวเตอร์ไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีความถี่ 50 เมกะเฮิร์ตซ ดังนั้นไมโครคอนโทรลเลอร์ จะต้องมียังวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ให้งานความถี่ 60.7 เมกะเฮิร์ตซ ป้อนให้กับวงจรฟรีควีนซีมอดูเลเตอร์ เพื่อให้สามารถแปลงความถี่เอ็เอ็มให้กลายเป็นความถี่ไอเอฟได้

#### 3.4.1 วงจรโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์

ออกแบบวงจรโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ แบบโคลพิตต์ออสซิลเลเตอร์โดยใช้ JFET เบอร์ J310 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสแอสเอาต์พุต ( $I_D$ ) กับแรงดันที่ใช้ควบคุมการเปลี่ยนแปลง ( $V_{GS}$ ) เป็นไปตามสมการกำลังสอง

$$I_{DS} = I_{DSS} \left[ 1 - \left( \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \right]^2 \quad (3-1)$$

การคำนวณหาจุด Q ของวงจรโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ จะใช้สมการกำลังสองและสมการโหลดไลน์ (Load Line) ของไบอัสตัวเอง (self-bias) คือ

$$V_{GS} = -I_D R_S \quad (3-2)$$

แทนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของ J310 จากค่าตัวชี้ตังนี้

$$I_{DSS} = 40mA$$

$$V_P = -4V$$

$$R_S = 100\Omega$$

ทำการแก้สมการเพื่อหาจุด Q ดังนั้นจะได้ค่าต่าง ๆ ดังนี้

$$I_{DQ} = 15.278mA$$

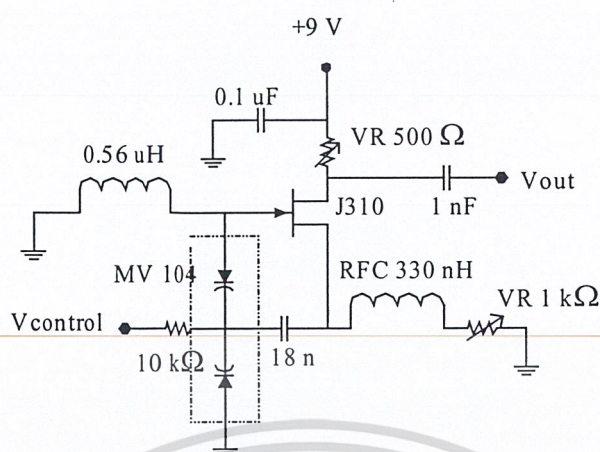
$$V_{GSQ} = -1.5278V$$

และคำนวณหาค่า  $L$ ,  $C_1$  และ  $C_2$  ได้จากสมการ

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}} \quad (3-3)$$

$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (3-4)$$

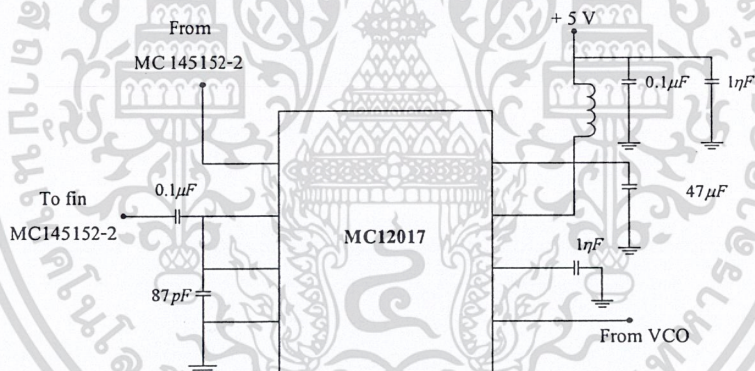
จะได้วงจรโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์

### 3.4.2 วงจรฟรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

ฟรีสเกลเลอร์เป็นตัวหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลง เพื่อที่จะป้อนให้กับวงจรเฟสดีเทกเตอร์ในที่นี้ใช้ ไอซีเบอร์ MC12017 ซึ่งจะถูกรับค่าเท่ากับ 64/65 โดยทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรฟรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

### 3.4.3 วงจรเปรียบเทียบเฟสและการตั้งโปรแกรมหารความถี่

ไอซีเบอร์ MC145152-2 ประกอบด้วยส่วนที่เป็นการโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาส่วนของความถี่อ้างอิงและส่วนของเฟสดีเทกเตอร์ดังรูปที่ 3.6 ซึ่งไอซีนี้สามารถตั้งโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาให้ได้ 16 บิต แบบขนาน โดย 10 บิต สำหรับตัวหาร  $N$  (10 bit/N Counter) และ 6 บิต สำหรับตัวหาร  $A$  (6 bit/A Counter) และมีโมดูลัสคอนโทรล (Modulus Control : MC) เพื่อส่งสัญญาณไปควบคุมการหารของไอซีฟรีสเกลเลอร์ นอกจากนี้ยังมีล็อกดีเทกต์ (Lock Detect : LD) เพื่อใช้บอกสถานะการล็อกของเฟสล็อกอีกด้วย ในส่วนความถี่อ้างอิงจะใช้คริสตอล 10.24 MHz เป็นตัวอ้างอิง และสามารถหารความถี่ลงมาโดยกำหนดค่า  $RA_0$ ,  $RA_1$  และ  $RA_2$  ซึ่งดูจากตาราง ที่ 3.2

Reference Address Code			Total Divide Value
RA1	RA1	RA0	
0	0	0	8
0	0	1	64
0	1	0	128
0	1	1	256
1	0	0	512
1	0	1	1024
1	1	0	1160
1	1	1	2048

ตารางที่ 3.2 การโปรแกรมค่าให้กับวงจรหารภายในไอซี MC145152-2

ในการทดลองนี้กำหนด  $RA_0$ ,  $RA_1$  และ  $RA_2$  เป็น "101" ซึ่งเท่ากับการหารด้วย 1024 ฉะนั้นจะได้ความถี่อ้างอิงภายในตัวไอซี คือ

$$f_{ref} = \frac{10.24 \times 10^6}{1024} = 10 \text{ kHz}$$

ในการตั้งโปรแกรมหารความถี่มีวิธีการคำนวณ ดังนี้

1. ทำการหาค่าอัตราส่วนการหารทั้งหมด ( $N_i$ ) โดยคิดจากอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่ของวงจรโวลต์เดจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ ( $f_{VCO}$ ) กับค่าความถี่อ้างอิง ( $f_{ref}$ ) ได้เป็นดังนี้

$$N_i = \frac{f_{VCO}}{f_{ref}} = \frac{50 \text{ MHz}}{10 \text{ kHz}} = 5000$$

2. เปรียบเทียบค่าที่ได้กับสมการ  $N_i = NP + A$  จากค่าค่าซีตของไอซี MC145152-2 โดยที่  $N$  คือตัวโปรแกรม  $N_0 - N_9 = 10$  บิต มีค่าตั้งแต่ 0 - 1023

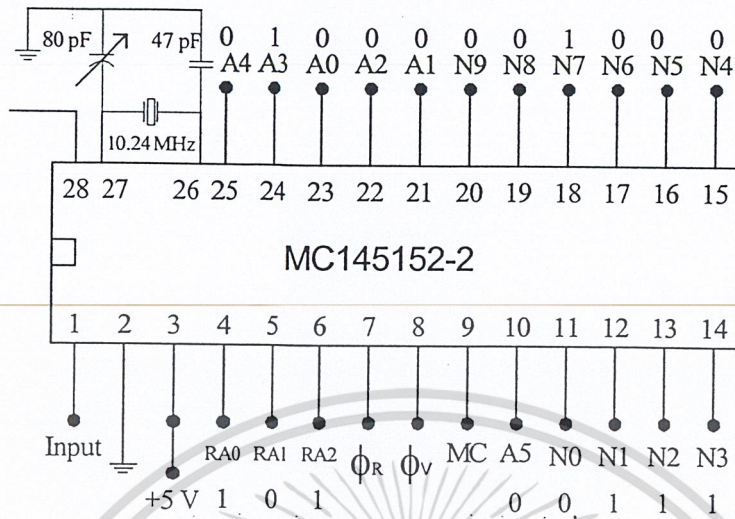
$A$  คือ ตัวโปรแกรม  $A_0 - A_5 = 6$  บิต มีค่าตั้งแต่ 0 - 63

$P$  คือ ตัวหารของพรีสเกลเลอร์ หาร 64

แทนค่าสมการได้ดังนี้  $N = 78$  แปลงเป็นเลขฐาน 2 ได้เป็น (MSB) 0001001110 (LSB)

$A = 8$  แปลงเป็นเลขฐาน 2 ได้เป็น (MSB) 001000 (LSB)

สังเกตว่าถ้าตัวหามีค่ามากขึ้นจะทำให้ความถี่ของวงจรโวลต์เดจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์มีค่ามากขึ้น และถ้าตัวหามีค่าน้อยลงก็จะทำให้ความถี่ของวงอสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน มีค่าลดลงตามไปด้วย ซึ่งค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปนี้จะมีค่าเท่ากับความถี่อ้างอิง 10 kHz ต่อ 1 บิต ของ  $A$  และจะเปลี่ยนแปลงไป 640 kHz ( $64 \times 10 \text{ kHz}$ ) ต่อ 1 บิต ของ  $N$  ซึ่งจากการคำนวณข้างต้นจะสามารถนำมาสร้างเป็นวงจรได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรเปรียบเทียบเฟสและการตั้งโปรแกรมหารความถี่

### 3.4.3 วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ ออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์ LM358 ซึ่งมีการออกแบบตามค่าตั้งของ ไอซีเบอร์ MC145152-2 โดย

$$f_0 = \text{Local oscillator frequency} \tag{3-5}$$

$$f_s = \text{Channel spacing} \tag{3-6}$$

$$f_b = 0.01 f_s \tag{3-7}$$

$$f_{rc} = 20 f_b \tag{3-8}$$

$$\delta = 0.8 \tag{3-9}$$

$$V_{DD} = \text{Supply voltage} \tag{3-10}$$

$$K_{VCO} = \frac{2\pi \Delta f_{VCO}}{\Delta V_{VCO}} \tag{3-11}$$

$$C_1 = \text{Fix} \tag{3-12}$$

$$K_\phi = \frac{V_{DD}}{2\pi} \tag{3-13}$$

$$\omega_n = \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\delta^2 + 1} + \sqrt{(2\delta^2 + 1)^2 + 1}} \tag{3-14}$$

$$N_r = \frac{f_0}{f_s} \tag{3-15}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_1 = \frac{K_\phi K_{VCO}}{C_1 \omega_n^2 N_t} \quad (3-16)$$

$$R_2 = \frac{2\delta}{\omega_n C_1} \quad (3-17)$$

$$C_c = \frac{4}{2R_1 f_{rc}} \quad (3-18)$$

จากสมการด้านบนส่วนที่จะหาค่าลงในวงจร คือ  $R_1$ ,  $R_2$  และ  $C_c$  เพราะฉะนั้นแทนค่าลงในสมการ

$$f_0 = 50 \text{ MHz}$$

$$f_s = 10 \text{ kHz}$$

$$f_b = 0.01 \times 10 \text{ kHz} = 100 \text{ Hz}$$

$$f_{rc} = 20 \times 100 = 2 \text{ Hz}$$

$$V_{DD} = 5 \text{ V}$$

$$K_{VCO} = 2\pi \frac{(51.7 - 48.7) \times 10^6}{(5 - 3.5)} = 12.5664 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

$$C_1 = 0.1 \mu\text{F}$$

$$K_\phi = \frac{5}{2\pi} = 0.7958$$

$$\omega_n = \frac{2\pi(100)}{\sqrt{2(0.8)^2 + 1} + \sqrt{(2(0.8)^2 + 1)^2 + 1}} = 287.6976 \text{ rad/s}$$

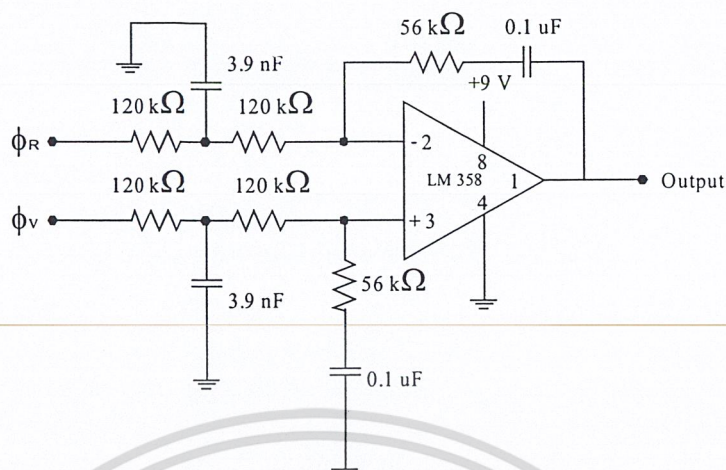
$$N_t = \frac{50 \text{ MHz}}{10 \text{ kHz}} = 5000$$

$$R_1 = \frac{(0.7958)(12.5664 \times 10^6)}{(0.1 \times 10^{-6})(287.6976)^2 (5000)} = 241.64 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2(0.8)}{(287.6976)(0.1 \times 10^{-6})} = 55.6 \text{ k}\Omega$$

$$C_c = \frac{4}{2(241.64 \times 10^3)(2 \times 10^3)} = 4.138 \text{ nF}$$

หลังจากนั้นทำการแบ่ง  $R_1$  ออกเป็น 2 ตัว จึงได้ค่าประมาณ คือ 120 k $\Omega$  และ 120 k $\Omega$  ตามลำดับ  $R_2$  ประมาณ 56 k $\Omega$  นำมาสร้างเป็นวงจรลูปฟิลเตอร์ได้ดังวงจรในรูปที่ 3.7



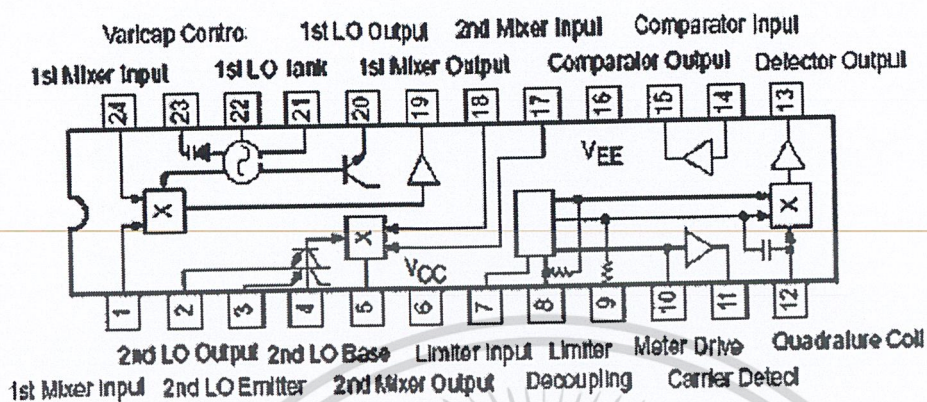
รูปที่ 3.7 วงจรลูปฟิลเตอร์

### 3.5 วงจรฟริควนซีดีมอดูเลเตอร์ ( Frequency Demodulator)

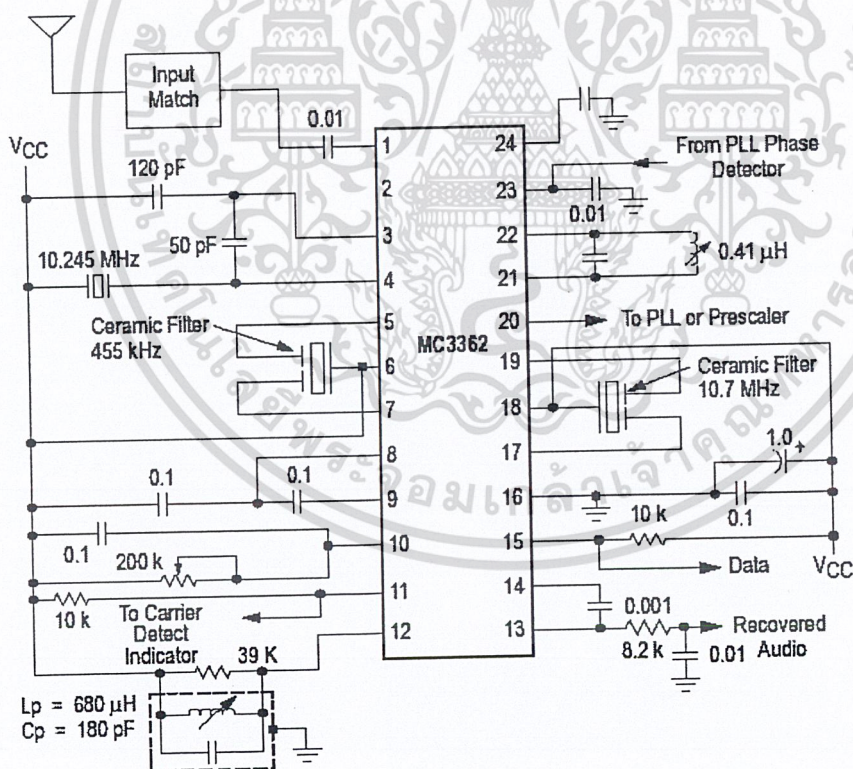
วงจรรักษาโอเอฟและดีมอดูเลเตอร์ในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์ MC 3362 ซึ่งประกอบด้วยส่วนต่างๆดังนี้

- วงจรผสมสัญญาณ ( Mixer ) ซึ่งจะทำหน้าที่ย้ายความถี่ของสัญญาณไปไว้ในในช่วงความถี่กลางซึ่งทำการย้ายความถี่ 2 ต่อ ( Double Conversion ) โดยครั้งแรกย้ายความถี่ไปที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ก่อนแล้วจึงย้ายความถี่ของสัญญาณอีกครั้งหนึ่งไปที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์
- เซรามิกฟิลเตอร์ ( Ceramic Filter ) ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองช่วงความถี่ผ่าน 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อให้ได้ความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ออกมา
- เซรามิกฟิลเตอร์ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองช่วงความถี่ผ่าน 455 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อให้ได้ความถี่กลาง 455 เมกะเฮิร์ตซ์ออกมาที่จะส่งเข้าไปขยายที่วงจรมิตเตอร์ในไอซี MC 3362 อีกครั้ง
- วงจรขยายลิมิตเตอร์ ( Limitter ) เป็นวงจรขยายสัญญาณที่ได้จากเซรามิกฟิลเตอร์ให้แรงขึ้นและให้ได้ความถี่ขนาด 455 กิโลเฮิร์ตซ์จริงๆ โดยการขลิบสัญญาณที่เกินออกเพื่อให้เอาท์พุทมีระดับสัญญาณที่สม่ำเสมอขึ้นเพื่อลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณก่อนที่จะส่งไปยังวงจรถิเทคเตอร์
- วงจรถิเทคเตอร์ จะทำการถิเทคสัญญาณที่รับมาจากวงจรมิตเตอร์ ให้เป็นสัญญาณข่าวสารดั้งเดิมที่ทำการส่งมา โดยที่หลักการการทำงาน คือ ลดความถี่จากสัญญาณเอฟเอ็มที่รับมาได้เป็น 10.7 MHz โดยใช้หลักการผสมสัญญาณ ( Mixer ) ในที่นี้ความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็ม คือ 50 MHz เพราะฉะนั้นสัญญาณที่นำมาผสมกับ 50 MHz คือ 60.7 MHz จากนั้นนำสัญญาณเอฟเอ็มที่ความถี่ 10.7 MHz ไปผสมกับความถี่ 10.245 MHz ที่มาจากคริสตัลลออสซิลเลเตอร์ ได้สัญญาณเอฟเอ็มความถี่ 455 kHz จากนั้นนำสัญญาณเอฟเอ็มความถี่ 455 kHz ไปดีมอดูเลตโดยใช้ Quadrature discriminator ได้สัญญาณข่าวสารที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 บล็อกไดอะแกรมของไอซี MC3362

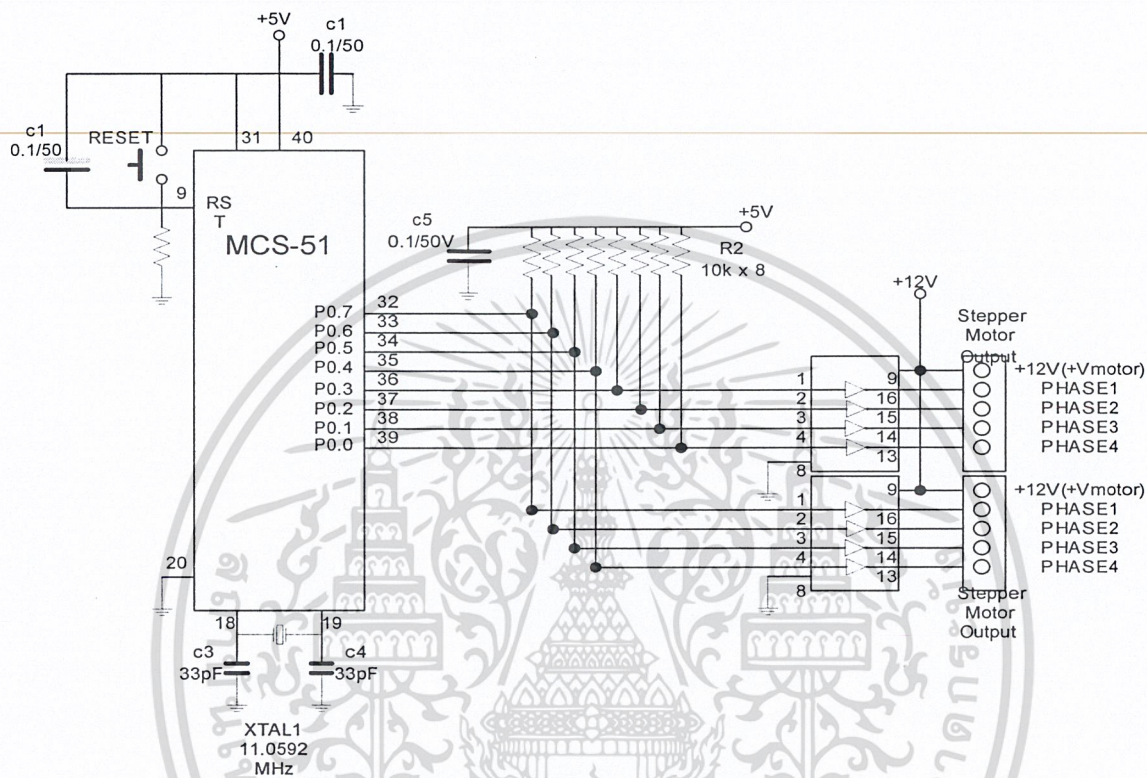


รูปที่ 3.9 วงจร PLL เฟรควเินซีซินทีไซซิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

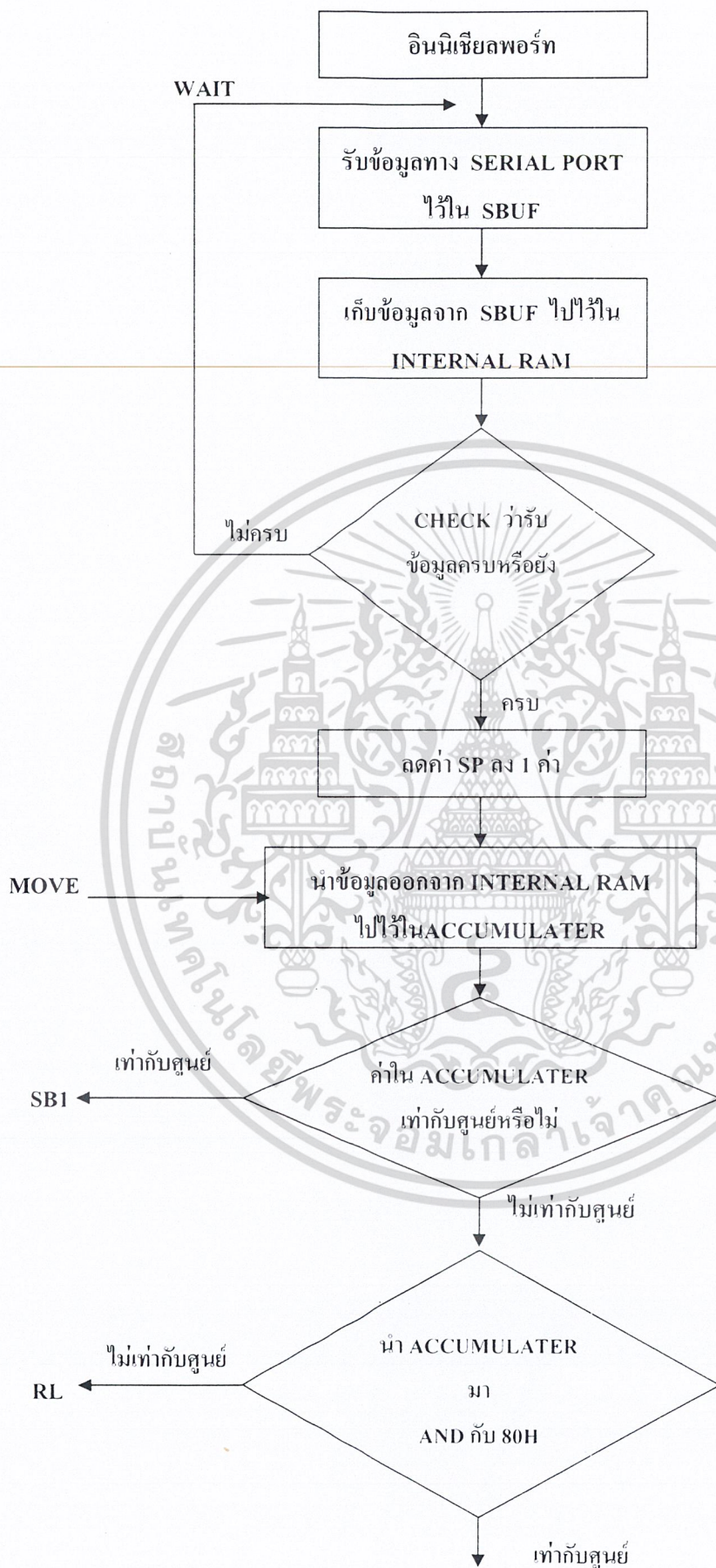
### 3.6 วงจรขับมอเตอร์

ในการควบคุมมอเตอร์ให้สามารถทำงานได้ตามที่ต้องการ จะต้องมียังวงจรที่ใช้ในการควบคุมการหมุนของมอเตอร์ โดยที่ในโครงงานนี้ได้ใช้ MCS-51 เป็นตัวควบคุมโดยจะส่งการไปที่ ไอซี ULN2003 ที่ต่อกับ MCS-51 ที่พอร์ต 0 เพื่อให้มีกระแสไปขับมอเตอร์ให้สามารถหมุนตามที่สั่งการได้ โดยที่วงจรใช้งานจะแสดงดังรูปที่ 3.10

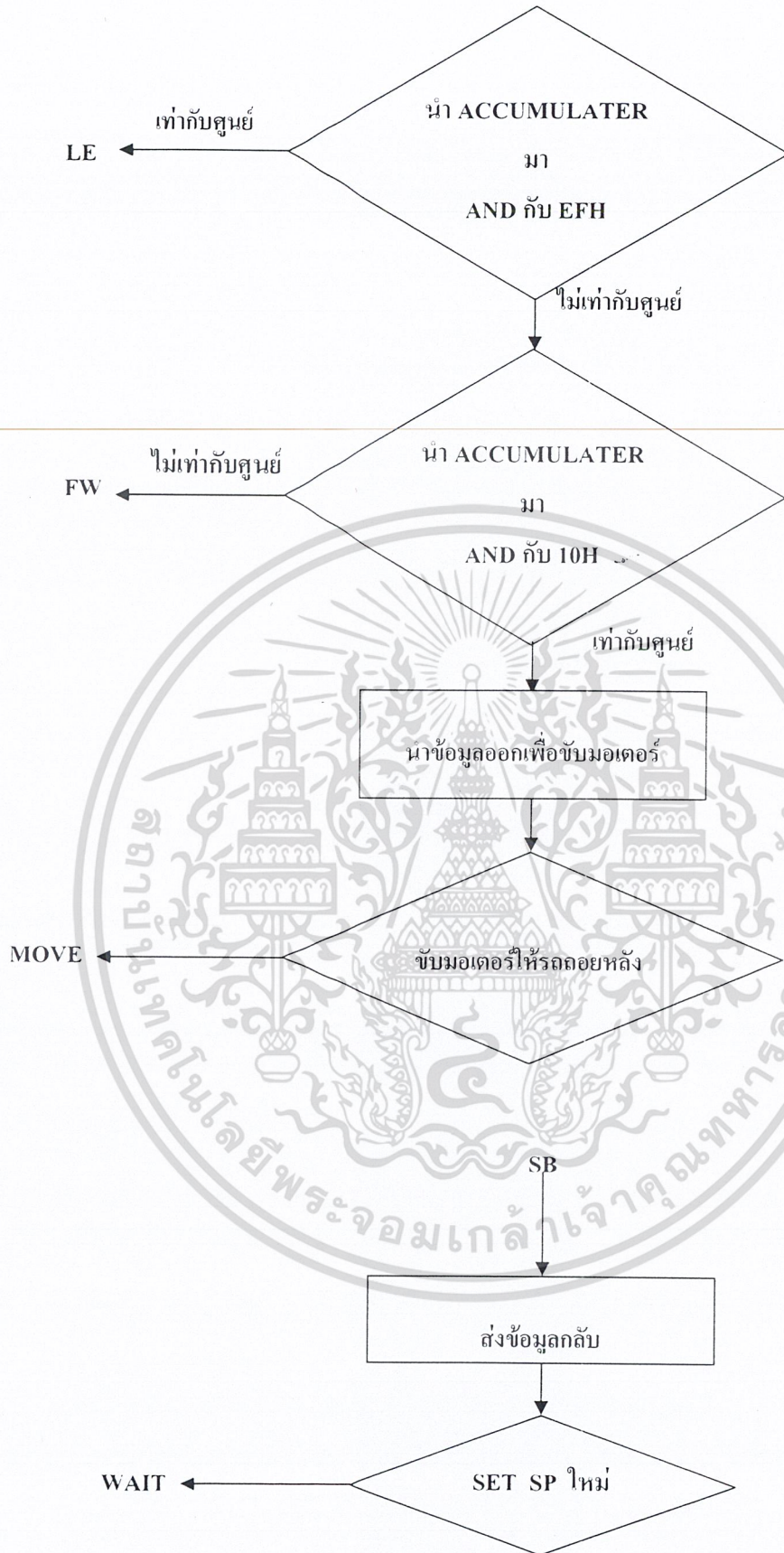


รูปที่ 3.10 แสดงวงจรขับมอเตอร์โดยใช้ MCS-51 และ ULN2003

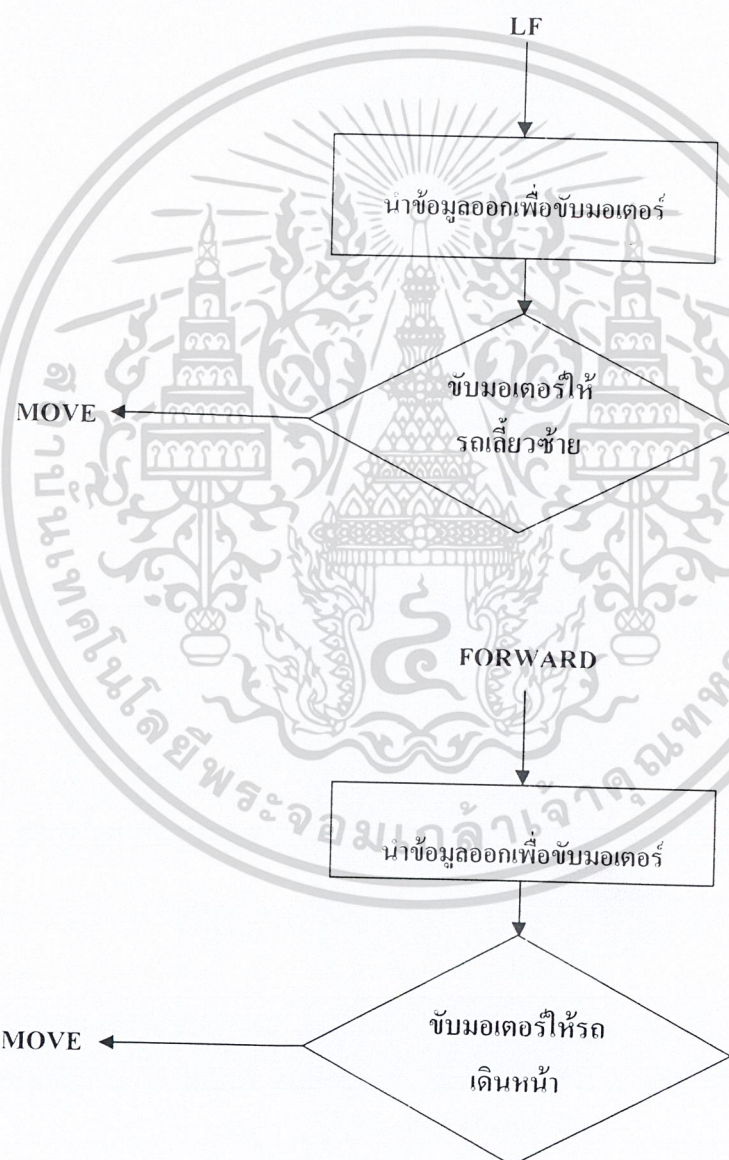
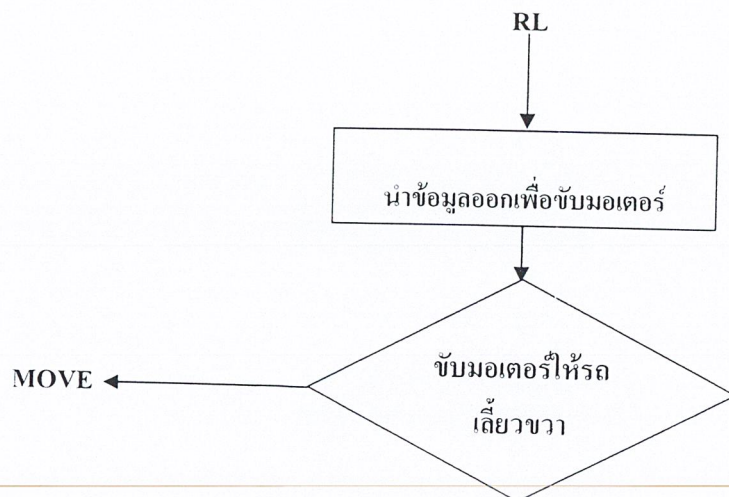
โดยที่โปรแกรมที่ทำการควบคุมมอเตอร์นั้นจะมี flow chart ดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

#### 4.1 วงจรแปลงสัญญาณ MAX 232

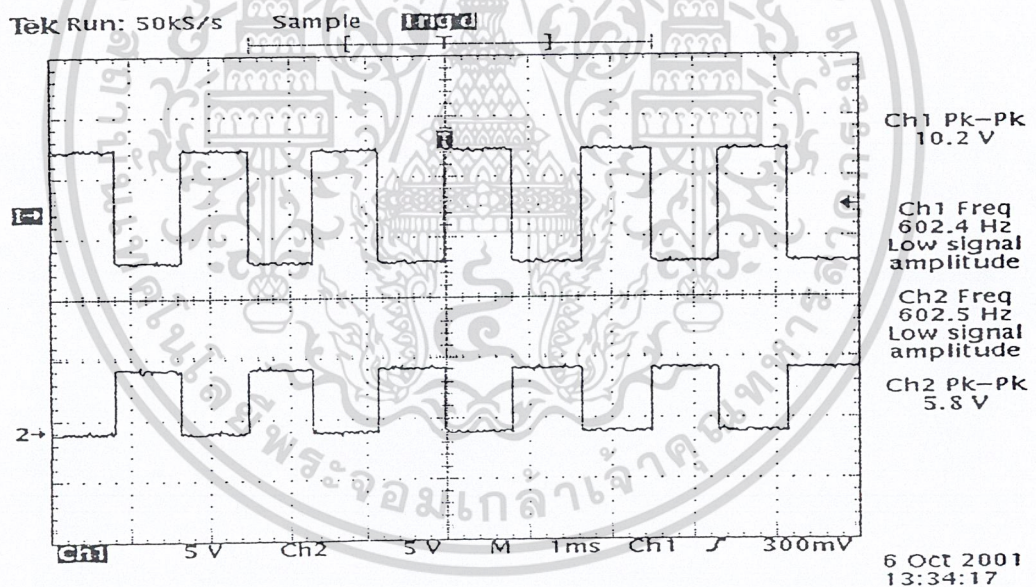
วัตถุประสงค์ : เพื่อให้เข้าใจการแปลงสัญญาณจากมาตรฐาน RS-232 ไปเป็นสัญญาณ TTL ของไอซี MAX 232

##### 4.1.1 ขั้นตอนการทดลอง

- 1.ต่อวงจรตามรูป
- 2.ทำการป้อนกระแสไฟตรง 5 โวลต์เข้าที่ขา 16
- 3.ทำการจ่ายสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 600 Hz เข้าที่อินพุตขา 8
- 4.วัดเอาต์พุตที่ขา 9

##### 4.1.2 ผลการทดลอง

เมื่อป้อนสัญญาณที่เป็นลักษณะของมาตรฐาน RS-232 นั้นจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณ TTL ได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดงเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณที่ขา 9

##### 4.1.3 สรุปผลการทดลอง

เมื่อทำการจ่ายสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 600 Hz 10 Vp-p เข้าในวงจรจะทำให้ได้เอาต์พุตออกมาเป็นสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 600 Hz 5 Vp-p

## 4.2 วงจรสร้างสัญญาณ FSK

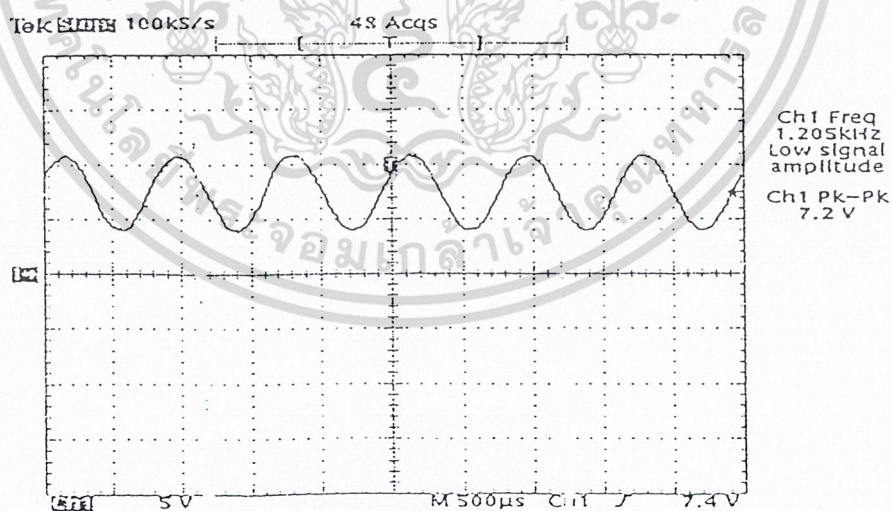
วัตถุประสงค์ : เพื่อให้เข้าใจการสร้างสัญญาณ FSK ของไอซี XR-2206

### 4.2.1 ขั้นตอนการทดลอง

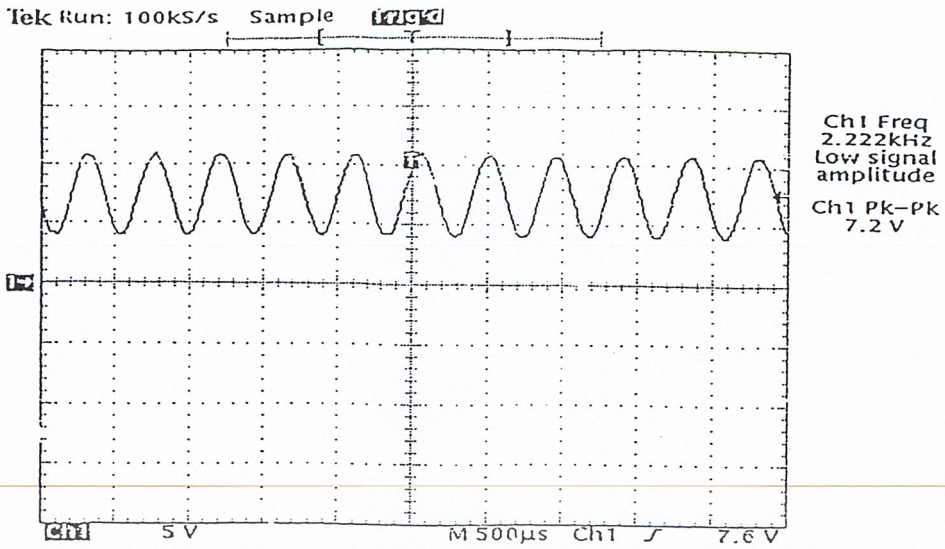
1. ค่่วงจรตามรูป
2. ทำการป้อนกระแสไฟตรง 12 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี
3. ทำการป้อนสัญญาณไฟตรง 0 โวลต์ที่ขา 9 ของไอซี
4. ทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 2 แล้วทำการปรับสัญญาณให้มีค่าความถี่เป็น 2,200 Hz แล้วทำการวัดค่า ความต้านทาน ( R2 ) ที่ได้จากการปรับ
5. ทำการทดลองซ้ำตั้งแต่ขั้นตอนที่ 3 โดยที่เปลี่ยนสัญญาณไฟเป็น 5 โวลต์แล้วปรับสัญญาณให้มีค่าความถี่ 1,200 Hz ที่ตัวต้านทาน ( R1 )
6. ทำการจ่ายสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 600 Hz ขนาด 5 โวลต์และปรับ ออฟเซตให้สัญญาณลอยอยู่เหนือ กราวด์
7. ทำการวัดสัญญาณที่เอาต์พุต

### 4.2.2 ผลการทดลอง

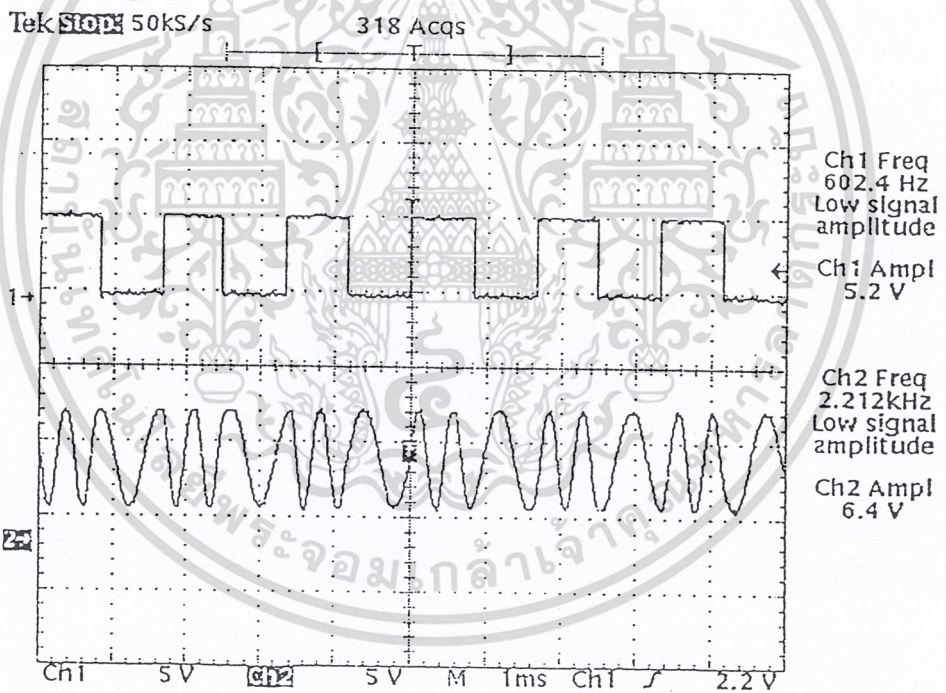
1. หลังจากปรับสัญญาณตามขั้นตอนที่ 3 และ 4 จะได้สัญญาณดังรูปที่ 4.2
2. เมื่อทำการเปลี่ยนค่าให้เป็น 5 โวลต์ตามขั้นตอนที่ 5 จะได้ดังรูปที่ 4.3
3. หลังจากทำการทดลองทั้ง 5 ขั้นตอนแรกสำเร็จแล้วก็จะทำการป้อนสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมจนได้สัญญาณดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.2 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนไฟตรง 0 V แทนลอจิก "0"



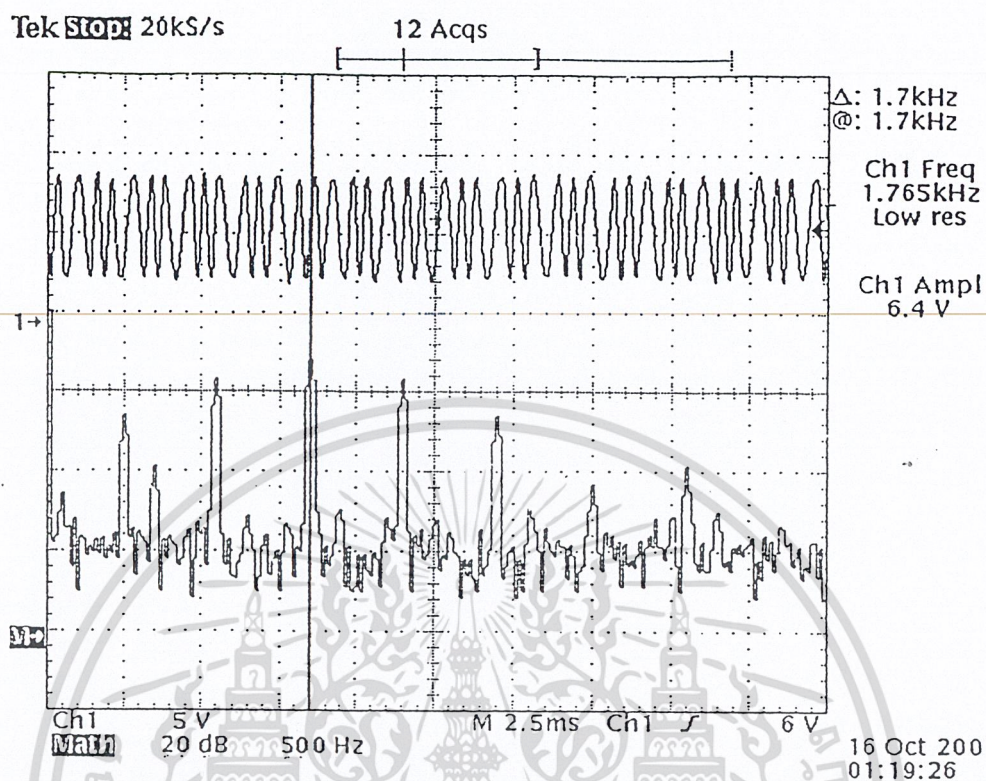
รูปที่ 4.3 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนไฟตรง 5 V แทนลอจิก "1"



รูปที่ 4.4 เอาต์พุตเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยม

16 Oct 2001 01:42:51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเอพอสเคเปรียบเทียบกับสเปกตรัม

#### 4.2.3 สรุปผลการทดลอง

เมื่อทำการป้อนสัญญาณ รูปคลื่นสี่เหลี่ยม 600 Hz เอาท์พุตที่ได้ออกมาจะเป็นสัญญาณอนาล็อกที่มีความถี่เปลี่ยนแปลงตามรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งก็คือสัญญาณ FSK ตามทฤษฎี

#### 4.3 วงจรตีมอดูเลตสัญญาณ FSK

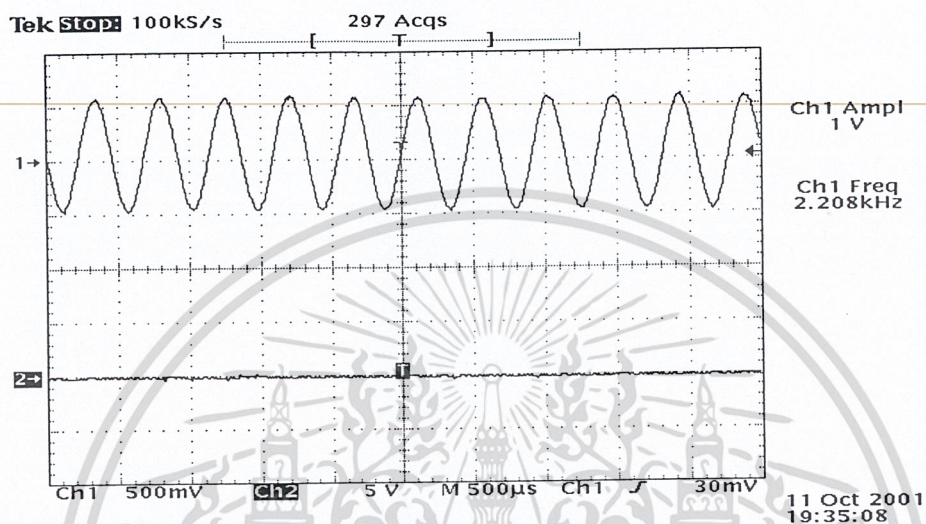
วัตถุประสงค์ : เพื่อให้เข้าใจการตีมอดูเลตสัญญาณ FSK ของไอซี XR-2211

##### 4.3.1 ขั้นตอนการทดลอง

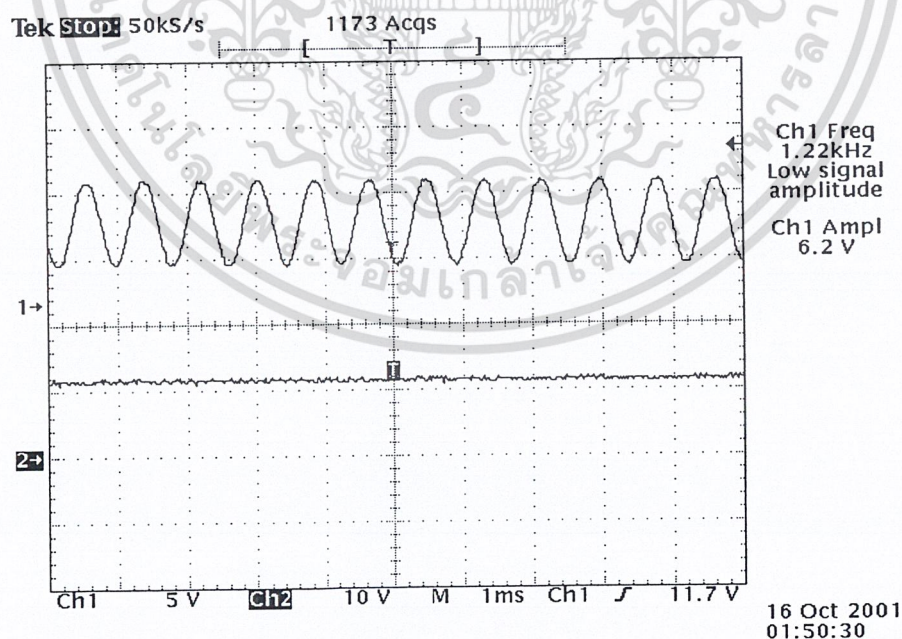
- 1.ต่อวงจรตามรูป 3.3
- 2.ทำการป้อนกระแสไฟตรง 12 โวลต์เข้าที่ขา 7 โดยที่ป้อนผ่านตัวต้านทาน  $5.1 \text{ K}\Omega$
- 3.ทำการป้อนสัญญาณ ไซน์ความถี่ 2,200 Hz และวัดสัญญาณที่เอาท์พุตขา 7
- 4.ทำการป้อนสัญญาณ ไซน์ความถี่ 1,200 Hz และวัดสัญญาณที่เอาท์พุต
- 5.ทำการป้อนสัญญาณ FSK เข้าและทำการวัดสัญญาณที่เอาท์พุต

## 4.3.2 ผลการทดลอง

1. เมื่อทำการป้อนสัญญาณ ไซน์ความถี่ 2,200 Hz จะได้สัญญาณออกมามีรูปที่ 4.5
2. เมื่อทำการป้อนสัญญาณ ไซน์ความถี่ 1,200 Hz จะได้สัญญาณออกมามีรูปที่ 4.6
3. เมื่อทำการป้อนสัญญาณ FSK เอาท์พุทที่ได้จะเป็นดังรูปที่ 4.7

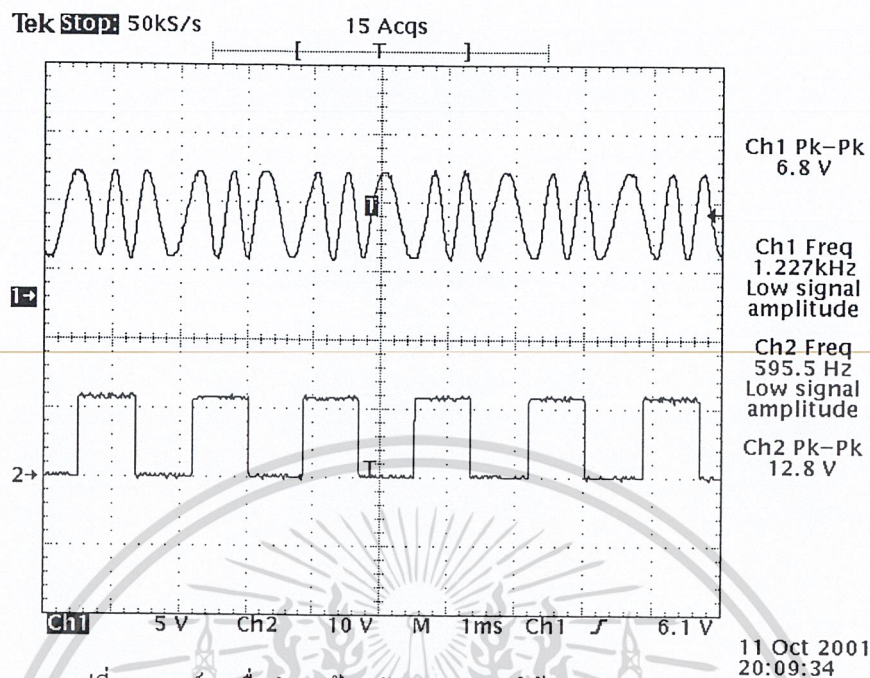


รูปที่ 4.6 แสดงรูปเมื่อป้อนสัญญาณ 2,200 Hz ให้วงจรคีมอคูเลต FSK



รูปที่ 4.7 แสดงรูปเมื่อป้อนสัญญาณ 1,200 Hz ให้วงจรคีมอคูเลต FSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 เอาท์พุทเมื่อทำการป้อนสัญญาณ FSK ให้กับวงจร

#### 4.3.3 สรุปผลการทดลอง

หลังจากที่ได้ทำการต่อวงจรตามรูป 3.3 แล้วทำการป้อนสัญญาณ อินพุตความถี่ 2,200 และ 1,200 Hz จากนั้นก็ป้อนสัญญาณ FSK เข้าไปแล้วทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตออกมาดังรูป 4.6 ,4.7 และ 4.8 ซึ่งผลการทดลองเป็นไปตามทฤษฎี

#### 4.4 ระบบสังเคราะห์ความถี่

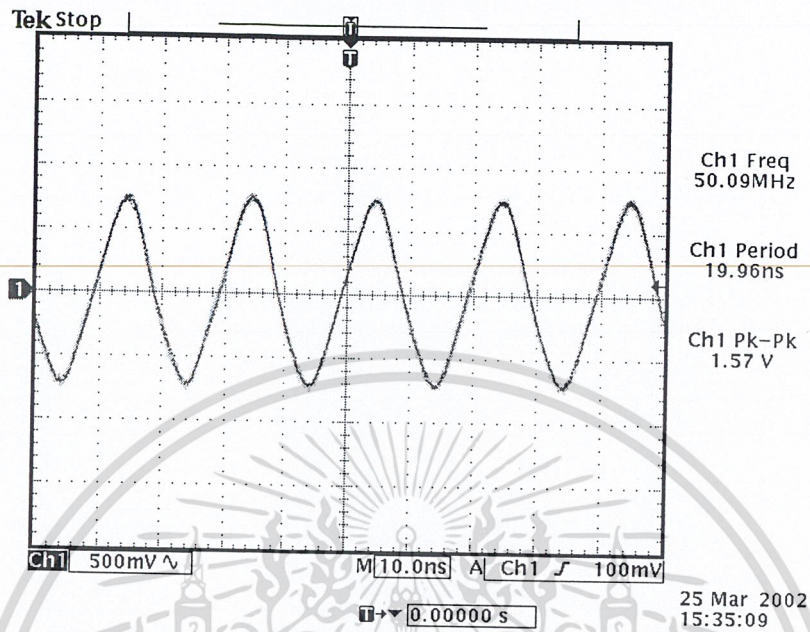
##### 4.4.1 วงจรโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์

วัตถุประสงค์ : เพื่อให้เข้าใจหลักการทำงานของวงจรคอลพิคต่ออสซิลเลเตอร์

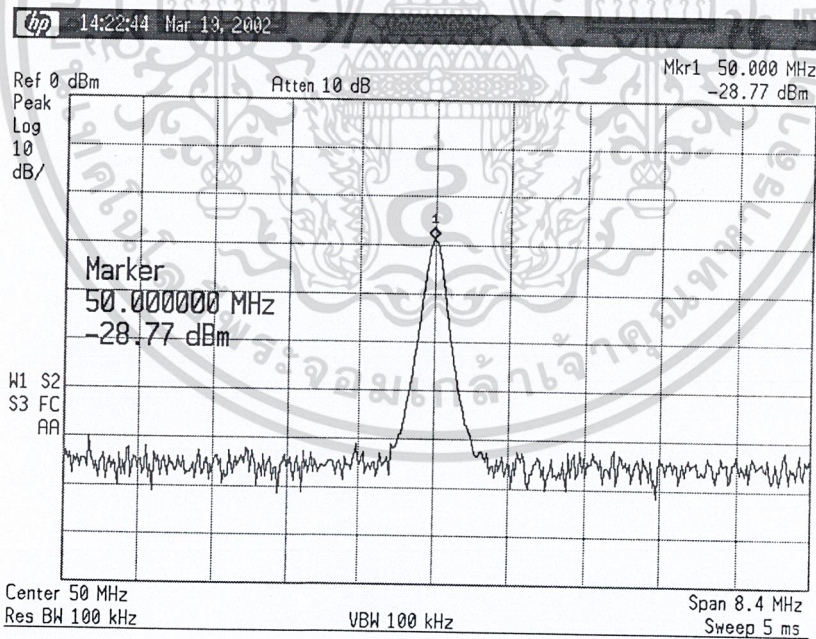
##### 4.4.1.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการต่อวงจรตามรูปที่ 3.4 โดยทำการจ่ายกระแสไฟตรง 9 โวลต์ให้กับวงจร
2. ทำการวัดสัญญาณเอาท์พุทโดยที่ไม่ทำการป้อน โวลเตจคอนโทรลจะได้ค่าความถี่กลางดังรูป 4.9
3. ทำการวัดสเปกตรัมของสัญญาณเอาท์พุทจะได้ดังรูป 4.10
4. ทำการป้อนสัญญาณอินพุต 10 kHz ขนาด 100 mVp-p และทำการวัดสเปกตรัมของสัญญาณเอาท์พุทได้ดังรูป 4.11

4.4.1.2 ผลการทดลอง

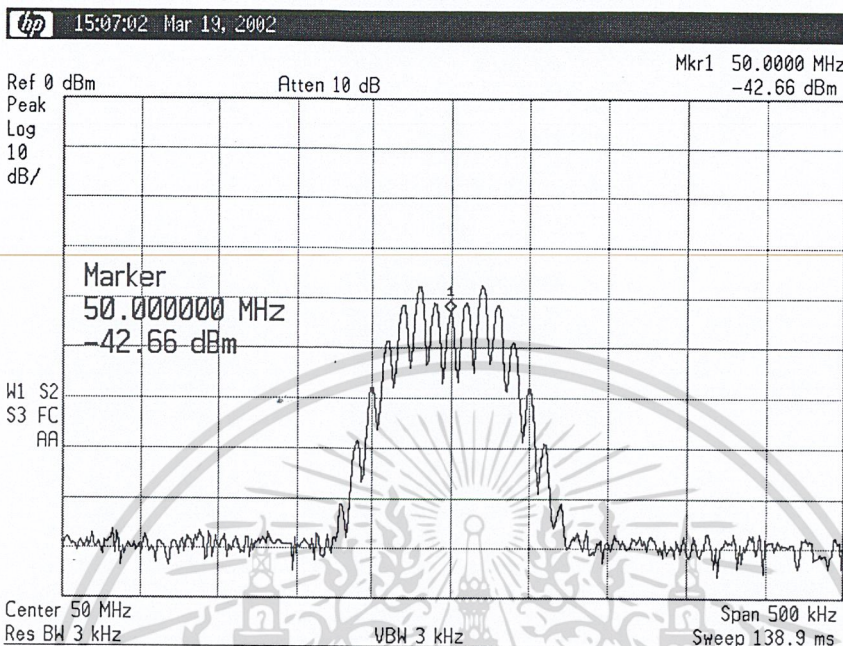


รูปที่ 4.9 สัญญาณไซน์ที่ผลิตได้ที่ความถี่กลางเท่ากับ 50 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.10 สเปกตรัมของสัญญาณที่ผลิตได้จากวงจรโวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็ม เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 10 kHz ขนาด 100 mV<sub>PP</sub>

4.4.1.3 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองจะพบว่าเมื่อสัญญาณที่นำมามอดูเลตมีขนาดแอมพลิจูดมากขึ้น การกระจายของสเปกตรัม ( span ) ก็จะมีค่ามากขึ้น แบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มก็จะมีค่ามากขึ้น ซึ่งก็ตรงกับทฤษฎีของการมอดูเลตทางความถี่ที่ได้กล่าวมาในบทที่ 2 ส่วนเมื่อสัญญาณที่นำมามอดูเลตมีความถี่เปลี่ยนแปลงระยะห่างของแท่งสเปกตรัมก็จะมีเปลี่ยนแปลง แต่แบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มจะไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก ซึ่งก็ตรงกับในทฤษฎีเช่นกัน

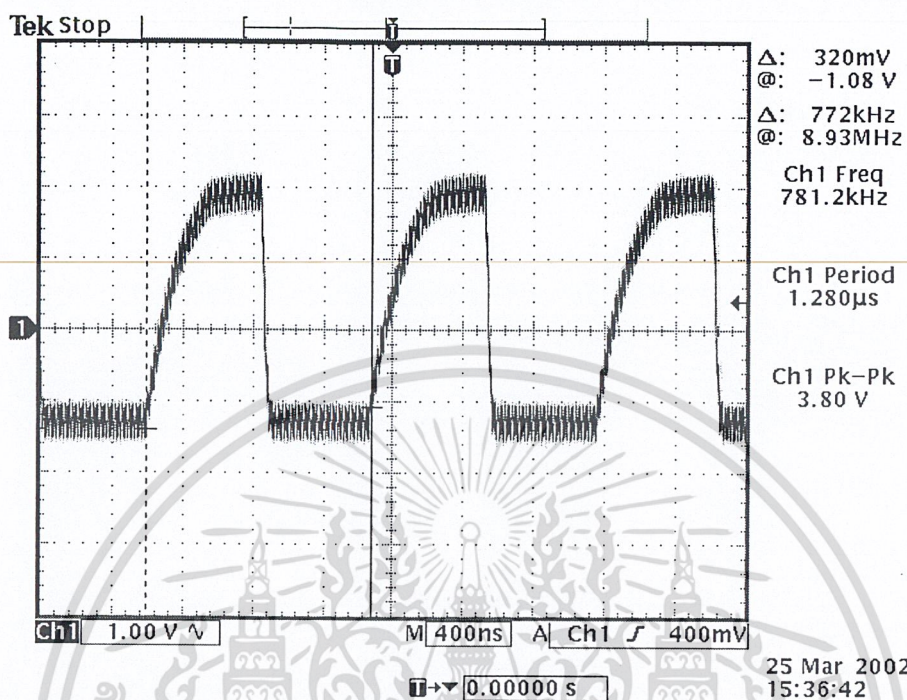
4.4.2 วงจรพริสเทเลเตอร์แบบสองโมดูลัส

วัตถุประสงค์ : เพื่อทำการศึกษาการทำงาน ไอซีเบอร์ MC12017ซึ่งเป็นวงจรพริสเทเลเตอร์

4.4.2.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการต่อวงจรตามรูปที่ 3.5
2. ทำการป้อนสัญญาณ อินพุตจากวงจรวิธีโอเข้า ไอซี MC12017
3. วัดสัญญาณเอาต์พุตได้ดังรูปที่ 4.12

## 4.4.2.2 ผลการทดลอง



รูปที่ 4.12 สัญญาณที่ได้จากการหารความถี่ไป 64 เท่า

## 4.4.2.3 สรุปผลการทดลอง

หลังจากทำการต่อวงจรพรีสเกลเลอร์โดยใช้ไอซี MC12017 แล้วทำการป้อนสัญญาณอินพุตที่ได้จากส่วนของวงจรวีซีโอ แล้วได้สัญญาณเอาต์พุตซึ่งมีความถี่หลังถูกหารมีค่าน้อยลง ไป 64 เท่าจาก 50 MHz ซึ่งถือว่าได้ผลการทดลองเป็นไปตามทฤษฎี

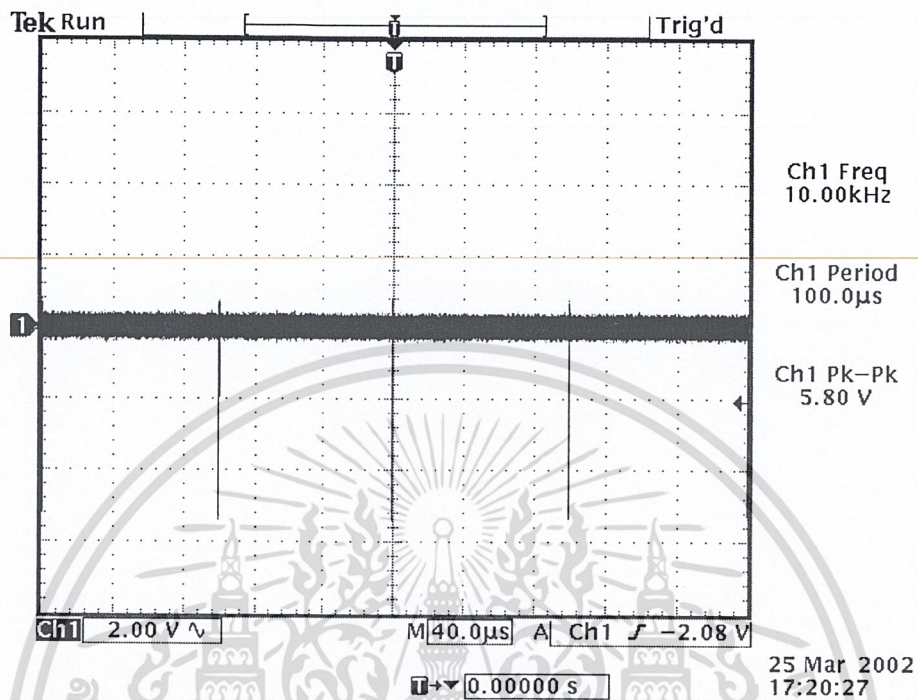
## 4.4.3 วงจรเฟสดีเทกเตอร์และวงจรหารความถี่

วัตถุประสงค์: เพื่อให้เข้าใจหลักการทำงานของวงจรเฟสดีเทกเตอร์และวงจรหารความถี่

## 4.4.3.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการต่อวงจร และตั้งค่าตัวหารดังรูป 3.6
2. ทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขั้ว LD จะได้สัญญาณดังรูปที่ 4.13

## 4.4.3.2 ผลการทดลอง



รูปที่ 4.13 สัญญาณที่ขา Lock Detect เมื่อวงจรสังเคราะห์ความถี่อยู่ในสภาวะล็อก

## 4.4.3.3 สรุปผลการทดลอง

หลังจากป้อนสัญญาณอินพุตเข้าสู่วงจรเฟสดีเทกเตอร์ เมื่อสัญญาณอยู่ในสภาวะที่ถูกล็อกความถี่แล้วจะได้ผลออกมาดังรูปที่ 4.13 ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎี

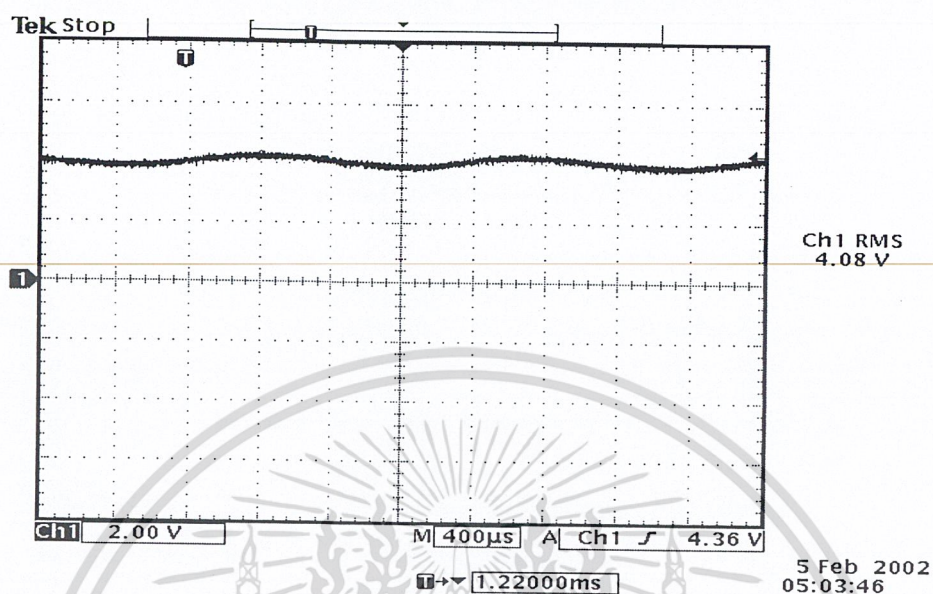
## 4.4.4 วงจรรูปฟิลเตอร์

วัตถุประสงค์ : เพื่อให้เข้าใจหลักการทำงานของวงจรรูปฟิลเตอร์

## 4.4.4.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการต่อวงจรรูปฟิลเตอร์ตามรูปที่ 3.7
2. ป้อนสัญญาณอินพุตที่รับมาจากวงจรเฟสดีเทกเตอร์เข้าไปที่ขา  $\varphi_R$  และ  $\varphi_V$
3. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ ดังรูปที่ 4.14

## 4.4.4.2 ผลการทดลอง



รูปที่ 4.14 ระดับแรงดันที่ออกจากกลุ่มฟิลเตอร์

## 4.4.4.3 สรุปผลการทดลอง

หลังจากทำการต่อวงจรตามรูปที่ 3.7 แล้วป้อนสัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจรเฟสดีเทกเตอร์เพื่อกรองความถี่ต่ำผ่าน แล้วได้สัญญาณเอาต์พุตมีลักษณะดังรูปที่ 4.14 ซึ่งตรงตามทฤษฎี

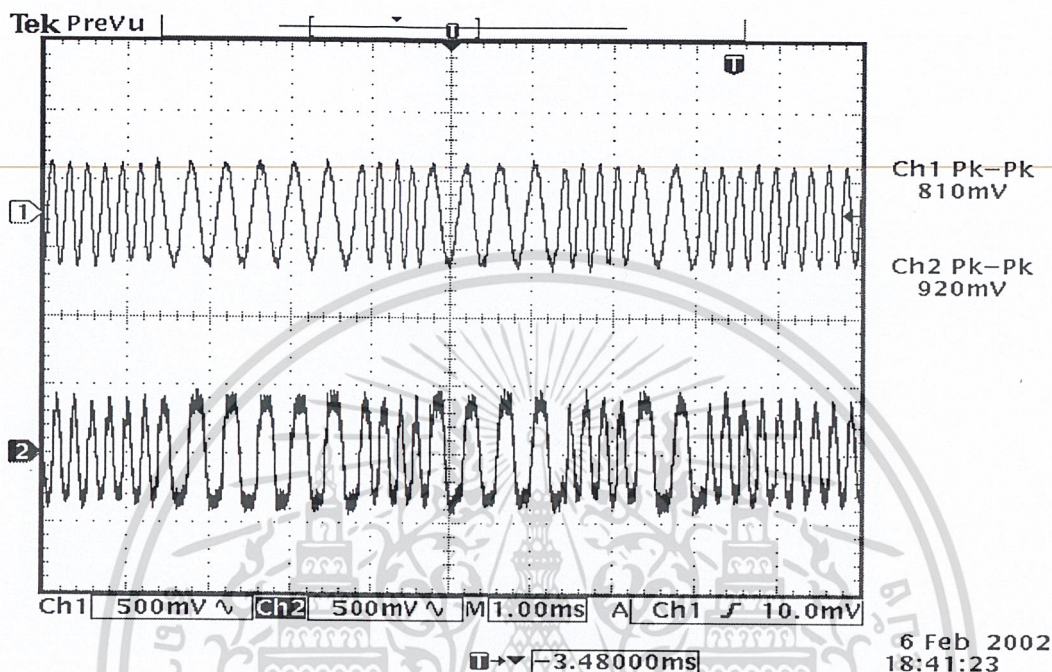
## 4.5 วงจรพีริแอมป์ซีดีมอดูเลเตอร์

วัตถุประสงค์ : เพื่อให้เข้าใจหลักการดีมอดูเลตทางความถี่และการทำงานของไอซี MC3362

## 4.5.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการต่อวงจรตามรูปที่ 3.9
2. ป้อนสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณเอพเอ็มที่มีความถี่คลื่นพาห์ 50 MHz
3. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ออกมาเทียบกับสัญญาณข่าวสารที่ป้อนเข้าไป ดังรูปที่ 4.15

## 4.5.2 ผลการทดลอง



รูปที่ 4.15 CH1 แสดงสัญญาณพีริควีนซีซิททีซ็องที่ป้อนให้กับวงจรมอดูเลเตอร์

CH2 แสดงสัญญาณที่เอาต์พุตที่ได้จาก ไอซี MC3362

## 4.5.3 สรุปผลการทดลอง

หลังจากต่อวงจรดีมอดูเลตเฟเอ็มแล้ววัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ดังรูป 4.15 จะได้สัญญาณที่มีลักษณะเดียวกันกับสัญญาณข่าวสารที่ป้อนเข้าทางค่านมอดูเลต แสดงว่าผลการทดลองเป็นไปตามทฤษฎี

## 4.6 วงจรขับมอเตอร์

วัตถุประสงค์ : เพื่อทำการศึกษการควบคุมสเต็ป มอเตอร์ ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

## 4.6.1 ขั้นตอนการทดลอง

- 1.ต่อวงจรตามรูป 3.5
- 2.ทำการโปรแกรมดั่งที่แสดงในบทที่ 3 ลงในไมโครคอนโทรลเลอร์
- 3.ทำการวัดสถานะที่ port 0 ของไมโครคอนโทรลเลอร์

## 4.6.2 ผลการทดลอง

1.เมื่อทำการส่งข้อมูลจาก computer ถ้า serial port ของ MCS-51 แล้วนั้น เมื่อทำการวัดสถานะ ที่ port 0 ของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 จะได้ผลดังตาราง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	P0.0	P0.1	P0.2	P0.3	P0.4	P0.5	P0.6	P0.7
Step ที่ 1	1	0	0	0	1	0	0	0
Step ที่ 2	0	1	0	0	0	1	0	0
Step ที่ 3	0	0	1	0	0	0	1	0
Step ที่ 4	0	0	0	1	0	0	0	1

ตารางที่ 4.1 แสดงสถานะของport 0 เมื่อทำการสั่งให้เดินน้ำ

#### 4.6.3 สรุปผลการทดลอง

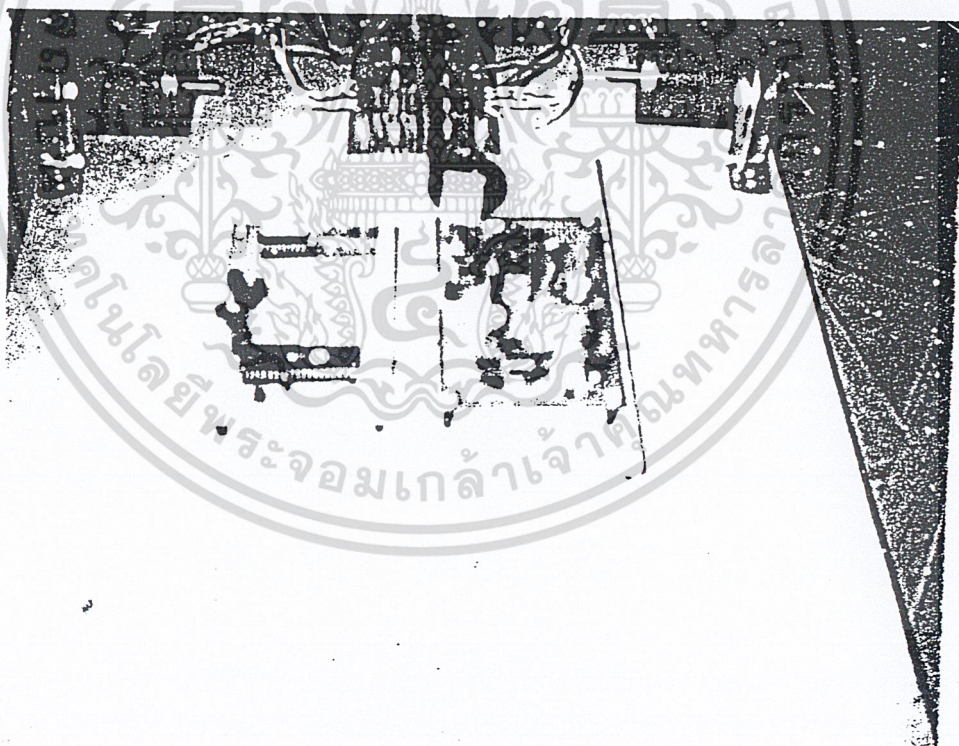
จากผลการทดลองข้างต้นเมื่อรับข้อมูลคำสั่งจาก serial port ของ computer มาแล้ว ไมโครคอนโทรลเลอร์ จะทำการประมวลผลและทำการขับเคลื่อนมอเตอร์ไปตามที่ต้องการ ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 แสดงเครื่องส่งสัญญาณควบคุมที่ใช้งานจริง



รูปที่ 4.17 แสดงเครื่องรับสัญญาณและควบคุมมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์

หลังจากทำการทดสอบวงจรต่างๆ ในภาคส่งซึ่งได้แก่ วงจรแปลงระดับสัญญาณ MAX232 วงจรสร้างสัญญาณ FSK วงจรมอดูเลตทางความถี่ ซึ่งผลการทดลองที่ได้เป็นไปตามทฤษฎีคือ สามารถสร้าง FSK และทำการมอดูเลตทางความถี่ส่งออกอากาศได้ ในส่วนของภาครับนั้นสามารถทำการดีมอดูเลตสัญญาณออกมาเป็นข้อมูลออกมาได้โดยวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลตและ FSK ดีมอดูเลตและสามารถนำข้อมูลที่ได้ออกไปควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ให้ทำการประมวลผลตามคำสั่ง ที่ส่งออกไปจากทางคอมพิวเตอร์ได้ เหลือเพียงส่วนที่ทำการควบคุมมอเตอร์นั้นยังไม่สามารถทำให้ถูกต้องเพียงพอที่จะนำไปใช้งานได้ ซึ่งแนวทางการปรับปรุงนั้นก็จะเป็นการปรับปรุงวงจรส่วนที่ทำการควบคุมมอเตอร์ให้มีประสิทธิภาพที่เพียงพอในการนำไปใช้งานต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์

MCS51



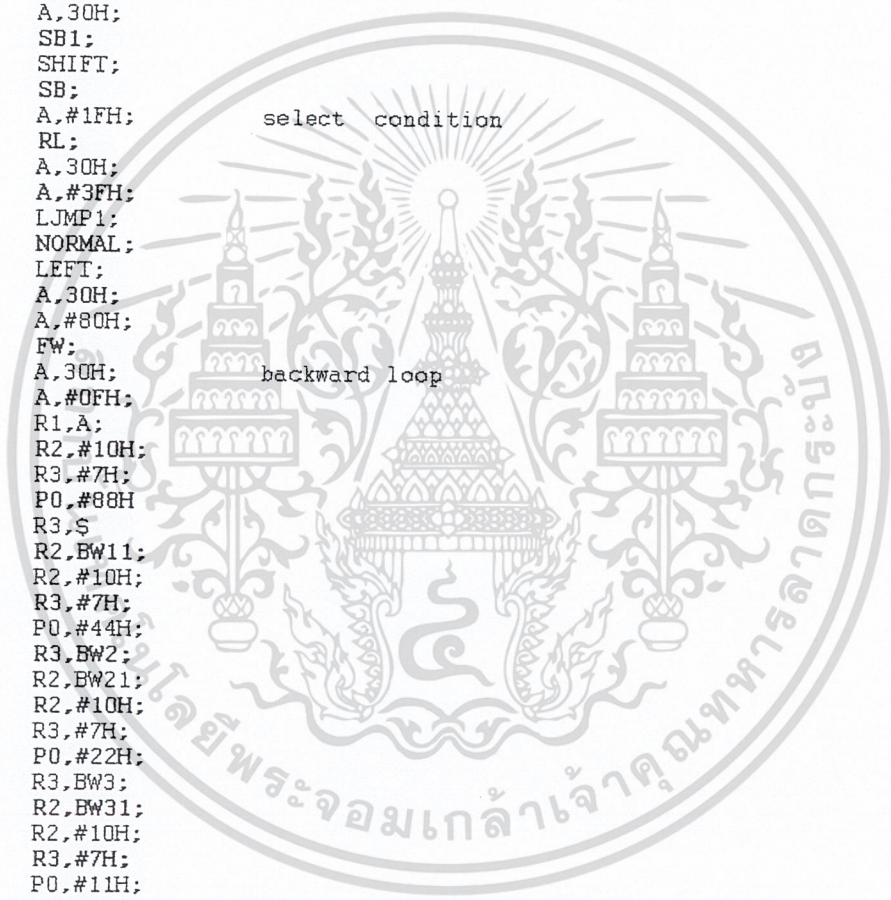
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COMPLETE

```

                ORG 0000H
MOV     PCON,#00H;
MOV     SCON,#50H;      model
MOV     TMOD,#20H;
MOV     TH1,#0E8H;      set serial port
SETB    TR1;
MOV     OFH,#00H;
MOV     SP,#10H;
WAIT:   JNB    RI, WAIT;
        CLR    RI;
        MOV    30H, SBUF;      recive data
        PUSH  30H;            getdata in memory
        MOV    A,#00FFH;
        SUBB  A, SBUF;        check stop send data
        JNZ   WAIT;
        DEC   SP;
MOVE:   POP   30H;
        MOV   RO,#64H;
        MOV   A, 30H;
        JZ    SBI;
        JNZ  SHIFT;
SBI:    LJMP  SB;
SHIFT:  ANL  A,#1FH;        select condition
        JZ    RL;
        MOV  A, 30H;
        ANL  A,#3FH;
        JZ    LJMP1;
        JNZ  NORMAL;
LJMP1:  LJMP  LEFT;
NORMAL: MOV  A, 30H;
        ANL  A,#80H;
        JNZ  FW;
BW:     MOV  A, 30H;        backward loop
        ANL  A,#0FH;
        MOV  R1,A;
        MOV  R2,#10H;
        MOV  R3,#7H;
        MOV  P0,#88H
        DJNZ R3,$
        DJNZ R2,BW11;
        MOV  R2,#10H;
        MOV  R3,#7H;
        MOV  P0,#44H;
        DJNZ R3,BW2;
        DJNZ R2,BW21;
        MOV  R2,#10H;
        MOV  R3,#7H;
        MOV  P0,#22H;
        DJNZ R3,BW3;
        DJNZ R2,BW31;
        MOV  R2,#10H;
        MOV  R3,#7H;
        MOV  P0,#11H;
        DJNZ R3,BW4;
        DJNZ R2,BW41;
        DJNZ R1,BW12;
        SJMP MOVE;
FW:     MOV  A, 30H;        go back to pop data
        ANL  A,#0FH;        forward loop
        MOV  R1,A;
        MOV  R2,#10H;
        MOV  R3,#7H;
        MOV  P0,#88H;
        DJNZ R3,$
        DJNZ R2,FW11;
        MOV  R2,#10H;
        MOV  R3,#7H;
        MOV  P0,#44H;
        DJNZ R3,FW2;
        DJNZ R2,FW21;

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COMPLETE

```

FW32:  MOV    R2,#10H;
FW31:  MOV    R3,#7H;
FW3:   MOV    P0,#22H;
        DJNZ  R3,$;
        DJNZ  R2,FW31;
FW42:  MOV    R2,#10H;
FW41:  MOV    R3,#7H;
FW4:   MOV    P0,#11H;
        DJNZ  R3,FW4;
        DJNZ  R2,FW41;
        DJNZ  R1,FW12;
        LJMP MOVE;           go back to pop data
RL:    MOV    R0,#0FFH;      right loop
RL12:  MOV    R2,#10H;
RL11:  MOV    R3,#7H;
RL1:   MOV    P0,#88H;
        DJNZ  R3,RL1;
        DJNZ  R2,RL11;
RL22:  MOV    R2,#10H;
RL21:  MOV    R3,#7H;
RL2:   MOV    P0,#44H;
        DJNZ  R3,RL2;
        DJNZ  R2,RL21;
RL32:  MOV    R2,#10H;
RL31:  MOV    R3,#7H;
RL3:   MOV    P0,#22H;
        DJNZ  R3,RL3;
        DJNZ  R2,RL31;
RL42:  MOV    R2,#10H;
RL41:  MOV    R3,#7H;
RL4:   MOV    P0,#11H;
        DJNZ  R3,RL4;
        DJNZ  R2,RL41;
        DJNZ  R1,RL12;
        LJMP MOVE;           go back to pop data
LF:    MOV    R0,#0FFH;      left loop
LF12:  MOV    R2,#10H;
LF11:  MOV    R3,#7H;
LF1:   MOV    P0,#88H;
        DJNZ  R3,LF1;
        DJNZ  R2,LF11;
LF22:  MOV    R2,#10H;
LF21:  MOV    R3,#7H;
LF2:   MOV    P0,#44H;
        DJNZ  R3,LF2;
        DJNZ  R2,LF21;
LF32:  MOV    R2,#10H;
LF31:  MOV    R3,#7H;
LF3:   MOV    P0,#22H;
        DJNZ  R3,LF3;
        DJNZ  R2,LF31;
LF42:  MOV    R2,#10H;
LF41:  MOV    R3,#7H;
LF4:   MOV    P0,#11H;
        DJNZ  R3,LF4;
        DJNZ  R2,LF41;
        DJNZ  R1,LF12;
        LJMP MOVE;           go back to pop data
SB:    MOV    P1,#01H;
        MOV    SP,#10H;
        MOV    P0,#0FFH;
        LJMP WAIT;
END

```



## +5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

### Detailed Description

The MAX220–MAX249 contain four sections: dual charge-pump DC-DC voltage converters, RS-232 drivers, RS-232 receivers, and receiver and transmitter enable control inputs.

#### Dual Charge-Pump Voltage Converter

The MAX220–MAX249 have two internal charge-pumps that convert +5V to  $\pm 10V$  (unloaded) for RS-232 driver operation. The first converter uses capacitor C1 to double the +5V input to +10V on C3 at the V+ output. The second converter uses capacitor C2 to invert +10V to -10V on C4 at the V- output.

A small amount of power may be drawn from the +10V (V+) and -10V (V-) outputs to power external circuitry (see the *Typical Operating Characteristics* section), except on the MAX225 and MAX245–MAX247, where these pins are not available. V+ and V- are not regulated, so the output voltage drops with increasing load current. Do not load V+ and V- to a point that violates the minimum  $\pm 5V$  EIA/TIA-232E driver output voltage when sourcing current from V+ and V- to external circuitry.

When using the shutdown feature in the MAX222, MAX225, MAX230, MAX235, MAX236, MAX240, MAX241, and MAX245–MAX249, avoid using V+ and V- to power external circuitry. When these parts are shut down, V- falls to 0V, and V+ falls to +5V. For applications where a +10V external supply is applied to the V+ pin (instead of using the internal charge pump to generate +10V), the C1 capacitor must not be installed and the SHDN pin must be tied to VCC. This is because V+ is internally connected to VCC in shutdown mode.

#### RS-232 Drivers

The typical driver output voltage swing is  $\pm 8V$  when loaded with a nominal  $5k\Omega$  RS-232 receiver and  $V_{CC} = +5V$ . Output swing is guaranteed to meet the EIA/TIA-232E and V.28 specification, which calls for  $\pm 5V$  minimum driver output levels under worst-case conditions. These include a minimum  $3k\Omega$  load,  $V_{CC} = +4.5V$ , and maximum operating temperature. Unloaded driver output voltage ranges from (V+ -1.3V) to (V- +0.5V).

Input thresholds are both TTL and CMOS compatible. The inputs of unused drivers can be left unconnected since  $400k\Omega$  input pull-up resistors to VCC are built in (except for the MAX220). The pull-up resistors force the outputs of unused drivers low because all drivers invert. The internal input pull-up resistors typically source  $12\mu A$ , except in shutdown mode where the pull-ups are disabled. Driver outputs turn off and enter a high-impedance state—where leakage current is typically microamperes (maximum  $25\mu A$ )—when in shutdown

mode, in three-state mode, or when device power is removed. Outputs can be driven to  $\pm 15V$ . The power-supply current typically drops to  $8\mu A$  in shutdown mode. The MAX220 does not have pull-up resistors to force the outputs of the unused drivers low. Connect unused inputs to GND or VCC.

The MAX239 has a receiver three-state control line, and the MAX223, MAX225, MAX235, MAX236, MAX240, and MAX241 have both a receiver three-state control line and a low-power shutdown control. Table 2 shows the effects of the shutdown control and receiver three-state control on the receiver outputs.

The receiver TTL/CMOS outputs are in a high-impedance, three-state mode whenever the three-state enable line is high (for the MAX225/MAX235/MAX236/MAX239–MAX241), and are also high-impedance whenever the shutdown control line is high.

When in low-power shutdown mode, the driver outputs are turned off and their leakage current is less than  $1\mu A$  with the driver output pulled to ground. The driver output leakage remains less than  $1\mu A$ , even if the transmitter output is backdriven between 0V and ( $V_{CC} + 6V$ ). Below -0.5V, the transmitter is diode clamped to ground with  $1k\Omega$  series impedance. The transmitter is also zener clamped to approximately  $V_{CC} + 6V$ , with a series impedance of  $1k\Omega$ .

The driver output slew rate is limited to less than  $30V/\mu s$  as required by the EIA/TIA-232E and V.28 specifications. Typical slew rates are  $24V/\mu s$  unloaded and  $10V/\mu s$  loaded with  $3\Omega$  and  $2500pF$ .

#### RS-232 Receivers

EIA/TIA-232E and V.28 specifications define a voltage level greater than 3V as a logic 0, so all receivers invert. Input thresholds are set at 0.8V and 2.4V, so receivers respond to TTL level inputs as well as EIA/TIA-232E and V.28 levels.

The receiver inputs withstand an input overvoltage up to  $\pm 25V$  and provide input terminating resistors with

Table 2. Three-State Control of Receivers

PART	SHDN	SHDN	EN	EN(R)	RECEIVERS
MAX223	—	Low High High	X Low High	—	High Impedance Active High Impedance
MAX225	—	—	—	Low High	High Impedance Active
MAX235 MAX236 MAX240	Low Low High	—	—	Low High X	High Impedance Active High Impedance

## +5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249

nominal 5k $\Omega$  values. The receivers implement Type 1 interpretation of the fault conditions of V.28 and EIA/TIA-232E.

The receiver input hysteresis is typically 0.5V with a guaranteed minimum of 0.2V. This produces clear output transitions with slow-moving input signals, even with moderate amounts of noise and ringing. The receiver propagation delay is typically 600ns and is independent of input swing direction.

### Low-Power Receive Mode

The low-power receive-mode feature of the MAX223, MAX242, and MAX245-MAX249 puts the IC into shutdown mode but still allows it to receive information. This is important for applications where systems are periodically awakened to look for activity. Using low-power receive mode, the system can still receive a signal that will activate it on command and prepare it for communication at faster data rates. This operation conserves system power.

### Negative Threshold—MAX243

The MAX243 is pin compatible with the MAX232A, differing only in that RS-232 cable fault protection is removed on one of the two receiver inputs. This means that control lines such as CTS and RTS can either be driven or left floating without interrupting communication. Different cables are not needed to interface with different pieces of equipment.

The input threshold of the receiver without cable fault protection is -0.8V rather than +1.4V. Its output goes positive only if the input is connected to a control line that is actively driven negative. If not driven, it defaults to the 0 or "OK to send" state. Normally, the MAX243's other receiver (+1.4V threshold) is used for the data line (TD or RD), while the negative threshold receiver is connected to the control line (DTR, DTS, CTS, RTS, etc.).

Other members of the RS-232 family implement the optional cable fault protection as specified by EIA/TIA-232E specifications. This means a receiver output goes high whenever its input is driven negative, left floating, or shorted to ground. The high output tells the serial communications IC to stop sending data. To avoid this, the control lines must either be driven or connected with jumpers to an appropriate positive voltage level.

### Shutdown—MAX222-MAX242

On the MAX222, MAX235, MAX236, MAX240, and MAX241, all receivers are disabled during shutdown. On the MAX223 and MAX242, two receivers continue to operate in a reduced power mode when the chip is in shutdown. Under these conditions, the propagation delay increases to about 2.5 $\mu$ s for a high-to-low input transition. When in shutdown, the receiver acts as a CMOS inverter with no hysteresis. The MAX223 and MAX242 also have a receiver output enable input (EN for the MAX242 and EN for the MAX223) that allows receiver output control independent of SHDN (SHDN for MAX241). With all other devices, SHDN (SHDN for MAX241) also disables the receiver outputs.

The MAX225 provides five transmitters and five receivers, while the MAX245 provides ten receivers and eight transmitters. Both devices have separate receiver and transmitter-enable controls. The charge pumps turn off and the devices shut down when a logic high is applied to the ENT input. In this state, the supply current drops to less than 25 $\mu$ A and the receivers continue to operate in a low-power receive mode. Driver outputs enter a high-impedance state (three-state mode). On the MAX225, all five receivers are controlled by the ENR input. On the MAX245, eight of the receiver outputs are controlled by the ENR input, while the remaining two receivers (RA5 and RB5) are always active. RA1-RA4 and RB1-RB4 are put in a three-state mode when ENR is a logic high.

### Receiver and Transmitter Enable Control Inputs

The MAX225 and MAX245-MAX249 feature transmitter and receiver enable controls.

The receivers have three modes of operation: full-speed receive (normal active), three-state (disabled), and low-power receive (enabled receivers continue to function at lower data rates). The receiver enable inputs control the full-speed receive and three-state modes. The transmitters have two modes of operation: full-speed transmit (normal active) and three-state (disabled). The transmitter enable inputs also control the shutdown mode. The device enters shutdown mode when all transmitters are disabled. Enabled receivers function in the low-power receive mode when in shutdown.

## +5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

Tables 1a–1d define the control states. The MAX244 has no control pins and is not included in these tables.

The MAX246 has ten receivers and eight drivers with two control pins, each controlling one side of the device. A logic high at the A-side control input ( $\overline{ENA}$ ) causes the four A-side receivers and drivers to go into a three-state mode. Similarly, the B-side control input ( $\overline{ENB}$ ) causes the four B-side drivers and receivers to go into a three-state mode. As in the MAX245, one A-side and one B-side receiver (RA5 and RB5) remain active at all times. The entire device is put into shutdown mode when both the A and B sides are disabled ( $\overline{ENA} = \overline{ENB} = +5V$ ).

The MAX247 provides nine receivers and eight drivers with four control pins. The  $\overline{ENRA}$  and  $\overline{ENRB}$  receiver enable inputs each control four receiver outputs. The  $\overline{ENTA}$  and  $\overline{ENTB}$  transmitter enable inputs each control four drivers. The ninth receiver (RB5) is always active. The device enters shutdown mode with a logic high on both  $\overline{ENTA}$  and  $\overline{ENTB}$ .

The MAX248 provides eight receivers and eight drivers with four control pins. The  $\overline{ENRA}$  and  $\overline{ENRB}$  receiver enable inputs each control four receiver outputs. The  $\overline{ENTA}$  and  $\overline{ENTB}$  transmitter enable inputs control four drivers each. This part does not have an always-active receiver. The device enters shutdown mode and transmitters go into a three-state mode with a logic high on both  $\overline{ENTA}$  and  $\overline{ENTB}$ .

The MAX249 provides ten receivers and six drivers with four control pins. The  $\overline{ENRA}$  and  $\overline{ENRB}$  receiver enable inputs each control five receiver outputs. The  $\overline{ENTA}$  and  $\overline{ENTB}$  transmitter enable inputs control three drivers each. There is no always-active receiver. The device enters shutdown mode and transmitters go into a three-state mode with a logic high on both  $\overline{ENTA}$  and  $\overline{ENTB}$ . In shutdown mode, active receivers operate in a low-power receive mode at data rates up to 20kbits/sec.

### Applications Information

Figures 5 through 25 show pin configurations and typical operating circuits. In applications that are sensitive to power-supply noise, VCC should be decoupled to ground with a capacitor of the same value as C1 and C2 connected as close as possible to the device.

## +5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249

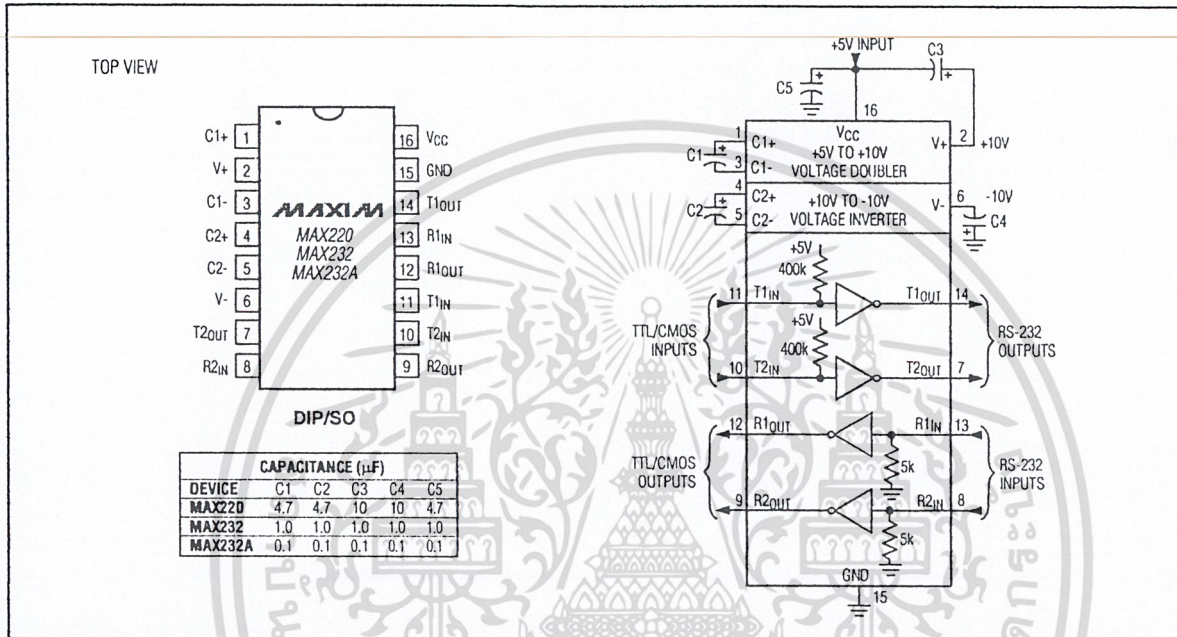


Figure 5. MAX220/MAX232/MAX232A Pin Configuration and Typical Operating Circuit

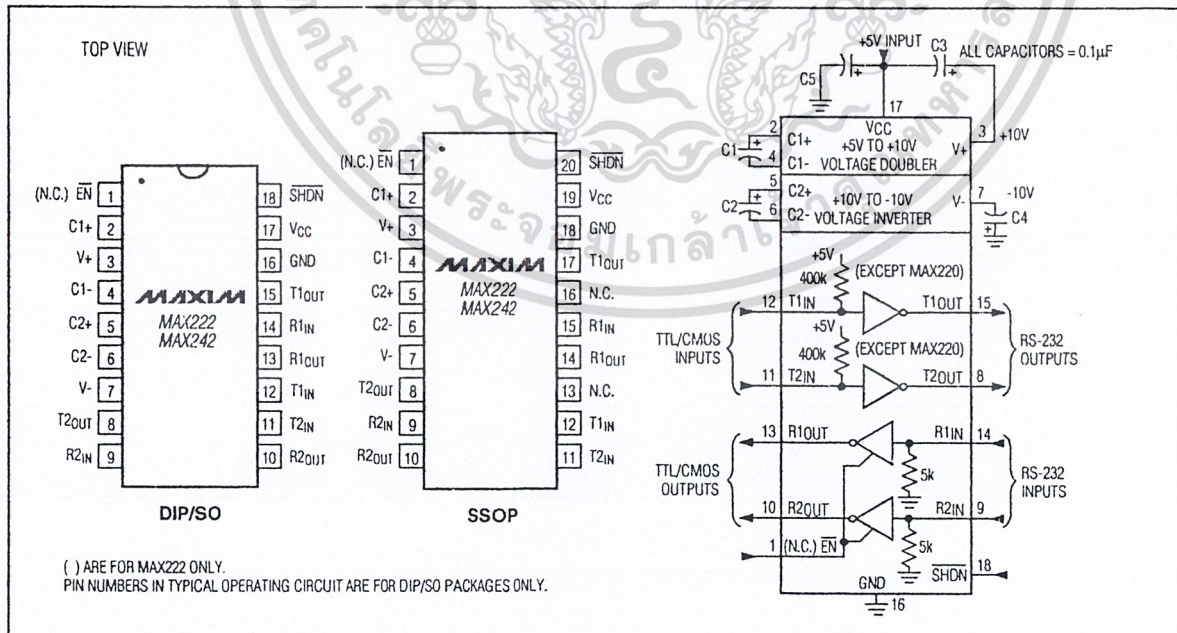


Figure 6. MAX222/MAX242 Pin Configurations and Typical Operating Circuit

# TECHNICAL DATA

AN EXCLUSIVE RADIO SHACK SERVICE TO THE EXPERIMENTER

## XR-2206 Monolithic Function Generator

### Description

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

The XR-2206 is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM or FSK generation. It has a typical drift specification of 20 ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage with very little affect on distortion.

As shown in Figure 1, the monolithic circuit 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 internal current switches transfer the oscillator current to any one of the two external timing resistors to produce two discrete frequencies selected by the logic level at the FSK input terminal (pin 9).

### Features

- Low Sinewave Distortion (THD .5%), insensitive to signal sweep
- Excellent Stability (20 ppm/°C, typ)
- Wide Sweep Range (2000: 1, typ)
- Low Supply Sensitivity (0.01%/V, typ)
- Linear Amplitude Modulation
- Adjustable Duty-Cycle (1% to 99%)
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range (10V to 26V)

### Applications

- Waveform Generation  
Sine, Square, Triangle, Ramp
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- FSK and PSK Generation
- Voltage-to-Frequency Conversion
- Tone Generation
- Phase-Locked Loops

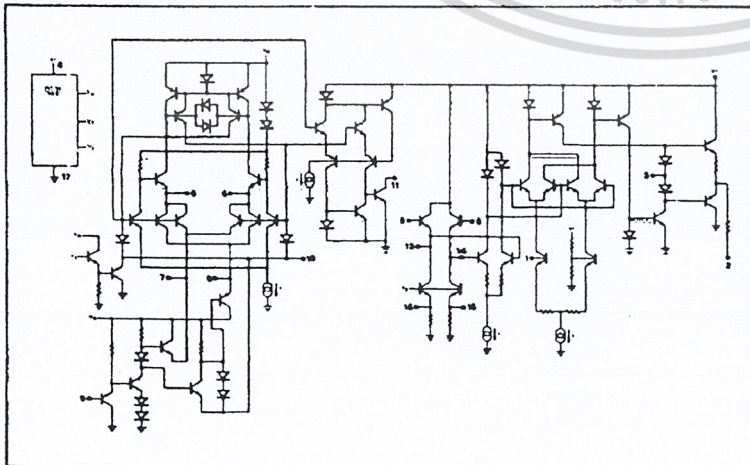
### Absolute Maximum Ratings

Power Supply	26V
Power Dissipation	625mW
Derate above +25°C	5 mW/°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	0°C to +75°C

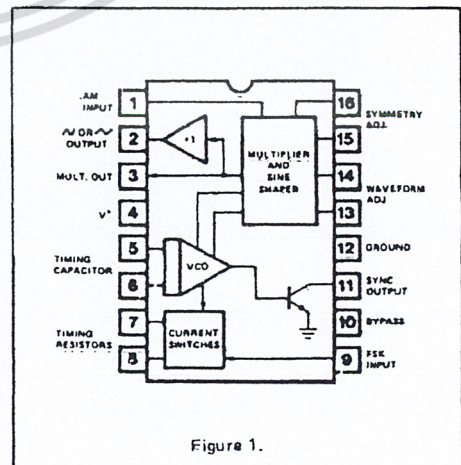
### EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

### EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM



### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



CUSTOM PACKAGED IN USA BY RADIO SHACK, A DIVISION OF TANDY CORPORATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Fig. 2,  $V^+ = 12V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $C = 0.01 \mu F$ ,  $R_1 = 100 K\Omega$ ,  $R_2 = 10 K\Omega$ ,  $R_3 = 25 K\Omega$  unless otherwise specified.  $S_1$  open for triangle, closed for sinewave.

CHARACTERISTICS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	CONDITIONS
Supply Voltage					
Single Supply	10		26	V	
Split Supply	$\pm 5$		$\pm 13$	V	
Supply Current		14	20	mA	$R_1 \geq 10 K\Omega$
Oscillator Section					
Max. Operating Frequency	0.5	1		MHz	$C = 1000 pF$ , $R_1 = 1 K\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01		Hz	$C = 50 \mu F$ , $R_1 = 2 M\Omega$
Frequency Accuracy		$\pm 2$		% of $f_0$	$f_0 = 1/R_1 C$
Temperature Stability		$\pm 20$		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 75^\circ C$ , $R_1 = R_2 = 20 K\Omega$
Supply Sensitivity		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$ , $V_{HIGH} = 20V$ , $R_1 = R_2 = 20 K\Omega$
Sweep Range		2000:1		$f_H = f_L$	$f_H @ R = 1 K\Omega$ $f_L @ R_1 = 2 M\Omega$
Sweep Linearity					
10:1 Sweep		2		%	$f_L = 1 kHz$ , $f_H = 10 kHz$
1000:1 Sweep		8		%	$f_L = 100 Hz$ , $f_H = 100 kHz$
FM Distortion		0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
Recommended Timing Components					
Timing Capacitor: C	0.001		100	$\mu F$	See Figure 5
Timing Resistors: $R_1$ & $R_2$	1		2000	$K\Omega$	
Triangle/Sinewave Output					See Note 1, Fig. 3 Fig. 2 $S_1$ Open Fig. 2 $S_1$ Closed
Triangle Amplitude		160		mV/ $K\Omega$	
Sinewave Amplitude		60		mV/ $K\Omega$	
Max. Output Swing		6		V <sub>pp</sub>	
Output Impedance		600		$\Omega$	
Triangle Linearity		1		%	
Amplitude Stability		0.5		dB	For 1000:1 Sweep See Note 2
Sinewave Amplitude Stability		-4800		ppm/ $^\circ C$	
Sinewave Distortion					$R_1 = 30 K\Omega$
Without Adjustment		2.5		%	See Figure 8
With Adjustment		0.5	1.5	%	See Figure 9
Amplitude Modulation					
Input Impedance	50	100		$K\Omega$	
Modulation Range		100		%	
Carrier Suppression		55		dB	
Linearity		2		%	For 95% modulation
Square Wave Output					Measured at Pin 11
Amplitude		12		V <sub>pp</sub>	
Rise Time		250		nsec	$C_L = 10 pF$
Fall Time		50		nsec	$C_L = 10 pF$
Saturation Voltage		0.2	0.6	V	$I_L = 2 mA$
Leakage Current		0.1	100	$\mu A$	$V_{11} = 26 V$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	V	See Section on Circuit Controls
Reference Bypass Voltage	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

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

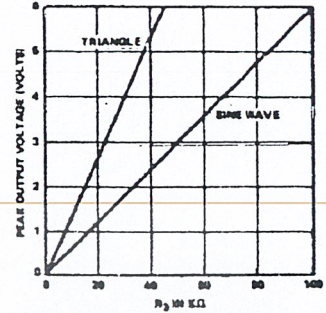


Figure 3. Output Amplitude as a Function of Resistor  $R_3$  at Pin 3.

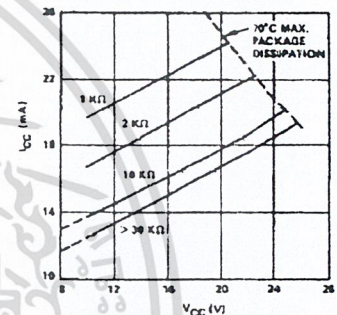


Figure 4. Supply Current vs Supply Voltage, Timing R

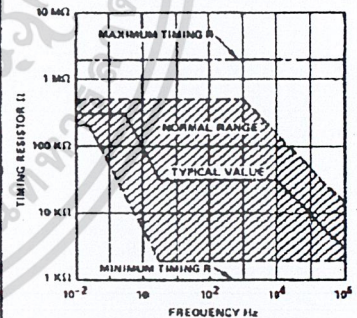


Figure 5. R vs Oscillation Frequency

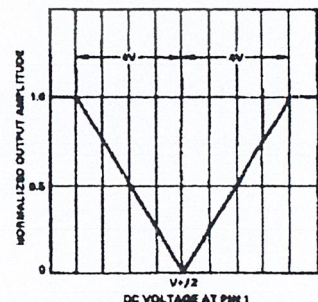


Figure 6. Normalized Output Amplitude vs DC Bias at AM Input (Pin 1).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

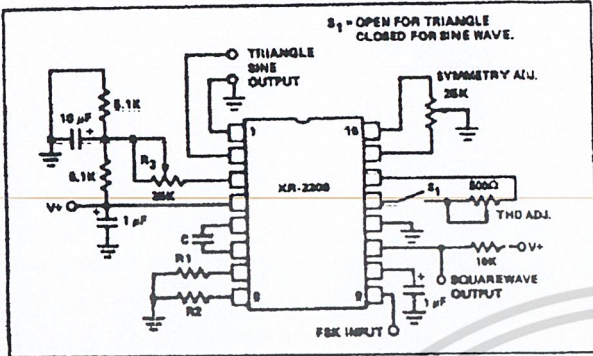


Figure 2. Basic Test Circuit

## DESCRIPTION OF CIRCUIT CONTROLS

### Frequency of Operation:

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

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

and can be adjusted by varying either R or C. The recommended values of R for a given frequency range are shown in Figure 5. Temperature stability is optimum for  $4 \text{ K}\Omega < R < 200 \text{ K}\Omega$ . Recommended values of C are from 1000 pF to 100  $\mu\text{F}$ .

### Frequency Sweep And Modulation

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current  $I_T$  drawn from pin 7 or 8

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

Timing terminals (pins 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  $\mu\text{A}$  to 3 mA. The frequency can be controlled by applying a control voltage,  $V_C$ , to the activated timing pin as shown in Figure 7. The frequency of oscillation is related to  $V_C$  as:

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

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

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

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

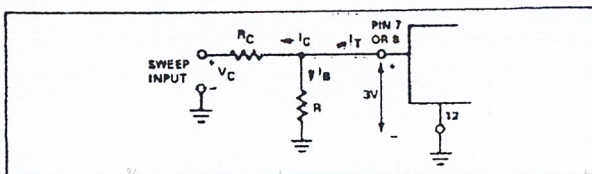


Figure 7: Circuit Connection for Frequency Sweep

### Output Characteristics:

**Output Amplitude:** Maximum output amplitude is directly proportional to external resistor  $R_3$  connected to Pin 3 (See Fig. 3). For sinewave output, amplitude is approximately 60mV peak per  $\text{K}\Omega$  of  $R_3$ ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160 mV peak per  $\text{K}\Omega$  of  $R_3$ . Thus, for example,  $R_3 = 50 \text{ K}\Omega$  would produce approximately  $\pm 3\text{V}$  sinusoidal output amplitude.

**Amplitude Modulation:** Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance at Pin 1 is approximately 100  $\text{K}\Omega$ . Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within  $\pm 4$  volts of  $V^+/2$  as shown in Fig. 6. As this bias level approaches  $V^+/2$ , the phase of the output signal is reversed; and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed-carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55 dB.

Note: AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply since the output amplitude now becomes a function of  $V^+$

### Frequency-Shift Keying

The XR-2208 can be operated with two separate timing resistors,  $R_1$  and  $R_2$ , connected to the timing pins 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  $\leq 2\text{V}$ , only  $R_1$  is active. Similarly, if the voltage level at pin 9 is  $\leq 1\text{V}$ , only  $R_2$  is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels,  $f_1$  and  $f_2$  as:

$$f_1 = 1/R_1 C \text{ and } f_2 = 1/R_2 C$$

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 Figures 8, 9 and 10, pin 3 is biased mid-way between  $V^+$  and ground, to give an output dc level of  $\approx V^+/2$ .

## APPLICATIONS INFORMATION

### Sinewave Generation

#### A) Without External Adjustment

Figure 8 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2208. 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 sinewave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

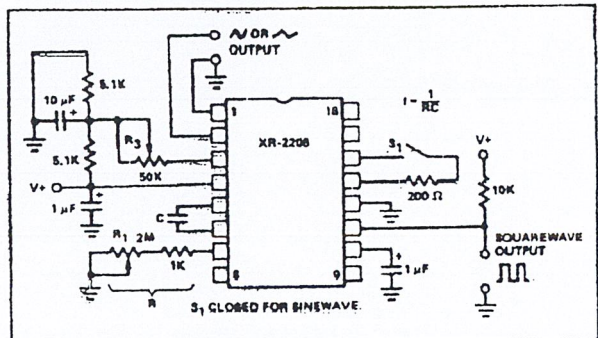


Figure 8: Circuit for Sinewave Generation Without External Adjustment. (See Fig. 3 for choice of  $R_3$ )

The circuit of Figure 8 can be converted to split supply operation simply by replacing all ground connections with V<sup>-</sup>. For split supply operation, R<sub>3</sub> can be directly connected to ground.

**B) With External Adjustment**

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to ≈ 0.5% by additional adjustments as shown in Figure 9. The potentiometer R<sub>A</sub> adjusts the sine-shaping resistor; and R<sub>B</sub> provides the fine-adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set R<sub>B</sub> at mid-point and adjust R<sub>A</sub> for minimum distortion.
2. With R<sub>A</sub> set as above, adjust R<sub>B</sub> to further reduce distortion.

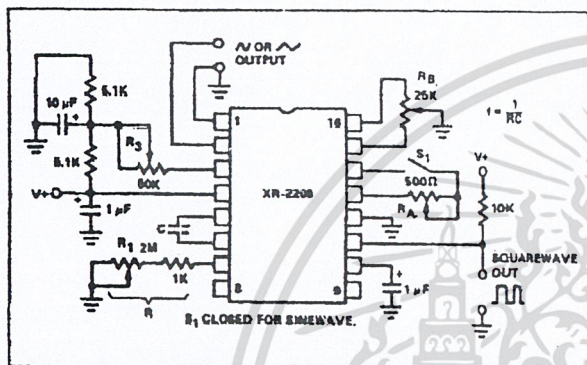


Figure 9: Circuit for Sinewave Generation With Minimum Harmonic Distortion. (R<sub>3</sub> Determines output Swing - See Fig. 3)

**Triangle Wave Generation**

The circuits of Figures 8 and 9 can be converted to triangle wave generation by simply open circuiting pins 13 and 14 (i.e., S<sub>1</sub> open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sinewave output.

**FSK Generation**

Figure 10 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal generation. Mark and space frequencies can be independently adjusted by the choice of timing resistors R<sub>1</sub> and R<sub>2</sub>; and 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<sup>-</sup>.

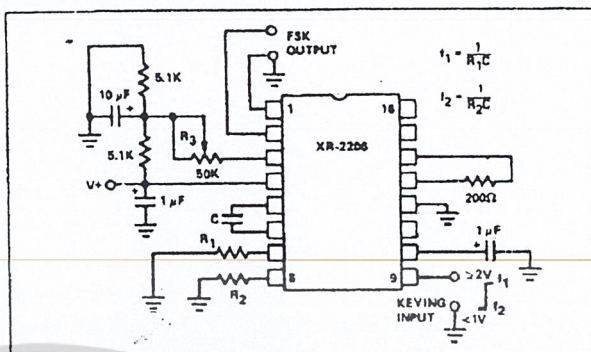


Figure 10: Sinusoidal FSK Generator

**Pulse And Ramp Generation**

Figure 11 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 and negative going output waveforms. The pulse-width and the duty cycle can be adjusted from 1% to 99% by the choice of R<sub>1</sub> and R<sub>2</sub>. The values of R<sub>1</sub> and R<sub>2</sub> should be in the range of 1 KΩ to 2 MΩ.

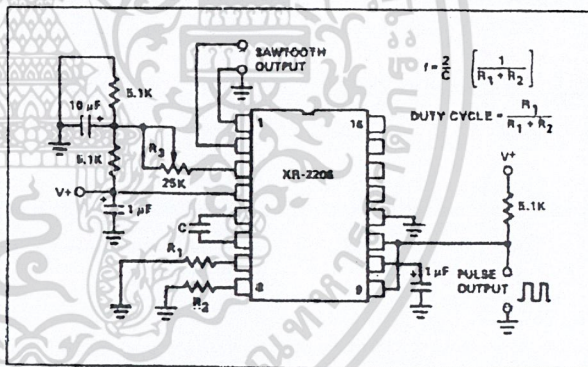


Figure 11: Circuit for Pulse and Ramp Generation

**RADIO SHACK, A DIVISION OF TANDY CORPORATION**

**U.S.A.: FORT WORTH, TEXAS 76102  
CANADA: BARRIE, ONTARIO L4M 4W5**

**TANDY CORPORATION**

AUSTRALIA	BELGIUM	U. K.
91 KURRAJONG AVENUE MOUNT DRUITT, N.S.W. 2770	PARC INDUSTRIEL DE NANINNE 5140 NANINNE	BILSTON ROAD WEDNESBURY WEST MIDLANDS WS10 7JN

# XR-2211

## FSK Demodulator/Tone Decoder

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

### FEATURES

Wide Frequency Range 0.01 Hz to 300 kHz  
 Wide Supply Voltage Range 4.5V to 20V  
 DTL/TTL/ECL Logic Compatibility  
 FSK Demodulation, with Carrier-Detection  
 Wide Dynamic Range 2 mV to 3 Vrms  
 Adjustable Tracking Range ( $\pm 1\%$  to  $\pm 80\%$ )  
 Excellent Temp. Stability 20 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ , typ.

### APPLICATIONS

FSK Demodulation  
 Data Synchronization  
 Tone Decoding  
 FM Detection  
 Carrier Detection

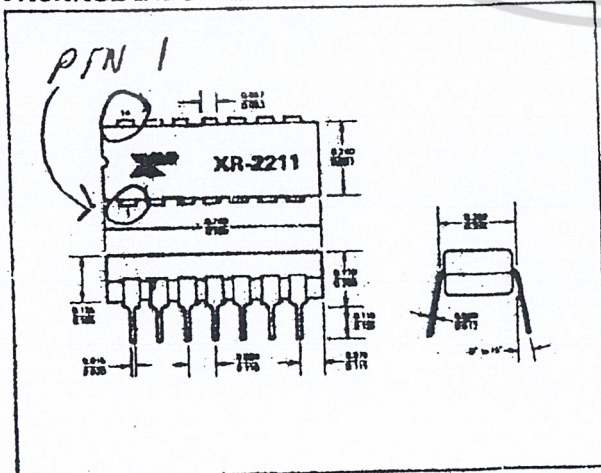
### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	20V
Input Signal Level	3V rms
Power Dissipation	
Ceramic Package:	750 mW
Derate above $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	$6 \text{ mW}/^{\circ}\text{C}$
Plastic Package:	625 mW
Derate above $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	$5.0 \text{ mW}/^{\circ}\text{C}$

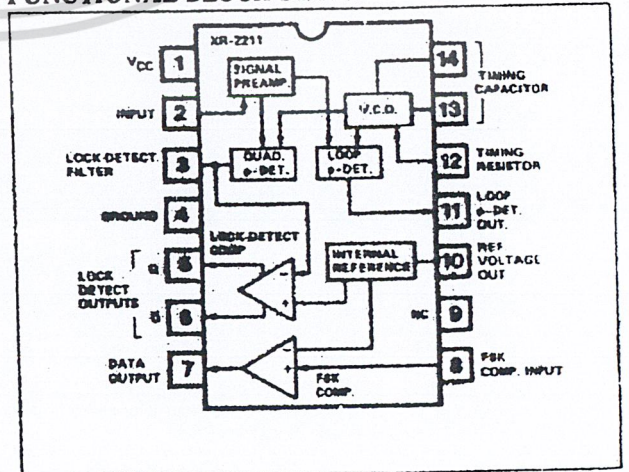
### AVAILABLE TYPES

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2211M	Ceramic	$-55^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$
XR-2211CN	Ceramic	$0^{\circ}\text{C}$ to $+75^{\circ}\text{C}$
XR-2211CP	Plastic	$0^{\circ}\text{C}$ to $+75^{\circ}\text{C}$
XR-2211N	Ceramic	$-40^{\circ}\text{C}$ to $+85^{\circ}\text{C}$
XR-2211P	Plastic	$-40^{\circ}\text{C}$ to $+85^{\circ}\text{C}$

### PACKAGE INFORMATION



### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 29  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### CHARACTERISTICS

Conditions:  $V^+ = +12V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ ,  $R_0 = 30 K\Omega$ ,  $C_0 = 0.033 \mu F$ . See Fig. 2 for component designation

CHARACTERISTICS	XR-2211/2211M			XR-2211C			UNITS	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
<b>GENERAL</b>								
Supply Voltage	4.5		20	4.5		20	V	$R_0 \geq 10 K\Omega$ . See Fig. 4
Supply Current		4	7		5	9	mA	
<b>OSCILLATOR SECTION</b>								
Frequency Accuracy		$\pm 1$	$\pm 3$		$\pm 1$		%	Deviation from $f_0 = 1/R_0 C_0$ $R_1 = \infty$ See Fig. 8.
Frequency Stability								
Temperature		$\pm 20$	$\pm 50$		$\pm 20$		$ppm/^\circ C$	$V^+ = 12 \pm 1V$ . See Fig. 7.
Power Supply		0.05	0.5		0.05		%/V	
Upper Frequency Limit	100						kHz	$V^+ = 5 \pm 0.5V$ . See Fig. 7.
Lowest Practical		300			300			$R_0 = 8.2 K\Omega$ , $C_0 = 400 pF$
Operating Frequency			0.01		0.01		Hz	$R_0 = 2 M\Omega$ , $C_0 = 50 \mu F$
Timing Resistor, $R_0$							$K\Omega$	See Fig. 5.
Operating Range	5		2000	5		2000	$K\Omega$	See Fig. 7 and 8.
Recommended Range	15		100	15		100	$K\Omega$	
<b>LOOP PHASE DETECTOR SECTION</b>								
Peak Output Current	$\pm 150$	$\pm 200$	$\pm 300$	$\pm 100$	$\pm 200$	$\pm 300$	$\mu A$	Measured at Pin 11.
Output Offset Current		$\pm 1$			$\pm 2$		$\mu A$	
Output Impedance		1			1		$M\Omega$	Referenced to Pin 10.
Maximum Swing	$\pm 4$	$\pm 5$		$\pm 4$	$\pm 5$		V	
<b>QUADRATURE PHASE DETECTOR</b>								Measured at Pin 3.
Peak Output Current	100	150			150		$\mu A$	
Output Impedance		1			1		$M\Omega$	
Maximum Swing		11			11		V <sub>pp</sub>	
<b>INPUT PREAMP SECTION</b>								Measured at Pin 2.
Input Impedance		20			20		$K\Omega$	
Input Signal								
Voltage Required to Cause Limiting		2	10		2		mV rms	
<b>VOLTAGE COMPARATOR SECTIONS</b>								
Input Impedance		2			2		$M\Omega$	Measured at Pins 3 and 8.
Input Bias Current		100			100		nA	
Voltage Gain	55	70		55	70		dB	$R_L = 5.1 K\Omega$
Output Voltage Low		300			300		mV	$I_C = 3 mA$
Output Leakage Current		.01			.01		$\mu A$	$V_O = 12V$
<b>INTERNAL REFERENCE</b>								
Voltage Level	4.9	5.3	5.7	4.75	5.3	5.85	V	Measured at Pin 10.
Output Impedance		100			100		$\Omega$	

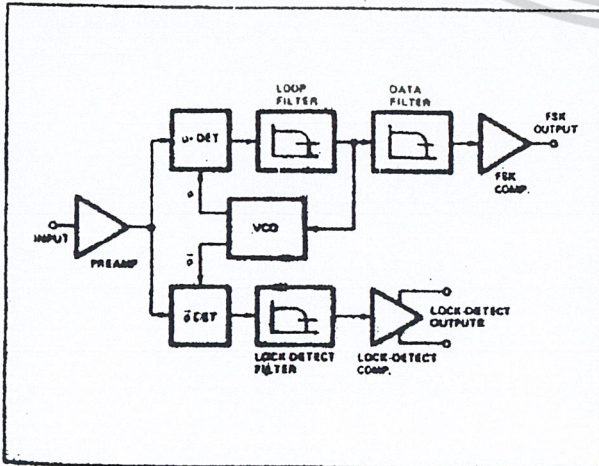


Figure 1. Functional Block Diagram of a Tones and FSK Decoding System Using XR-2211.

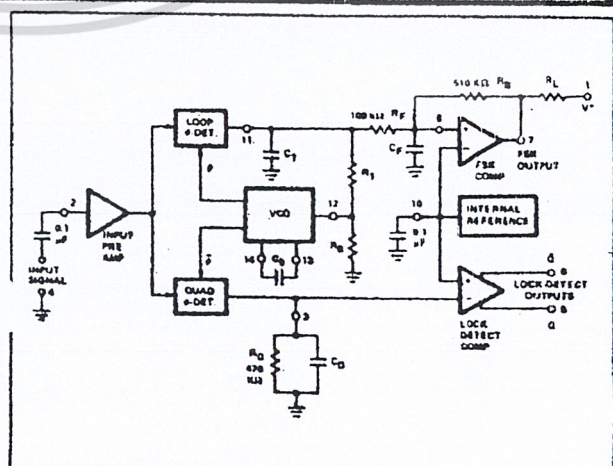


Figure 2. Generalized Circuit Connection for FSK and Tones Detection.

**XR-2211 FSK Demodulator/Tone Decoder**

**Description**

The XR-2211 is a monolithic phase-locked loop (PLL) system especially designed for data communications. It is particularly well suited for FSK modem applications. It operates over a wide supply voltage range of 4.5 to 20 V and a wide frequency range of 0.01 Hz to 300 kHz. It can accommodate analog signals between 2 mV and 3 V, 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.

**Features**

- Wide Frequency Range: 0.01 Hz to 300 kHz
- Wide Supply Voltage Range: 4.5 V to 20 V
- DTL/TTL/ECL Logic Compatibility
- FSK Demodulation, with Carrier Detection
- Wide Dynamic Range: 2 mV to 3 V rms
- Adjustable Tracking Range ( $\pm 1\%$  to  $\pm 80\%$ )
- Excellent Temp. Stability: 20 ppm/°C, typ.

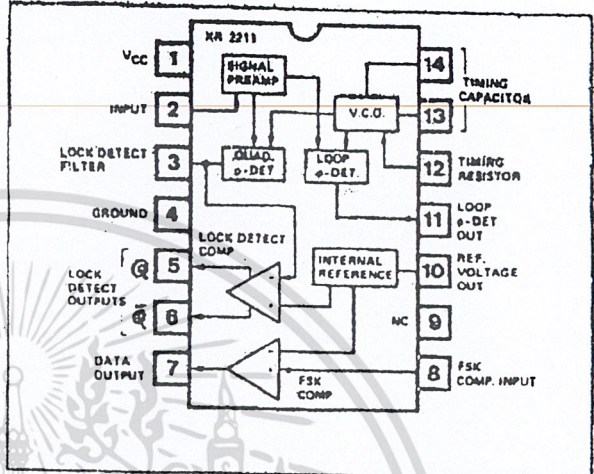
**Applications**

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

**Absolute Maximum Ratings**

Power Supply	20 V
Input Signal Level	3 V rms
Power Dissipation	825 mW
Derate above $T_A = +25^\circ\text{C}$	5.0 mW/°C
Operating Temperature	0°C to +75°C

**Functional Block Diagram**



**Description Of Circuit Controls**

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

**Quadrature Phase Detector Output (Pin 3):** This is the 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 2) to eliminate the chatter at lock detect outputs. If the tone detect section is not used, Pin 3 can be left open circuited.

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

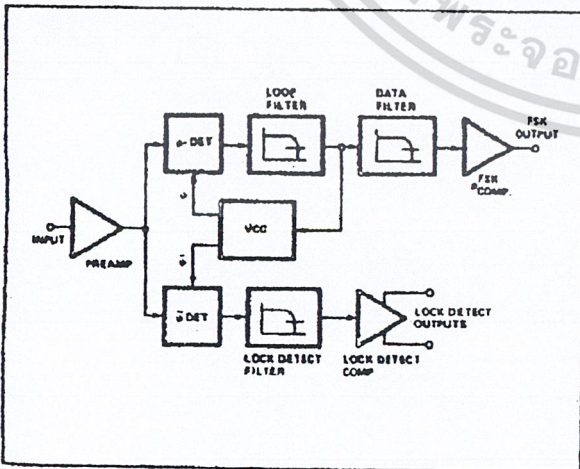


Figure 1: Functional Block Diagram of a Tone and FSK Decoding System Using XR-2211.

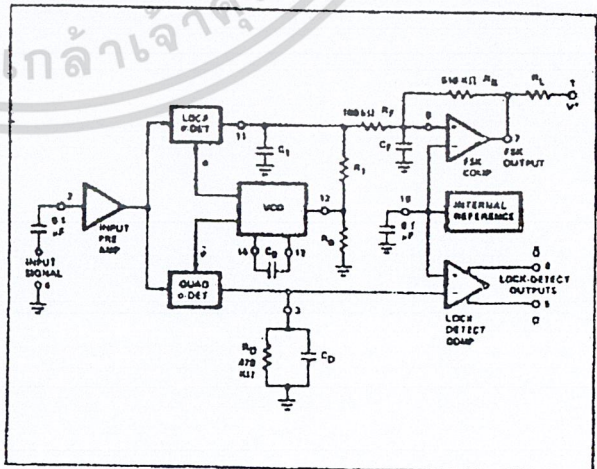


Figure 2: Generalized Circuit Connection for FSK and Tone Detection.

CUSTOM PACKAGED IN USA BY RADIO SHACK, A DIVISION OF TANDY CORPORATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

logic complement of the lock detect output at Pin 5. This output is also an open collector type stage which can sink 5 mA of load current at low or "on" state.

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

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

**Reference Voltage,  $V_R$  (Pin 10):** This pin is internally biased at the reference voltage level,  $V_R = V^+ / 2 - 650$  mV. The dc voltage level at this pin forms an internal reference for the voltage levels at Pins 5, 8, 11 and 12. Pin 10 must be bypassed to ground with a 0.1  $\mu$ F 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 2). With no input signal, or with no phase error within the PLL, the dc level at Pin 11 is very nearly equal to  $V_R$ . The peak voltage swing available at the phase detector output is equal to  $\pm V_R$ .

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

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

where  $C_0$  is the timing capacitor across Pins 13 and 14. For optimum temperature stability,  $R_0$  must be in the range of 10  $k\Omega$  to 100  $k\Omega$ .

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

**VCO Timing Capacitor (Pins 13 and 14):** VCO frequency is inversely proportional to the external timing capacitor,  $C_0$ , connected across these terminals (see Figure 4).  $C_0$  must be nonpolar, and in the range of 200 pF to 10  $\mu$ F.

**VCO Frequency Adjustment:** VCO can be fine-tuned by connecting a potentiometer,  $R_X$ , in series with  $R_0$  at Pin 12 (see Figure 6).

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

## APPLICATIONS INFORMATION

### FSK Decoding:

Figure 6 shows the basic circuit connection for FSK decoding. With reference to Figures 2 and 6, the functions of external components are defined as follows:  $R_0$  and  $C_0$  set the PLL center frequency.  $R_1$  sets the system band width, 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  $R_B$  ( $= 510$   $k\Omega$ ) from Pin 7 to Pin 8 introduces positive feedback across FSK comparator to facilitate rapid transition between output logic states.

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

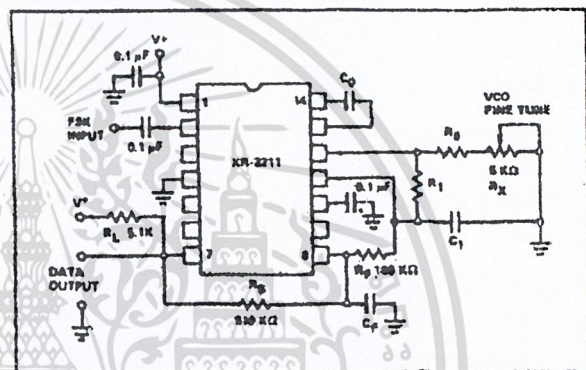


Figure 6: Circuit Connection for FSK Decoding.

### Design Example:

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

- Step 1: Calculate  $f_0$ :  $f_0 = (1110 + 1170) (1/2) = 1140$  Hz
- Step 2: Choose  $R_0 = 20$   $k\Omega$  (18  $k\Omega$  fixed resistor in series with 5  $k\Omega$  potentiometer)
- Step 3: Calculate  $C_0$  from Figure 5:  $C_0 = 0.044$   $\mu$ F
- Step 4: Calculate  $R_1$ :  $R_1 = R_0 (2240/80) = 380$   $k\Omega$
- Step 5: Calculate  $C_1$ :  $C_1 = 20 \mu\text{s} = 0.011$   $\mu$ F

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

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

Table 1: Recommended Component Values for Commonly Used FSK Bands. (See Circuit of Figure 6.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่เอกสารที่เห็นใบใช้ประโยชน์ที่นักวิจัย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## TONE DETECTION:

Figure 7 shows the generalized circuit connection for tone detection. The logic outputs, Q and  $\bar{Q}$  at Pins 5 and 6 are normally at "high" and "low" logic states, respectively. When a tone is present within the detection band of the PLL, the logic state at these outputs becomes reversed for the duration of the input tone. Each logic output can sink 5 mA of load current.

Both logic outputs at Pins 5 and 6 are open collector type stages, and require external pull-up resistors  $R_{L1}$  and  $R_{L2}$ , as shown in Figure 7.

With reference to Figures 2 and 7, the functions of the external circuit components can be explained as follows:  $R_D$  and  $C_D$  set VCO center frequency;  $R_1$  sets the detection bandwidth;  $C_1$  sets the low pass-loop filter time constant and the loop damping factor.  $R_{L1}$  and  $R_{L2}$  are the respective pull-up resistors for the Q and  $\bar{Q}$  logic outputs.

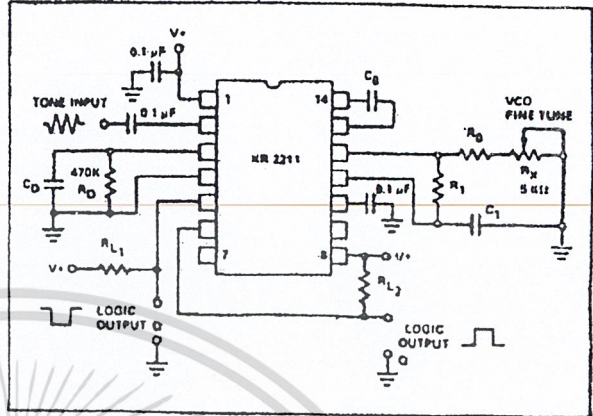


Figure 7: Circuit Connection for Tone Detection.

Typical values for detection band of  $1 \text{ kHz} \pm 20 \text{ Hz}$ :

$$R_D = 18K$$

$$C_D = 0.05 \mu F$$

$$R_1 = 1 \text{ meg}$$

$$C_1 = 0.013 \mu F$$

$$C_D = 0.42 \mu F$$

Fine-tune center frequency with  $R_X$

**RADIO SHACK, A DIVISION OF TANDY CORPORATION**

**U.S.A.: FORT WORTH, TEXAS 76102**  
**CANADA: BARRIE, ONTARIO L4M 4W5**

**TANDY CORPORATION**

AUSTRALIA	BELGIUM	U. K.
91 KURRAJONG AVENUE MOUNT DRUITT, N.S.W. 2770	PARC INDUSTRIEL DE NAMINNE 5140 NAMINNE	BILSTON ROAD WEDNESBURY WEST MIDLANDS WS10 7JN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ประสบความสำเร็จได้ด้วยความอนุเคราะห์จากหลายๆท่านดังนี้

ศ.ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์, ผศ. วิภา แสงพิสิทธิ์ ที่ได้ให้คำส่งสอน แนะนำ และคำปรึกษาในการทำ  
โครงการชิ้นนี้

พี่ๆนักศึกษาปริญญาโทที่ให้ทั้งคำแนะนำ และความช่วยเหลือต่างๆตลอดช่วงการทำโครงการชิ้นนี้มา  
ตลอด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. ศ.ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์ “วิศวกรรมสื่อสาร (Communication engineering)“, คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง,2542.
2. ศ.ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์ “การสื่อสารข้อมูลดิจิทัล“, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง,2535.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้