

ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองปริญญาโท

ปริญญาโท ระบบวิทยุติดตามตัวภายในสำนักงาน

OFFICE PAGER

ชื่อนักศึกษา	1. นายนันท์ชัย ทองขาว	รหัสประจำตัว	38031214
	2. นายมณฑป ไชยบัณฑิต	รหัสประจำตัว	38031223
	3. นายวิชัย มูลพัฒน์	รหัสประจำตัว	38031228

หลักสูตร ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาโท

1. อาจารย์พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์
2. อาจารย์โกศล ตราชู
3. อาจารย์พงษ์เกียรติ เขษมฐิติทัตย์สกุล

คณะกรรมการสอบปริญญาโท	ลายมือชื่อ
1. อาจารย์พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์	
2. อาจารย์โกศล ตราชู	
3. อาจารย์วิสุทธิ อธิพรธรรม	
4. อาจารย์ประเสริฐ เคนพันก่อ	
5. อาจารย์ไพบูลย์ พวงวงศ์ตระกูล	
6. อาจารย์ปิยะ สุภวราสุวัฒน์	

วันเดือนปีที่สอบ วันที่ 25 เมษายน 2540 เวลา 19.00 น. ถึง 20.00 น.

สถานที่สอบ ห้อง ค.301 คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สจล.

ภาควิชารับรองแล้ว

.....
นายไพศาล ใจดี (นายไพศาล ใจดี) ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะครุศาสตร์วิศวกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ภาควิชาครุศาสตร์

.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วิทยุติดตามตัวภายในสำนักงาน-

OFFICE PAGER



A021614

นายันทชัย ทองขาว

นายมณฑป ไชยบัณฑิต

นายวิชัย มุลพัฒน์

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 184๖

วัน เดือน ปี..... 23 พค. 2540

021614

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาบัตร


เรื่อง วิทยุติดตามตัวภายในสำนักงาน

OFFICE PAGER

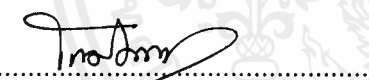
ผู้จัดทำ

1. นายนันท์ชัย ทองขาว
2. นายมณฑป ไชยบัณฑิต
3. นายวิชัย มุลพัฒน์

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาบัตร

ลงนาม 

(อาจารย์พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์)

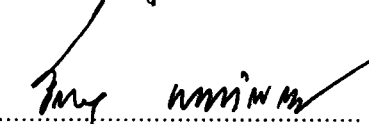
ลงนาม 

(อาจารย์โกศล ทราย)

ลงนาม

(อาจารย์พงษ์เกียรติ เขษมพิทักษ์สกุล)

หัวหน้าภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม

ลงนาม 

(ผศ.ดร.ธีระพล เทพหัสติน ฌ อยุรยา)

ปริญญาโท

เรื่อง วิทยุติดตามตัวภายในสำนักงาน

OFFICE PAGER

วัตถุประสงค์.

1. เพื่อศึกษาการทำงานของระบบเครื่องรับวิทยุติดตามตัว
2. เพื่อศึกษาการเอาสัญญาณข้อมูลจากคอมพิวเตอร์และสัญญาณแถบความถี่คู่มาประยุกต์ใช้กับเครื่องส่งวิทยุติดตามตัว
3. เพื่อวิเคราะห์และออกแบบเครื่องส่งและเครื่องรับวิทยุติดตามตัว
4. เพื่อสร้างเครื่องส่งและเครื่องรับวิทยุติดตามตัว
5. เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาเครื่องต้นแบบและนำไปสร้างในการใช้งานจริงรวมถึงการนำไปประยุกต์ใช้ในงานต่าง ๆ ได้

ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้ความรู้เกี่ยวกับการทำงานของเครื่องส่งและเครื่องรับวิทยุติดตามตัวที่แสดงผลเป็นตัวเลข
2. ได้ความรู้เกี่ยวกับการส่งข้อมูลจากคอมพิวเตอร์และหลักการเข้าและถอดรหัสสัญญาณแถบความถี่คู่
3. สามารถนำเครื่องต้นแบบไปปรับปรุงพัฒนาให้มีประสิทธิภาพ
4. ได้ศึกษาถึงโปรแกรมของการใช้ข้อมูลจากคอมพิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบวิทยุติดตามตัวภายในสำนักงาน

นายหนัทชัย	ทองขาว
นายมณฑป	ไชยบัณฑิต
นายวิชัย	มูลพัฒน์

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์พีระวุฒิ	สุวรรณจันทร์
อาจารย์โกศล	ตราฐ
อาจารย์พงษ์เกียรติ	เชษฐพิทักษ์สกุล

ปีการศึกษา 2539

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เสนอระบบวิทยุติดตามตัวภายในสำนักงาน ซึ่งประกอบด้วยตัวส่งและตัวรับ โดยมีเครื่องคอมพิวเตอร์และโทรศัพท์เป็นตัวป้อนข้อความส่งผ่านเครื่องส่งที่ใช้การมอดูเลตทางความถี่ส่งออกสายอากาศในย่าน VHF (FM 106.5 MHz) ส่วนทางด้ารับจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นตัวควบคุมการแสดงผล โดยรับสัญญาณมาจากการดีมอดูเลตทางความถี่และให้แสดงผลออกทางไดโอดเปล่งแสง 7 ส่วนระบบวิทยุติดตามตัวภายในสำนักงานนี้สามารถส่งและรับข้อความได้เฉพาะตัวเลข

OFFICE PAGER

MR. NUNTACHAI	TONGKHAW
MR. MONDOP	CHAIBUNDIT
MR. VICHAI	MOONPUT

ADVISORS

MR. PEERAWUT	SUWANJUN
MR. KOSON	TRACHOO
MR. PONGKIAT	CHEDPITAKSAKUL

1996

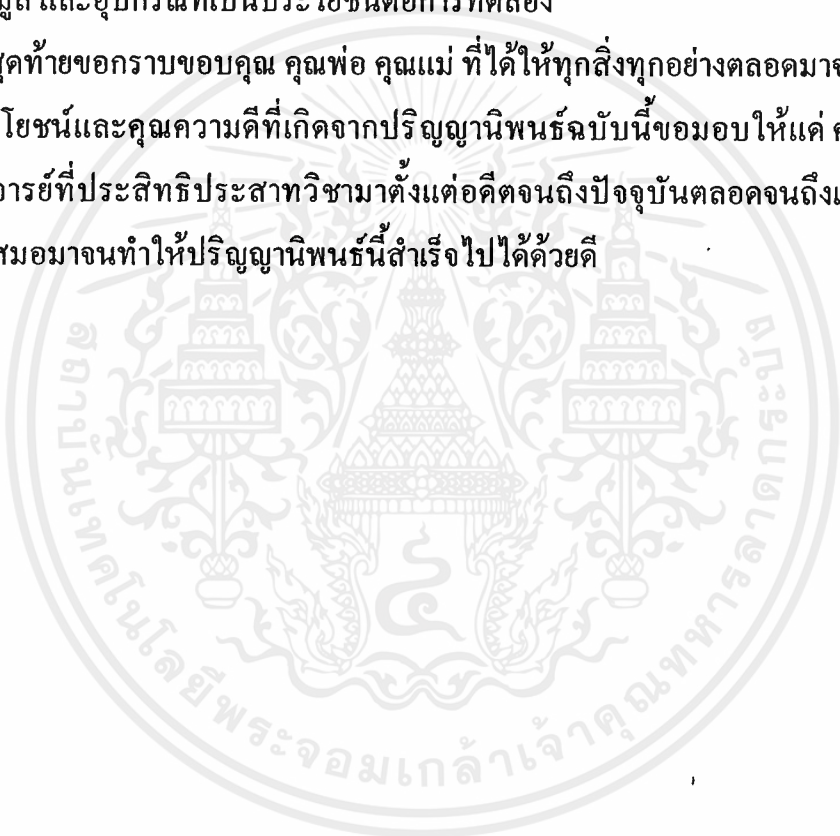
ABSTRACT

This thesis presents office pager system which consist of the transmitter and receiver by having a computer and telephone are transmitted data by passing transmitter. the transmitter is used to transit by Frequency Shift Keying Modulation to antenna ,106.5 MHz, and a receiver is use by microcontroller, mcs 51 ,to produce signal. A display Show on lighth Emittin diode ,7 segments, the office pager system can olly be transmitted and received data in numbers.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความอนุเคราะห์ช่วยเหลือและสนับสนุนในด้านอุปกรณ์และการเงินจากภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม รวมถึง คณาจารย์ประจำภาควิชาทุกท่าน และด้วยความกรุณาอย่างยิ่ง โดยเฉพาะอาจารย์พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์ อาจารย์โกศล ทรายู และ อาจารย์ปิยะ จิตธรรมมาภิรมย์ ซึ่งเป็นผู้ให้คำแนะนำปรึกษาปัญหาในด้านต่างๆ ไปจนถึงข้อมูล และอุปกรณ์ที่เป็นประโยชน์ต่อการทดลอง

สุดท้ายขอกราบขอบคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่ได้ให้ทุกสิ่งทุกอย่างอย่างตลอดมาจนถึงปัจจุบัน หนึ่งประโยชน์และคุณความดีที่เกิดจากปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ขอบบให้แด่ คุณพ่อ คุณแม่ ครูบาอาจารย์ที่ประสิทธิ์ประสาทวิชามาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันตลอดจนถึงเพื่อนๆ ที่ได้ให้กำลังใจเสมอมาจนทำให้ปริญญาานิพนธ์นี้สำเร็จไปได้ด้วยดี



สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญภาพ	V
สารบัญตาราง	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 แนวความคิดในการทำปริญญานิพนธ์	1
1.2 เนื้อหาโดยสังเขป	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 ระบบวิทยุติดตามตัว	3
2.1.1 ประเภทของระบบวิทยุติดตามตัว	3
2.1.2 ชนิดของระบบวิทยุติดตามตัว	9
2.1.3 โครงสร้างของระบบวิทยุติดตามตัว	11
2.1.4 รูปแบบของสัญญาณข่าวสาร(POCSAG)	18
2.2 การสร้างรหัสสัญญาณความถี่คู่(DTMF)	32
2.3 การเข้ารหัสและถอดรหัสความถี่คู่	32
2.4 การส่งข้อมูลด้วยคอมพิวเตอร์	34
2.4.1 สายเคเบิล อาร์เอส 232-C	34
2.4.2 ขาต่างๆของอาร์เอส 232-C	34
2.4.3 ดีบี 25 ,ดีบี 9	36
2.4.4 โมเด็มเคเบิล(Null Modemcable)	37
2.5 การส่งผ่านข้อมูลอนาล็อกและดิจิทัล	39

สารบัญ(ต่อ)

เรื่อง	หน้า
2.5.1 ข้อมูลและสัญญาณ	40
2.5.2 การส่งผ่านข้อมูลดิจิทัล	41
2.6 การมอดูเลตในระบบสื่อสารดิจิทัล	43
2.6.1 มอดูเลตทางแอมป์ลิจูด (ASK)	44
2.6.2 มอดูเลตทางความถี่ (FSK)	45
2.6.2 มอดูเลตทางเฟส (PSK)	46
2.7 วงจรพื้นฐานของเครื่องรับส่งวิทยุ	48
2.7.1 แผนผังของเครื่องรับเอฟเอ็ม	49
2.7.2 วงจรขยายความถี่วิทยุ(RF Amp)	49
2.7.3 วงจรมิกเซอร์	51
2.7.4 วงจรขยายความถี่กลาง(IF Amp)	52
2.7.5 วงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์	54
2.7.6 วงจร เอ จี ซี	56
2.7.7 วงจรลิมิเตอร์	58
2.7.8 วงจรมิกซ์หรือเสคควอลซ์	59
2.7.9 วงจรดีเทคเตอร์	60
บทที่ 3 การออกแบบการสร้างและการทำงาน	63
3.1 หลักการออกแบบ	63
3.2 หลักการทำงานของระบบส่งข้อมูล	64
3.2.1 การส่งข้อมูลของคอมพิวเตอร์	64
3.2.2 วงจรเข้าและถอดรหัสสัญญาณความถี่คู่	65
3.2.3 วงจรแปลงข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรม(PISO)	67
3.2.4 วงจรมอดูเลตทางความถี่ในระบบดิจิทัล(FSK modulation)	70
3.2.5 วงจรภาคส่งสัญญาณเอฟเอ็ม	71

สารบัญ(ต่อ)

เรื่อง	หน้า
3.3 หลักการทำงานของวงจรในระบบรับข้อมูล	73
3.3.1 วงจรภาครับสัญญาณเอ็ฟเอ็ม	73
3.3.2 วงจรคีมอคูเลตทางความถี่ในระบบดิจิตอล	74
3.3.3 การใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์(MCS-51)	76
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	79
4.1 การทดลองโดยส่งสัญญาณจากคอมพิวเตอร์	79
4.2 การทดลองโดยส่งสัญญาณจากโทรศัพท์	82
บทที่ 5 บทสรุป ปัญหาแนวทางการแก้ไข และการพัฒนา	84
5.1 บทสรุป	84
5.2 ปัญหาและแนวทางการแก้ปัญหา	84
5.3 แนวทางการพัฒนา	85
ภาคผนวก ก.	86
ภาคผนวก ข.	91
ภาคผนวก ค.	112
ประวัติผู้จัดทำ	137
บรรณานุกรม	140

สารบัญภาพ

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 2.1 การให้บริการวิทยุติดตามตัวแบบที่ใช้วงรอบเหนี่ยวนำ	6
รูปที่ 2.2 สายอากาศระบบเพจจิ่งท้องถิ่นซึ่งให้รูปแบบการแพร่กระจายของคลื่น เป็นลักษณะรูปโคนลงสู่พื้น	7
รูปที่ 2.3 เปรียบเทียบความแตกต่างเครื่องลูกข่ายที่ได้รับข่าวสารได้อย่างเดียวกับ เครื่องลูกข่ายที่สามารถส่งข่าวสารได้ด้วย	8
รูปที่ 2.4 โครงสร้างพื้นฐานของระบบวิทยุติดตามตัว	11
รูปที่ 2.5 โครงสร้างทั่วไปของส่วนป้อนข่าวสารและส่วนควบคุมการส่ง	12
รูปที่ 2.6 ผังของเครื่องส่งรุ่น PSL 600 ซึ่งมอดูเลตแบบเอฟเอสเค	14
รูปที่ 2.7 การเพิ่มประสิทธิภาพในการรับสัญญาณของเครื่องลูกข่าย โดยใช้สถานี ส่ง 2 สถานี ส่งข้อมูลเดียวกัน	16
รูปที่ 2.8 การชดเชยเวลาหน่วงของเทคนิคการส่งแบบกึ่งซิงโครนัส	16
รูปที่ 2.9 ปัญหาการแทรกสอดของสัญญาณของสัญญาณที่สะท้อนจากอาคารสูง	17
รูปที่ 2.10 รูปแบบของสัญญาณวิทยุติดตามตัวมาตรฐาน POCSAG	19
รูปที่ 2.11 รูปแบบของรหัสหมายเลขเรียกขาน	24
รูปที่ 2.12 ผังของไอซีเบอร์ TP5809	33
รูปที่ 2.13 ขาของไอซีเบอร์ MT8870	33
รูปที่ 2.14 ข้อต่อแบบ DB25 และขาต่างๆ	35
รูปที่ 2.15 การใช้งานรับส่งข้อมูลอนุกรม โดยใช้สัญญาณเพียง 9 เส้น	36
รูปที่ 2.16 การต่อสายตรงของ RS-232C อย่างง่าย	37
รูปที่ 2.17 การต่อสายสลับของ RS-232C หรือ Null Modem Cable	38
รูปที่ 2.18 การต่อสายตรงจาก DB25 ไปยัง DB9	39
รูปที่ 2.19 อิทธิพลของแบนด์วิดท์กับข้อมูลดิจิทัล	42
รูปที่ 2.20 สัญญาณเบสแบนด์ดิจิทัล	44

สารบัญญภาพ(ต่อ)

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 2.21 Amplitude Shift Keying	45
รูปที่ 2.22 Frequency Shift Keying	46
รูปที่ 2.23 Phase Shift Keying	46
รูปที่ 2.24 ฐานสองของ PSK	47
รูปที่ 2.25 Quadri PSK	47
รูปที่ 2.26 แปรเฟส PSK	48
รูปที่ 2.27 ผังของเครื่องรับเอฟเอ็ม	49
รูปที่ 2.28 ตัวอย่างวงจรรขยายอาร์เอฟชนิดต่างๆ	50
รูปที่ 2.29 ตัวอย่างวงจรมิกเซอร์ทั้งภาคส่งและภาครับ	51
รูปที่ 2.30 วงจรมิกเซอร์แบบไม่สมดุลย์	52
รูปที่ 2.31 วงจรรขยายไอเอฟที่ใช้หม้อแปลงจูนระหว่างสเตจ	53
รูปที่ 2.32 วงจรรขยายไอเอฟแบบใช้คริสตอลฟิลเตอร์ควบคุมคุณสมบัติซีเลคทีวิตี	54
รูปที่ 2.33 ตัวอย่างวงจรรออสซิลเลเตอร์	55
รูปที่ 2.34 วงจรโอเวอร์โทนออสซิลเลเตอร์	55
รูปที่ 2.35 วงจรผลิตไฟ AGC	57
รูปที่ 2.36 วงจรลิมิตเตอร์จะขจัดสัญญาณรบกวนและการเปลี่ยนแปลงทาง แอมพลิจูดของสัญญาณเอฟเอ็ม	59
รูปที่ 2.37 วงจรสแควลซ์แบบใช้พาหะบังคับ	60
รูปที่ 2.38 วงจรสแควลซ์ของเครื่องรับ FM ใช้สัญญาณรบกวนบังคับ	60
รูปที่ 2.39 วงจรสโlobคิเทคเตอร์และผลตอบสนองของวงจรร	61
รูปที่ 2.40 วงจรคิเทคเตอร์ชนิดดับเบิ้ลจูน	62
รูปที่ 3.1 ผังการทำงานของระบบส่งสัญญาณและการรับสัญญาณแบบ FM	63
รูปที่ 3.2 รูปแบบการส่งข้อมูลแบบอนุกรม	64

สารบัญภาพ(ต่อ)

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 3.3 ผังการทำงานการสร้างสัญญาณ DTMF จากโทรศัพท์	65
รูปที่ 3.4 การต่อวงจรผลิตความถี่	66
รูปที่ 3.5 วงจรใช้งานเบื้องต้น MT 8870	67
รูปที่ 3.6 การต่อวงจรผลิตความถี่	67
รูปที่ 3.7 วงจรแปลงข้อมูลแบบขนานเป็นอนุกรม	68
รูปที่ 3.8 ไดอะแกรมเวลาควบคุมการทำงานของ 74HC165	69
รูปที่ 3.9 วงจรควบคุมการทำงานของ 74HC165	69
รูปที่ 3.10 วงจรมอดูเลตแบบเอฟเอสเค	70
รูปที่ 3.11 วงจรมอดูเลตแบบเอฟเอสเคที่ใช้งานจริง	72
รูปที่ 3.12 วงจรเครื่องส่งสัญญาณย่านความถี่วิทยุเอฟเอ็ม	73
รูปที่ 3.13 วงจรคีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค	73
รูปที่ 3.14 วงจรคีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค	74
รูปที่ 3.15 วงจรคีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเคที่ใช้งานจริง	76
รูปที่ 3.16 วงจรMCS-51 รุ่น V.35	78
รูปที่ 4.1 การต่อเครื่องคอมพิวเตอร์เข้ากับเครื่องส่ง	79
รูปที่ 4.2 หน้าจอภาพการส่งของคอมพิวเตอร์	80
รูปที่ 4.3 สภาวะที่เครื่องรับไม่พร้อมรับข้อมูล	80
รูปที่ 4.4 การป้อนข้อมูลทางหน้าจอของคอมพิวเตอร์	81
รูปที่ 4.5 สภาวะที่เครื่องรับพร้อมรับข้อมูล	81
รูปที่ 4.6 การส่งข้อมูลออกจากเครื่องคอมพิวเตอร์	82
รูปที่ 4.7 เครื่องรับแสดงข้อความหลังจากการส่งข้อมูลจากเครื่องส่ง	82
รูปที่ 4.8 การต่อเครื่อง โทรศัพท์เข้ากับเครื่องส่ง	83

สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
ตารางที่ 2.1 การกำหนดความถี่ใช้งานของวิทยุติดตามตัวแบบเฉพาะที่	4
ตารางที่ 2.2 รูปแบบรหัสคำ	20
ตารางที่ 2.3 รูปแบบบิตของรหัสคำการชิงโครโมโซม	21
ตารางที่ 2.4 ตัวอย่างการแปลงเลขฐานสิบเป็นเลขฐานสองของ หมายเลขประจำเครื่อง	22
ตารางที่ 2.5 คำของหมายเลขเรียกขาน	25
ตารางที่ 2.6 ชุดอักษรของข่าวสารวิทยุติดตามตัวรุ่นตัวเลข	26
ตารางที่ 2.7 รหัสของวิทยุติดตามตัวรุ่นตัวอักษร-ตัวเลข	27
ตารางที่ 2.8 รหัสของวิทยุติดตามตัวรุ่นตัวอักษร-ตัวเลข	28
ตารางที่ 2.9 รหัสของวิทยุติดตามตัวรุ่นตัวอักษร-ตัวเลข	29
ตารางที่ 2.10 รหัสของวิทยุติดตามตัวรุ่นตัวอักษร-ตัวเลข	30
ตารางที่ 2.11 รหัสของวิทยุติดตามตัวรุ่นตัวอักษร-ตัวเลข	31
ตารางที่ 2.12 รูปแบบของรหัสคำเทียบ	32
ตารางที่ 2.13 เปรียบเทียบวิธีการมอดูเลตแบบคิจิตอล และแอนะล็อก	44
ตารางที่ 2.14 สัญญาณคิจิตอล 2 บิตที่จะส่งพร้อมกัน	47
ตารางที่ 3.1 ตารางความจริงของ 74HC165	70
ตารางที่ 3.2 ตารางตำแหน่งแอดเดรสพอร์ตไอซีเบอร์ 8255	79
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองรับสัญญาณตามระยะทางต่างๆ	83

บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวความคิดในการทำปฏิญญานิพนธ์

ในปัจจุบันเป็นยุคสมัยของการสื่อสารข้อมูลข่าวสาร จัดว่าเป็นยุคแห่งเทคโนโลยี ซึ่งมีการพัฒนาระบบสื่อสารโทรคมนาคมขึ้นมาหลายรูปแบบซึ่งแต่ละแบบก็มีความสะดวกต่อการใช้งานแตกต่างกัน สำหรับวิทยุติดตามตัวก็เป็นอีกรูปแบบหนึ่งซึ่งทำให้ผู้รับสามารถรับข้อมูลข่าวสารได้ในทางเดียวกันกล่าวคือผู้รับไม่สามารถที่จะส่งข่าวสารกลับไปได้ในทันทีทันใดหรือในตัวเครื่องส่งเดียวกันซึ่งวิทยุโดยทั่วไปจะใช้สำหรับรับข้อมูลข่าวสารเท่านั้น

สำหรับปฏิญญานิพนธ์นี้ได้ เสนออุปกรณ์ที่ใช้สำหรับการติดต่อสื่อสารในอีกรูปแบบหนึ่งโดยสร้างเครื่องส่งและเครื่องรับขึ้นมาเพื่อที่จะศึกษาการทำงานของระบบวิทยุติดตามตัวที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน และสามารถนำเครื่องวิทยุติดตามตัวที่สร้างขึ้นไปใช้ในงานจริงได้ ซึ่งอาจจะใช้ในสำนักงานซึ่งเป็นการติดต่อระหว่างกลุ่ม อาจเป็นพนักงานในบริษัทหรือลูกจ้างในโรงงานตลอดจนถึงหน่วยงานต่างๆที่มีความจำเป็นต้องติดต่อกับพนักงานบ่อยๆ ซึ่งในบางครั้งการติดต่อทางโทรศัพท์อาจมีความไม่สะดวก และถ้าเทียบกับโทรศัพท์มือถือแล้วระบบวิทยุติดตามตัวก็จะมีราคาถูกกว่าซึ่งจะช่วยประหยัดงบประมาณค่าใช้จ่ายลงได้

สำหรับเครื่องรับต้นแบบนี้ทางคณะผู้จัดทำได้สร้างไว้เพียงหนึ่งเครื่องแต่ถ้าหากต้องการขยายขอบเขตความสามารถเพื่อใช้ในการติดต่อได้หลายเครื่องก็สามารถทำได้โดยเพิ่มจำนวนเครื่องเข้าไปแล้วเปลี่ยนหมายเลขแต่ละเครื่องเข้าไปเท่านั้นเอง

ส่วนประกอบของเครื่องส่งและเครื่องรับของวิทยุติดตามตัวที่สร้างขึ้นนี้จะประกอบส่วนประกอบหลักๆคือ

คอมพิวเตอร် ทำหน้าที่รับ ส่งข้อมูลเข้าเครื่องส่ง

เครื่องส่ง ทำหน้าที่ส่งสัญญาณออกอากาศโดยใช้การมอดูเลตแบบเอฟเอสเคโดยส่ง
ไปในย่านเอฟเอ็มซึ่งใช้ความถี่ 106.50 เมกะเฮิรตซ์

เครื่องรับ ทำหน้าที่รับสัญญาณที่เข้ามาแบบเอฟเอ็มผ่านการดีมอดูเลตแล้วส่งไปยัง
ไมโครคอนโทรลเลอร์

ไมโครคอนโทรลเลอร์ ทำหน้าที่ควบคุมการแสดงผล และส่งเสียงเตือน

1.2 เนื้อหาโดยสังเขปของปฏิญญานิพนธ์

ปฏิญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการทดลองและศึกษาระบบวิทยุคิดตามตัวที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน โดยทั่วไปในท้องตลาดซึ่งรวมถึงหลักการทำงานและความผิดพลาดที่เกิดขึ้นเพื่อที่จะนำไปพัฒนาต่อไปในอนาคตในปฏิญญานิพนธ์นี้แบ่งออกเป็นบทต่างๆดังนี้

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีต่างๆ ที่ใช้ในปฏิญญานิพนธ์ คือ ประเภท, ระบบ, โครงสร้างของวิทยุคิดตามตัวรวมถึงรูปแบบของสัญญาณข้อมูลข่าวสาร และอุปกรณ์ต่างๆ ที่เกี่ยวข้อง

บทที่ 3 การออกแบบ, การสร้าง, และการทำงาน กล่าวถึงการทำงานของระบบส่งข้อมูลด้วยคอมพิวเตอร์วงจรเข้าและแปลงรหัสต่างๆ ตลอดจนถึงระบบควบคุมการแสดงผลโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์

บทที่ 4 การทดลอง และผลการทดลอง ซึ่งจะกล่าวถึงการทดลองโดยสรุปของปฏิญญานิพนธ์ที่ได้จัดทำขึ้นมาทำการวัด และบันทึกผลในแต่ละขั้นตอนเพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดลองว่าถูกต้องหรือไม่เพียงใด

บทที่ 5 บทสรุป ปัญหา แนวทางแก้ไข และพัฒนา โดยกล่าวถึงผลการทดลอง, สรุปผลการทดลองของการทำปฏิญญานิพนธ์ฉบับนี้ เพื่อใช้ในการเปรียบเทียบผลของการทำงานของปฏิญญานิพนธ์ที่ทำได้กับผล และประโยชน์ที่คาดหวังจะได้รับตามที่ได้ตั้งเป้าหมายเอาไว้และรวมถึงปัญหา และอุปสรรคที่เกิดขึ้นในการทำปฏิญญานิพนธ์ ทั้งยังได้เสนอแนะแนวทางในการแก้ไขและพัฒนาปฏิญญานิพนธ์นี้ต่อไป

ภาคผนวก ก. รูปเครื่องต้นแบบในปฏิญญานิพนธ์

ภาคผนวก ข. โปรแกรมแสดงผลการรับส่งข้อมูล

ภาคผนวก ค. รายละเอียดข้อมูล และคุณสมบัติอุปกรณ์

บรรณานุกรม

บทที่ 2

ทฤษฎี และหลักการ

2.1 ระบบวิทยุติดตามตัว

นับเป็นเวลาหลายปีมาแล้ว ที่ได้มีการเปิดให้บริการระบบวิทยุติดตามตัว โดยบริษัท เทลเชซิส เป็นรายแรกในประเทศไทย จากวันนั้นเป็นต้นมาตลาดของอุปกรณ์สื่อสารชนิดนี้ได้มีการขยายตัวอย่างรวดเร็วจำนวนผู้ให้บริการมีมากขึ้นจากเดิมเพียงรายเดียว จนปัจจุบันเพิ่มเป็น 5 ราย ในด้านความหลากหลายของการให้บริการก็มีมากขึ้นทั้งการให้บริการข่าวสาร การให้บริการเชื่อมโยงข่าวสารกับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่รูปลักษณะใหม่ๆ ของเครื่องลูกข่ายมีปรากฏให้เห็นตามแผ่นพับโฆษณาอยู่เสมอจนแทบกล่าวได้ว่าสงครามการห้าห้าเพื่อแย่งชิงผู้ให้บริการยังคงระอุอยู่ในเมืองไทย ด้วยเหตุดังกล่าวการนำเรื่องราวเทคนิคของระบบวิทยุติดตามตัวซึ่งนิยมใช้ในปัจจุบันนิยมเรียกกันจนติดปากว่า วิทยุติดตามตัว

วิทยุติดตามตัวหรือวิทยุติดตามตัวเป็นอุปกรณ์สื่อสารแบบพกพาชนิดหนึ่งเช่นเดียวกับ โทรศัพท์เคลื่อนที่ ผิดกันแต่เพียงว่ารูปแบบในการสื่อสารข้อมูลของวิทยุติดตามตัวจะเป็นในลักษณะของการฝากข่าวสารไว้ที่ศูนย์รับฝากข้อความ โดยศูนย์บริการวิทยุติดตามตัว จะทำหน้าที่ส่งข่าวสารนั้นไปยังเครื่องลูกข่ายที่ถูกระบุหมายเลขไว้ หลายท่านเข้าใจว่าเครื่องลูกข่ายมีหน้าที่เพียงรับข่าวสารซึ่งถูกส่งจากศูนย์บริการวิทยุติดตามตัว เท่านั้น ในความเป็นจริงแล้ว วิทยุติดตามตัวบางระบบมีการกำหนดความสามารถของเครื่องลูกข่าย ให้ส่งข่าวสารผ่านกลับมาให้ศูนย์บริการวิทยุติดตามตัวได้ สำหรับข่าวสารที่สามารถส่งผ่านเครื่องข่ายวิทยุติดตามตัว นั้นมีตั้งแต่ตัวเลข ตัวอักษร และเสียงพูด ทั้งนี้การใช้บริการส่งข่าวสารประเภทใด

2.1.1 ประเภทของระบบวิทยุติดตามตัว

ในแง่ของการให้บริการ สามารถแบ่งระบบวิทยุติดตามตัวออกเป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ คือการให้บริการระบบวิทยุติดตามตัวแบบเฉพาะที่ (Local area หรือ On-site paging) และการให้บริการระบบวิทยุติดตามตัวแบบพื้นที่ครอบคลุมกว้าง (Wide area paging)

1. การให้บริการระบบวิทยุติดตามตัวแบบเฉพาะที่ (Local Area)

เป็นการนำเสนอบริการวิทยุติดตามตัวภายในขอบเขตพื้นที่จำกัด เช่นภายในอาคาร โรงงานหรือโรงพยาบาล ลักษณะของการแจ้งผลต่อผู้ใช้มีทั้งแบบเป็นข้อความ, เสียงพูด, เสียงเตือน หรือรูปแบบผสมของทั้งสามชนิด สามารถแบ่งประเภทของวิทยุติดตามตัวแบบเฉพาะที่ ได้เป็น 4 ระบบตามรูปแบบทางเทคนิคโดยมีรายละเอียดของการใช้ความถี่วิทยุตามตารางที่ 1 ดังนี้

ตารางที่ 2.1 การกำหนดความถี่ใช้งานของวิทยุติดตามตัวแบบเฉพาะที่

ย่านความถี่	ความถี่จากสถานีส่งไปเครื่องลูกข่าย	ความถี่จากเครื่องลูกข่ายส่งไปสถานี
16-150 kHz	16-150 kHz ใช้กับระบบวิทยุติดตามตัวแบบวงรอบเหนี่ยวนำ	161.10-161.65 MHz
ย่าน HF 26 MHz	26.2375-26.8655 MHz	ไม่อนุญาตให้มีการส่ง
ย่าน HF 27 MHz	26.978-27.262 MHz	ไม่อนุญาตให้มีการส่ง
ย่าน HF 31 MHz	31.725,31.750,31.775 MHz สำหรับให้บริการในเขตโรงพยาบาล	161.00-161.10 MHz
ย่าน VHF 49 MHz	49.0000-49.4875 MHz	ไม่อนุญาตให้มีการส่ง
ย่าน VHF 49 MHz	49.4250,49.4375,49.4500 49.4625,49.750 MHz สำหรับให้บริการในเขตโรงพยาบาล	161.00-161.10 MHz
ย่าน UHF 459 MHz	459.125-459.450 MHz	ไม่อนุญาตให้มีการส่ง
ย่าน UHF 459 MHz และย่าน VHF 161 MHz	กรณีใช้เฉพาะความถี่ UHF 459.125-459.475 MHz กรณีใช้ความถี่ UHF ร่วมกับ VHF 459.325 ถึง 161.0125 MHz 459.475 ถึง 161.1125 MHz ใช้สำหรับระบบวิทยุติดตามตัวแบบสื่อสารเฉพาะถิ่น	161.000-161.1125 MHz 459.125 ถึง 161.000 MHz 459.450 ถึง 161.100 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบวงรอบเหนี่ยวนำ (Induction Loop) ใช้ความถี่ในช่วง 16 ถึง 150 เฮิรตซ์ ระบบนี้เหมาะสมสำหรับใช้งานในพื้นที่ซึ่งมีอาณาบริเวณไม่กว้างมากนัก คือประมาณไม่เกิน 6 ช่วงตึก โดยจะใช้วิธีเดินสายนำสัญญาณรอบๆ บริเวณที่กำหนดให้เป็นพื้นที่ให้บริการ การส่งสัญญาณจะใช้การเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็ก ไฟฟ้าขึ้นค้างแสดงในรูปที่ 2.1 โดยทั่วไปมักจะใช้สายโคแอกเชียลความรั่วไหลสูง (Leaky Coaxial Cable) เป็นสายนำสัญญาณในระยะแรกของระบบแบบนี้ถูกใช้งานในย่านความถี่ต่ำ เครื่องลูกข่ายแต่ละเครื่องจะถูกจูนความถี่ไปยังความถี่ซึ่งแพร่กระจายออกมาจากสายเคเบิลนั้น พบว่าความสามารถในการให้บริการของระบบในช่วงเวลาดังกล่าวถูกจำกัดสัญญาณ ระบบนี้ใช้ความถี่ในช่วง 16 ถึง 150 กิโลเฮิรตซ์ สำหรับระบบที่ยอมให้ผู้ใช้งานปลายทางส่งข่าวสารย้อนกลับมายังศูนย์บริการวิทยุติดตามตัวได้ จะใช้ความถี่ทางด้านกลับในช่วง 161.10 ถึง 161.150 กิโลเฮิรตซ์ นอกจากนี้จะใช้งานสำหรับระบบวิทยุติดตามตัวแล้วยังสามารถนำรูปแบบของวงรอบเหนี่ยวนำไปประยุกต์ใช้ในกิจการอื่นๆ เช่น การเพิ่มประสิทธิภาพของการรับฟังสำหรับผู้มีปัญหาทางด้านกรับฟัง โดยเดินสายความรั่วไหลสูงรอบๆ ห้องเพื่อทำหน้าที่เหนี่ยวนำสัญญาณเสียงจากเครื่องรับโทรทัศน์แล้วให้ทำการขยายสัญญาณดังกล่าว ก่อนที่จะถูกรับฟังโดยเครื่องช่วยฟัง

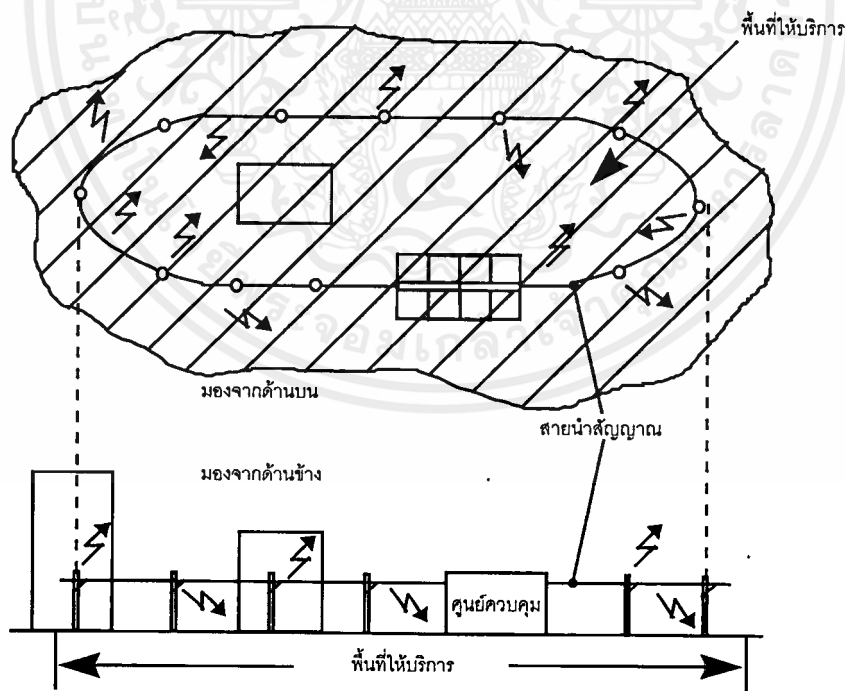
แบบใช้งานย่านความถี่ HF ประมาณ 26 ถึง 31 เมกะเฮิรตซ์ เหมาะสำหรับใช้งานที่ครอบคลุมพื้นที่บริเวณกว้าง เช่น ภายในโรงงานและโรงพยาบาล เป็นระบบที่ได้รับความนิยมใช้งานมากที่สุด การส่งสัญญาณเป็นไปโดยการแพร่กระจายของคลื่นวิทยุจากสายอากาศโดยตรง นับตั้งแต่ปี พ.ศ. 2528 เป็นต้นมาระบบดังกล่าว ได้ถูกจำกัดให้ใช้ส่งเฉพาะข่าวสารประเภทที่ไม่ใช่เสียงพูดเท่านั้น สำหรับการใช้งานในเขตโรงพยาบาล มีการกำหนดให้ใช้งานได้เฉพาะที่ความถี่ 31 และ 49 เมกะเฮิรตซ์เท่านั้น เนื่องจากทั้ง 2 ความถี่ไม่ก่อให้เกิดการรบกวนต่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ภายในโรงพยาบาลแต่อย่างใด อีกทั้งยังมีการอนุญาตให้สามารถส่งข้อความประเภทที่เป็นเสียงพูดทั้งในทิศทางไปและกลับจากเครื่องลูกข่ายสำหรับย่านความถี่ทั้งสองอีกด้วย โดยความถี่ที่ใช้ในการส่งข่าวสารย้อนกลับอยู่ในช่วง 161 ถึง 161.100 กิโลเฮิรตซ์

แบบใช้งานย่านความถี่ UHF ประมาณ 459 เมกะเฮิรตซ์ เหมาะสำหรับใช้งานในตึกที่มีกำแพงหนา หรือภายในบริเวณโรงงานอุตสาหกรรมขนาดใหญ่ เนื่องจากความถี่ในย่าน UHF มีความสามารถในการทะลุทะลวงสูง สามารถส่งข่าวสารเฉพาะที่ไม่ใช่เสียงพูด และไม่อนุญาตให้ผู้ใช้งานส่งข่าวสารย้อนกลับไปยังศูนย์บริการวิทยุติดตามตัวได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบสื่อสารเฉพาะท้องถิ่นใช้ความถี่ในช่วง 459 เมกะเฮิร์ตซ์สำหรับส่งข่าวสารทุกประเภท รวมถึงเสียงพูดไปยังเครื่องลูกข่าย และรับข่าวสารประเภทเสียงพูดจากเครื่องลูกข่าย ในช่วงความถี่ 161 เมกะเฮิร์ตซ์ นับเป็นระบบที่ค่อนข้างใหม่ซึ่งได้รับอนุญาตให้ใช้งานได้ในปี พ.ศ. 2528 ระบบดังกล่าวถูกสร้างขึ้นเพื่อใช้แทนระบบแบบเฉพาะที่ที่ย่านความถี่แบบ HF และ UHF ซึ่งใช้ในกิจการโรงพยาบาล รวมถึงแบบวงรอบเหนี่ยวนำด้วย นอกจากนี้ยังสนับสนุนการสื่อสารสองทิศทางชนิดสมบูรณ์แบบโดยผู้ใช้งานจะต้องอยู่ภายในรัศมีทำการ กิโลเมตรรอบๆ สถานีส่ง

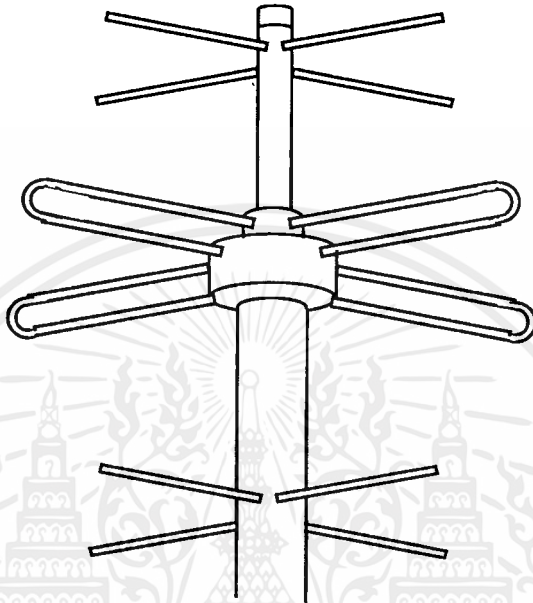
ระบบวิทยุติดตามตัวแบบเฉพาะที่ถูกออกแบบขึ้นเพื่อจุดประสงค์สำหรับใช้งานในพื้นที่เฉพาะ โดยระบบมีความสามารถในการรองรับเครื่องลูกข่ายในระดับต่ำตั้งแต่ 10 ถึง 2,000 เครื่อง ความห่างของช่องสัญญาณแต่ละช่องในย่าน VHF และ UHF มีค่าเท่ากับ 25 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 12.5 กิโลเฮิร์ตซ์สำหรับกรณีของแบบที่ใช้ความถี่ในช่วง 49 เมกะเฮิร์ตซ์เนื่องจากแต่ละช่องสัญญาณมีแบนด์วิดท์ค่อนข้างแคบจึงส่งผล



รูปที่ 2.1 การให้บริการวิทยุติดตามตัวแบบที่โดยใช้วงรอบเหนี่ยวนำ

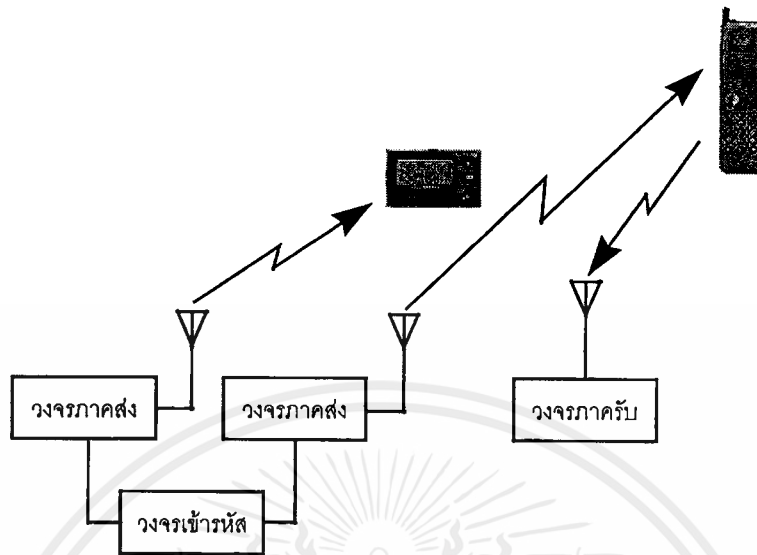
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ความสามารถในการตรวจรับสัญญาณของระบบต่ำ ส่งผลให้เครื่องรับถูกออกแบบอย่างซับซ้อนมากขึ้น ทำให้มีราคาแพง



รูปที่ 2.2 สายอากาศระบบเพจจิ่งท้องถิ่นซึ่งให้รูปแบบการแพร่กระจายของคลื่นเป็นลักษณะรูปโคนลงสู่พื้น

สำหรับการควบคุมขอบเขตการแพร่กระจายของคลื่นวิทยุทำได้โดยกำหนดกำลังส่งของสถานีส่งให้มีค่าต่ำ โดยทั่วไปมักมีค่าเท่ากับ 25 มิลลิวัตต์ สายอากาศของสถานีส่งจะถูกติดตั้งในลักษณะที่ทำให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเป็นรูปโคนในทิศทางสู่พื้น และมีการแพร่กระจายคลื่นในแนวราบ รูปแบบของสายอากาศที่ใช้งานทั่วไปเป็นไปตามรูปที่ 2.2 อย่างไรก็ตามเนื่องจากระบบวิทยุติดตามตัวแบบเฉพาะที่โดยส่วนใหญ่มักประกอบไปด้วยระบบและรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นมากกว่า 1 อย่าง ทำให้การออกแบบในทางปฏิบัติมีความซับซ้อนมากกว่าที่ได้กล่าวมา รูปที่ 2.3 แสดงถึงเครื่องลูกข่ายในระบบวิทยุติดตามตัวแบบเฉพาะที่ซึ่งสามารถส่งข่าวสารกลับมายังศูนย์บริการวิทยุติดตามตัวได้ โดยต้องมีการติดตั้งสายอากาศและเครื่องรับเพิ่มเติมที่สถานีส่ง



รูปที่ 2.3 เปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างเครื่องลูกข่ายที่รับข่าวสารได้อย่างเดียวกับเครื่องลูกข่ายที่สามารถส่งข่าวสารได้ด้วย

2. การให้บริการระบบวิทยุติดตามตัวแบบพื้นที่ครอบคลุมกว้าง

เป็นระบบวิทยุติดตามตัวที่อนุญาตให้มีการส่งข่าวสารในทิศทางเดียว จากสถานีส่งไปยังเครื่องลูกข่ายซึ่งอยู่ภายในพื้นที่ให้บริการ โดยส่วนมากพื้นที่ให้บริการจะมีรัศมีประมาณ 5 ถึง 20 กิโลเมตรรอบสถานีส่งทั้งนี้ขึ้นอยู่กับตำแหน่ง กำลังส่ง และระบบสายอากาศของสถานีส่ง สัญญาณที่ถูกส่งออกจากสายอากาศของสถานีส่งจะมีการลดทอน ซึ่งเกิดจากการแพร่กระจายคลื่นวิทยุความถี่สูงผ่านอาคารสูงหรือผ่านร่างกายมนุษย์ผลจากการทดสอบเพื่อแก้ไขปัญหาด้านการลดทอนของคลื่นชี้ให้เห็นว่าความถี่ในช่วง 80 ถึง 460 เมกะเฮิรตซ์ มีความเหมาะสมสำหรับใช้ในกิจการวิทยุติดตามตัว โดยเกิดผลจากการลดทอนสัญญาณต่ำที่สุด การลดทอนของสัญญาณซึ่งเกิดจากการแพร่กระจายคลื่นวิทยุภายในตัวอาคารจะมีค่าอยู่ในช่วง 14 ถึง 22 เดซิเบล ที่ความถี่ 150 เมกะเฮิรตซ์, 18 เดซิเบลที่ความถี่ 250 เมกะเฮิรตซ์ และ 12 ถึง 18 เดซิเบลที่ความถี่ 400 เมกะเฮิรตซ์ นอกจากปัญหาการลดทอนของสัญญาณแล้ว ยังมีปัจจัยอื่น ๆ ซึ่งมีผลกระทบต่อประสิทธิภาพในการรับสัญญาณของเครื่องลูกข่ายอีก เช่น

ระดับความแรงของสัญญาณรบกวนในพื้นที่ให้บริการ ซึ่งส่วนใหญ่เกิดมากในพื้นที่ที่เป็นเมืองใหญ่ โดยสัญญาณรบกวนมักเกิดจากเครื่องยนต์ หรือเครื่องจักรกลสัญญาณรบกวน

ลักษณะนี้จะมีขนาดความแรงของการรบกวนลดลงเมื่อพิจารณาที่ความถี่ใช้งานค่าสูง ทำให้ต้องเลือกใช้ความถี่สูงสำหรับส่งข่าวสารในเขตเมือง

ความไวในการรับสัญญาณของเครื่องลูกข่าย ซึ่งมีความเกี่ยวพันโดยตรงกับการออกแบบวงจรของเครื่อง และประสิทธิภาพของสายอากาศในเครื่องลูกข่ายเอง

ระบบวิทยุติดตามตัวแบบพื้นที่ครอบคลุมกว้างมีการใช้ความถี่สำหรับส่งข่าวสารทั้งในย่าน VHF และ UHF โดยการกำหนดความถี่ในช่วง 138 และ 153 เมกะเฮิร์ตซ์ สำหรับย่าน VHF และ 454 เมกะเฮิร์ตซ์สำหรับย่าน UHF ระบบที่ใช้ย่านความถี่ VHF จะสามารถส่งข่าวสารได้เฉพาะที่เป็นข้อความ (message) หรือเป็นเสียงเตือน (Tone) เท่านั้น สำหรับการส่งข่าวสารที่เป็นทั้งข้อความ เสียงเตือน และเสียงพูดจะใช้ได้กับระบบ UHF สำหรับมาตรฐานการส่งข่าวสารของระบบวิทยุติดตามตัวแบบพื้นที่ครอบคลุมกว้างและจะเป็นไปตามข้อกำหนดซึ่งเรียกว่ามาตรฐาน POCSAG

ปี พ.ศ. 2519 ณ กรุงลอนดอนมีการรวมตัวกันของกลุ่มวิศวกรนานาชาติ เพื่อดำเนินการวางข้อกำหนดของระบบวิทยุติดตามตัวแบบพื้นที่ครอบคลุมกว้าง การประชุมจัดขึ้นโดยใช้สถานที่ของศูนย์ทำการไปรษณีย์กลางประเทศอังกฤษ ดังนั้นจึงเรียกข้อกำหนดนี้ตามชื่อสถานที่ว่า Post Office Code Standardization Advisory Group หรือ POGSAG สำหรับชื่อที่เป็นทางการของมาตรฐานดังกล่าวซึ่งตั้งให้ภายหลังโดยหน่วยงาน CCIR คือ Radio Paging Code No. 1 หรือ RPC No. 1 มาตรฐานรหัสการเพจโดยใช้คลื่นวิทยุ หมายเลข 1

2.1.2 ชนิดของระบบวิทยุติดตามตัว

1. แบบตัวอักษร (Message หรือ Alpha-Numeric Pager) เป็นแบบที่ได้รับความนิยมอย่างสูงในบ้านเรา เครื่องลูกข่ายประเภทนี้สามารถรับข้อความได้เต็มที่ 200 ตัวอักษรและแสดงผลได้หน้าละ 80 ตัวอักษรต่อหนึ่งข่าวสาร โดยตัวอักษรในที่นี้จะหมายถึงตัวอักษรภาษาอังกฤษ หากเป็นตัวอักษรไทยจะได้จำนวนน้อยกว่านี้ หน่วยความจำสำรองสามารถเก็บข่าวสารได้ 40 ชุด โดยผู้ใช้สามารถสั่งลบหรือป้องกันการลบได้ด้วยตนเอง บริการพิเศษซึ่งได้รับความนิยมมากสำหรับเครื่องลูกข่ายประเภทนี้คือการให้บริการข่าวสารแบบออนไลน์ เช่น อัตราแลกเปลี่ยนการเงิน, ข่าวการเมือง, ข่าวกีฬา หรืออื่นๆ เป็นต้น

2. แบบตัวเลข (Numeric Pager) รับข่าวสารได้เฉพาะตัวเลข โดยจะเก็บตัวเลขที่ทำการส่งมาได้สูงสุด 20 หลักต่อหนึ่งข่าวสาร ตัวเลขเหล่านี้อาจจะเป็นหมายเลขโทรศัพท์ที่จะให้ติดต่อกลับ, ราคาสินค้า, รหัสสินค้า หรือรหัสพิเศษเฉพาะกลุ่ม แล้วแต่ผู้ให้บริการ

3. แบบใช้เสียง (Tone Pager) เป็นเครื่องลูกข่ายที่มีราคาถูกที่สุด โดยการส่งเสียงเตือนเมื่อมีการติดต่อไปยังเครื่องหมายเลขนั้น ทั้งนี้อาจใช้เป็นการเตือนให้เจ้าของเครื่องโทรติดต่อกลับศูนย์บริการวิทยุติดตามตัว หรือใช้เป็นการเตือนให้โทรกลับไปยังหมายเลขใดหมายเลขหนึ่งในกรณีที่มีการตกลงกันล่วงหน้า

4. แบบหลายเสียง (Multi Address Pager) คล้ายกับแบบใช้เสียงแต่เครื่องประเภทนี้จะให้เสียงเตือนแตกต่างกันตั้งแต่ 2 เสียงขึ้นไปเพื่อใช้ในการแยกความแตกต่างของหมายเลขที่จะให้โทรติดต่อกลับ

5. แบบฝากเสียงพูด (Voice Messaging Paper) อีกรูปแบบหนึ่งของเครื่องลูกข่าย โดยที่ผู้ฝากข่าวสารสามารถฝากเสียงพูดของตนผ่านทางคู่สายโทรศัพท์ไปเก็บไว้ยังศูนย์ฝากข้อความเพื่อให้ศูนย์บริการวิทยุติดตามตัว ส่งข้อความนั้นไปยังเจ้าของเครื่อง

เครื่องลูกข่ายที่มีจำหน่ายในปัจจุบันอาจมีความหลากหลายมากกว่าทั้ง 5 แบบ ที่ได้กล่าวมา ซึ่งอาจมีการผสมความสามารถของแต่ละแบบเข้าด้วยกัน สำหรับเวลาที่ใช้ในการส่งข่าวสารนั้นมีความแตกต่างกันไปตามชนิดของเครื่องลูกข่าย กล่าวคือใช้เวลาตั้งแต่ 10 วินาทีลงมาสำหรับเครื่องลูกข่ายแบบฝากเสียงพูด จนถึงมิลลิวินาทีสำหรับแบบที่ไม่ใช้เสียงพูด ความพิเศษของระบบวิทยุติดตามตัวก็คือความสามารถในการติดต่อลูกข่ายได้มากกว่า 100,000 รายต่อหนึ่งความถี่ โดยระบบที่ไม่ใช้เสียงพูดสามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการได้กว้างกว่าแบบใช้เสียงพูด ทั้งนี้เพราะใช้กำลังส่งน้อยกว่าในการทำให้เครื่องรับทำงาน และตัวเครื่องรับเองมีความไวสูงมากเป็นพิเศษกับสัญญาณในช่วงสั้นๆ ในระดับมิลลิวินาที

ในระบบวิทยุติดตามตัวหนึ่ง ผู้ให้บริการสามารถใช้เครื่องลูกข่ายร่วมกันได้ทั้ง 5 แบบ ดังที่กล่าวมา แต่ผู้ให้บริการจะแยกความถี่ใช้งานสำหรับเครื่องลูกข่ายแต่ละแบบ ทั้งนี้เพื่อให้ได้คุณภาพของสัญญาณที่ดีคือข้อดีของวิทยุติดตามตัว เมื่อเปรียบเทียบกับระบบสื่อสารเคลื่อนที่ชนิดอื่นที่เป็น 2 ทิศทาง เช่น โทรศัพท์เคลื่อนที่ ได้แก่

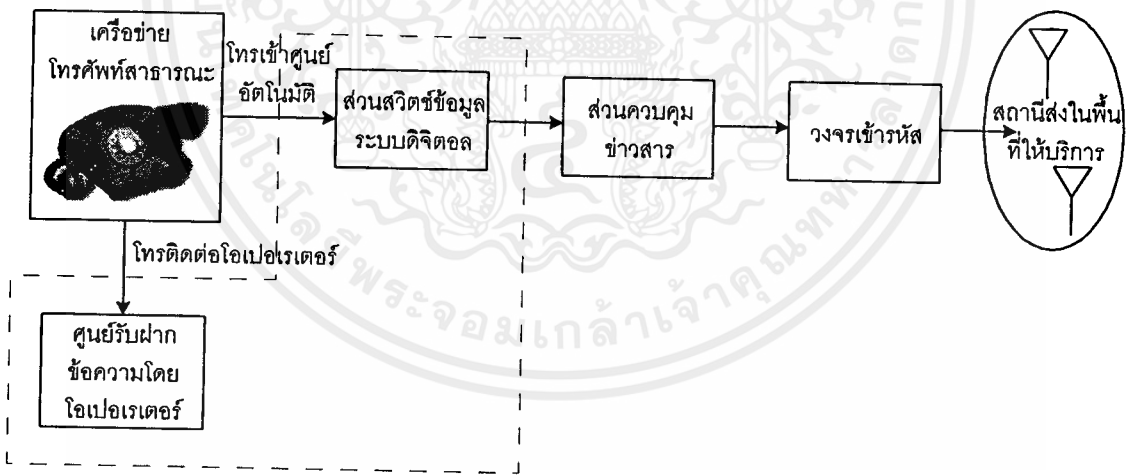
- สามารถพกติดตัวได้สะดวกมากเนื่องจากมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา
- มีจำนวนผู้เข้าใช้ได้มากกว่าต่อหนึ่งความถี่
- สามารถใช้เครื่องลูกข่ายต่างยี่ห้อแทนกันได้ โดยต้องเป็นเครื่องประเภทเดียวกัน
- เครื่องลูกข่ายส่วนใหญ่สามารถเก็บข่าวสารที่ได้รับแล้วไว้ได้

- เครื่องลูกข่ายส่วนใหญ่สามารถเก็บข่าวสารที่ได้รับแล้วไว้ได้

2.1.3 โครงสร้างของระบบเครือข่ายวิทยุติดตามตัว

เมื่อพิจารณากระบวนการในการสื่อสาร โดยการใช้วิทยุติดตามตัวจะพบว่าเกิดจากการที่ผู้ใช้โทรศัพท์ติดต่อมายังศูนย์รับฝากข้อความ พนักงานประจำศูนย์บริการวิทยุติดตามตัวจะป้อนข่าวสารนั้นผ่านอุปกรณ์ต้นทาง หรือผู้ใช้โทรศัพท์อาจโทรมายังมายังเลขหมายฝากข้อความอัตโนมัติโดยไม่ผ่านพนักงานประจำศูนย์บริการวิทยุติดตามตัว ข้อความจากทั้งสองแหล่งจะถูกเก็บไว้ โดยผ่านการเข้ารหัส และการส่งออกอากาศไปยังเครื่องลูกข่าย ดังนั้นจึงสามารถวางโครงสร้างที่เป็นพื้นฐานของระบบวิทยุติดตามตัวได้ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งประกอบด้วยส่วนการรับข่าวสาร, คอมพิวเตอร์ส่วนกลาง และเครือข่ายอุปกรณ์สื่อสาร โดยในรูปที่ 2.4 เป็นแสดงถึงรายละเอียดของอุปกรณ์ภายในเครือข่ายวิทยุติดตามตัว ซึ่งกล่าวถึงดังนี้

1. ส่วนการรับข่าวสาร ข่าวสารที่ถูกส่งสู่เข้าส่วนดังกล่าวสามารถมาได้จากหลายเส้นทาง คือ



รูปที่ 2.4 โครงสร้างพื้นฐานของระบบวิทยุติดตามตัว

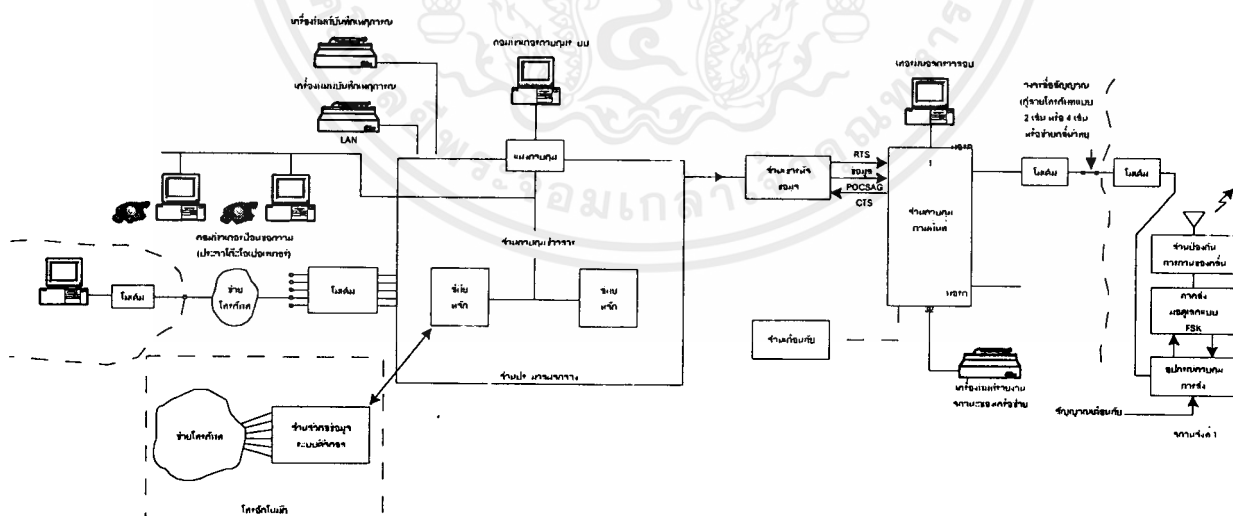
ไอพีเอเรเตอร์ที่ศูนย์รับฝากข้อความส่วนกลางทำการรับข้อความจากผู้ติดต่อเข้ามาทางโทรศัพท์ แล้วทำการป้อนข้อความเหล่านั้นผ่านคีย์บอร์ด ไอพีเอเรเตอร์ที่ศูนย์รับฝากข้อความ

สาขาย่อยทำการส่งข้อความมาศูนย์บริการวิทยุติดตามตัว ส่วนกลางโดยผ่านคู่สายโทรศัพท์เช่า หรือคู่สายสาธารณะ ข้อความที่ส่งจากระบบรับฝากข้อความอัตโนมัติ

2. คอมพิวเตอร์ส่วนกลาง ทำหน้าที่ควบคุมการปฏิบัติงานของอุปกรณ์ทั้งระบบ และ ยังทำหน้าที่เป็นส่วนควบคุมข่าวสารอีกด้วย ข่าวสารที่ถูกส่งมาจากส่วนการรับข่าวสารจะถูก ป้อนสู่เข้าคอมพิวเตอร์ส่วนกลาง โดยผ่านอุปกรณ์เชื่อมต่อต่างกัน ส่วนควบคุมข่าวสารจะมี ฮาร์ดดิสก์ขนาดใหญ่ทำหน้าที่เก็บบันทึกข่าวสารที่จะถูกส่งออกอากาศ แต่ละข่าวสารจะถูก เก็บไว้ในฮาร์ดดิสก์เป็นช่วงเวลาหนึ่ง หรืออาจมีการเก็บอย่างถาวรในเทปแบ็กอัป นอกจากนี้ ข่าวสารเหล่านี้แล้ว ฮาร์ดดิสก์ยังทำการเก็บซอฟต์แวร์ ซึ่งใช้ควบคุมการทำงานของระบบ อีกด้วย จึงนับเป็นความสำคัญอย่างยิ่งที่ จะต้องมีส่วนควบคุมข่าวสารสำรองเพื่อทำหน้าที่แทน ส่วนควบคุมข่าวสารหลัก ในกรณีที่เกิดการเสียหายขึ้น

3. เครื่องข่ายอุปกรณ์สื่อสาร ประกอบด้วย

- ส่วนเข้ารหัสข้อมูล
- ส่วนควบคุมอุปกรณ์เครื่องส่งคลื่นวิทยุ
- ส่วนควบคุมการชิงโครนัสข่าวสารทางคลื่นวิทยุ
- ส่วนบริหารเครือข่าย จะมีหรือไม่ก็ได้



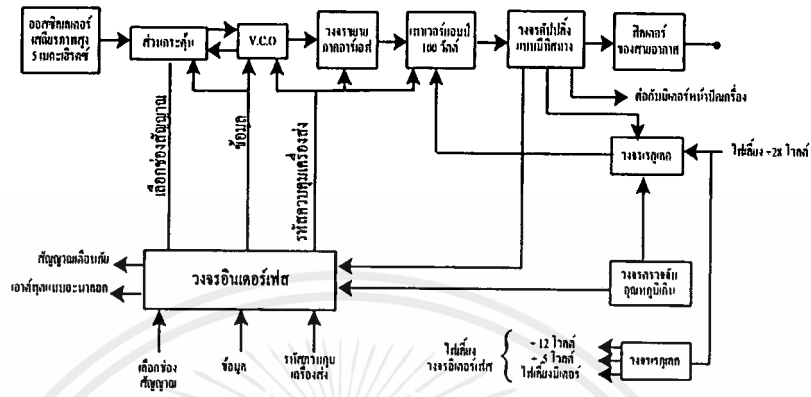
รูปที่ 2.5 โครงสร้างทั่วไปของส่วนป้อนข่าวสารและส่วนควบคุมการส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.5 ส่วนเข้ารหัสข้อมูลตามมาตรฐาน POCSAG รับข่าวสารที่ถูกส่งมาจาก ส่วนควบคุมข่าวสารในรูปแบบ ASCII ส่วนเข้ารหัสข้อมูลจะแปลงข่าวสารให้เป็นข้อมูลตามมาตรฐาน POCSAG ซึ่งสามารถกำหนดระดับความสำคัญของข่าวสาร (Priority) และรูปแบบการส่งข่าวสารได้ ข่าวสารซึ่งถูกกำหนดความสำคัญสูงสุดจะถูกเขียนลงในบัพเฟอร์หน่วยความจำซึ่งอยู่ใน ส่วนเข้ารหัสข้อมูลก่อนข่าวสารที่มีความสำคัญรองลงมา โดยมีการแบ่งแต่ละข้อมูลออกเป็นส่วนๆ ตามรูปแบบโครงสร้างของกลุ่มข้อมูล โดยทั่วไปบัพเฟอร์หน่วยความจำจะมีความจุ 64 กิโลไบต์ ซึ่งสามารถขยายความจุขึ้นได้ถึง 1 เมกะไบต์ การต้องการมีวงจรกันชนในส่วนนี้ก็เพื่อป้องกันการสูญหายของข้อมูลในช่วงที่มีปริมาณการส่งข้อมูลหนาแน่นมากๆ สำหรับกลุ่มข้อมูลรหัสว่าง และปริแอมเบอร์ซึ่งถูกส่งออกอากาศ โดยสถานีส่งจะถูกสร้างขึ้น และแทรกร่วมกับข้อมูลข่าวสาร โดยส่วนเข้ารหัสข้อมูล

สำหรับข้อมูลที่กำหนดให้ส่งด้วยอัตราเร็ว 512 และ 1,200 บิตต่อวินาทีจะถูกจัดไว้ด้วยกันโดยส่วนที่เข้ารหัสและข้อมูลเหล่านี้จะถูกส่งในรูปแบบของรหัส POCSAG ไปยังเครื่องส่งทันทีที่ได้รับคำสั่งจากส่วนควบคุมตามพื้นที่ สำหรับส่วนบริหารเครือข่าย (ถ้ามี) จะเป็นส่วนหนึ่งของส่วนควบคุมตามพื้นที่ซึ่งทำหน้าที่ตรวจสอบการทำงานของอุปกรณ์ควบคุมการส่ง อุปกรณ์ควบคุมการส่งจะถูกติดตั้งไว้ที่สถานีส่งทุกสถานี ซึ่งส่วนควบคุมตามพื้นที่สามารถติดต่อกับอุปกรณ์ควบคุมการส่งได้สูงสุด 99 ชุด โดยที่การติดต่อก็จะรวมถึงการควบคุมการทำงานจากระยะไกลด้วยจึงนับเป็นความสะดวกของผู้บริหารระบบซึ่งสามารถสั่งการควบคุมสถานีส่งทุกสถานีได้จากศูนย์ควบคุมส่วนกลาง

หน้าที่หลักของอุปกรณ์ควบคุมการส่ง คือ การตรวจสอบ, ควบคุม และชดเชยเวลาที่ จะหน่วง ให้กับภาคส่ง รวมทั้งรับคำสั่งจากส่วนควบคุมตามพื้นที่ สำหรับภาคส่งจะทำการส่งข่าวสารโดยการมอดูเลตแบบ FSK โดยทั่วไปใช้ผลึกคริสตัลสำหรับควบคุมภาคออสซิลเลเตอร์เพื่อความเที่ยงตรงของฐานเวลา และยังเป็น การเพิ่มประสิทธิภาพของการทำงานแบบ แบบ กึ่งซิงโครนัสอีกด้วย ปกติจะกำหนดให้สัญญาณที่ออกจากสายอากาศนั้นควรมีกำลังส่ง ประมาณ 100 วัตต์ ระหว่างสายอากาศกับเครื่องส่งจะมีการติดตั้งส่วนป้องกันการรบกวนของคลื่น เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาการเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณแบบอินเตอร์มอดูเลตขึ้นในกรณี สถานีส่งใกล้เคียงทำการส่งความถี่ในย่านความถี่ใกล้เคียงกัน รูปที่ 2.6 เป็นตัวอย่างแผนผังของ เครื่องส่งรุ่น PSL 600 ซึ่งนิยมใช้กันมาก



รูปที่ 2.6 แผนผังของเครื่องส่งรุ่น PSL600 ซึ่งมีคุณลักษณะแบบ เอฟเอสเค

เนื่องจากสายอากาศของเครื่องลูกข่ายมีลักษณะเป็นแกนเฟอร์ไรต์พันด้วยคอยล์ขนาดเล็กบรรจุอยู่ในเครื่อง ขดลวดเหล่านี้มีค่าตัวประกอบการสูญเสียถึง 16 เดซิเบล เมื่อเทียบกับสายอากาศแบบไดโพลทั่วไป อีกทั้งผลจากการลดทอนสัญญาณที่เกิดจากอาคารสูงและร่างกายมนุษย์ทำให้ประสิทธิภาพในการรับสัญญาณของเครื่องลูกข่ายอยู่ในระดับต่ำ แนวทางในการเพิ่มประสิทธิภาพของการรับสัญญาณทำได้โดยการเพิ่มความแรงของสัญญาณที่ส่งออกจากสถานีที่ส่งออกจากสถานีส่งให้อยู่ในระดับเพียงพอที่เครื่องลูกข่ายจะสามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง ในทางปฏิบัติทำได้โดยการเพิ่มจำนวนสถานีส่งให้ส่งสัญญาณไปยังพื้นที่ให้บริการพร้อมๆ กัน ดังในรูปที่ 2.7 โดยข่าวสารจากทั้งสองสถานีเป็นข่าวสารเดียวกันและใช้ความถี่เดียวกัน แต่ถ้าระยะทางจากศูนย์กลางควบคุมของสถานีส่งทั้งสองมีค่าต่างกันจะทำให้ข่าวสารที่ส่งมายังสถานีส่งทั้งสองมาไม่ตรงเวลากัน ดังนั้นสัญญาณที่ถูกส่งออกอากาศจากสถานีส่งทั้งสองย่อมมีเฟสต่างกัน บางครั้งเมื่อสัญญาณมาถึงเครื่องรับอาจเกิดการลดทอนมากกว่ากรณีใช้สถานีส่งเดียว

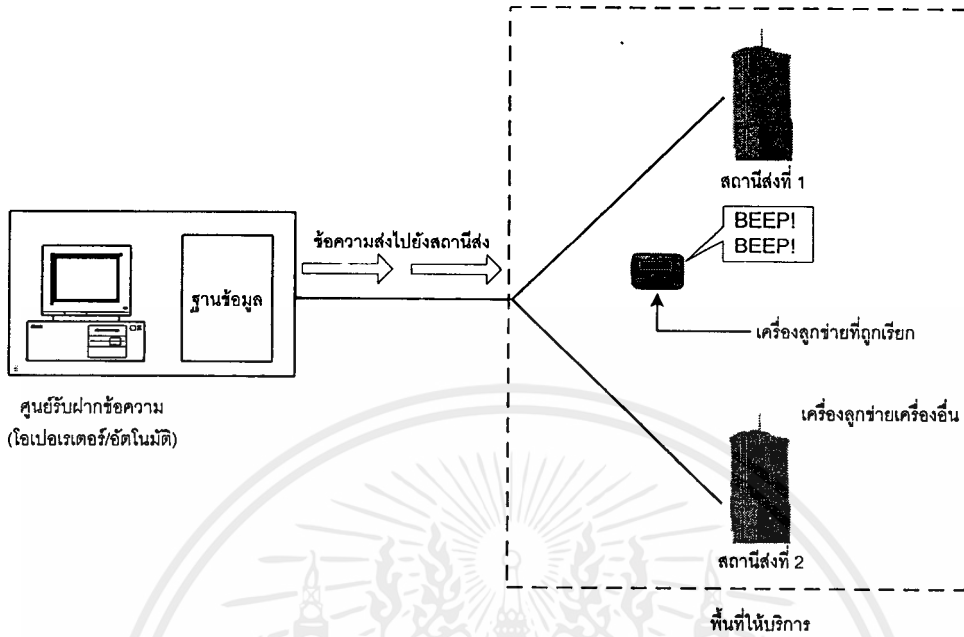
ทางแก้ไขปัญหาดังกล่าวทำได้โดยการใช้เทคนิคการส่งสัญญาณแบบกึ่งซิงโครไนซ์ (Quasi synchronous) โดยหากสถานีใดอยู่ห่างจากศูนย์กลางควบคุมมากกว่า จะมีการติดตั้งวงจรหน่วงเวลาในวงจรสื่อสารของสถานีส่งที่อยู่ไกลกว่าเพื่อชดเชยเวลาหน่วงของข่าวสารที่ไปยัง

สถานีทั้งสองให้เท่ากัน ทำให้สัญญาณที่ส่งออกจากสถานีทั้งสองมีเฟสตรงกันตลอดเวลา โดยไม่ขึ้นกับตำแหน่งของสถานีส่งทั้งสอง เนื่องจากรูปแบบการเชื่อมต่อระหว่างศูนย์ควบคุม สถานีส่งอาจใช้วงจรเชื่อมต่อทั้งแบบคู่สายเช่า หรือวงจรไมโครเวฟ ซึ่งทั้งสองรูปแบบก็สามารถติดตั้งวงจรหน่วงเวลาได้ทั้งสิ้นดังแสดงในรูปที่ 2.8

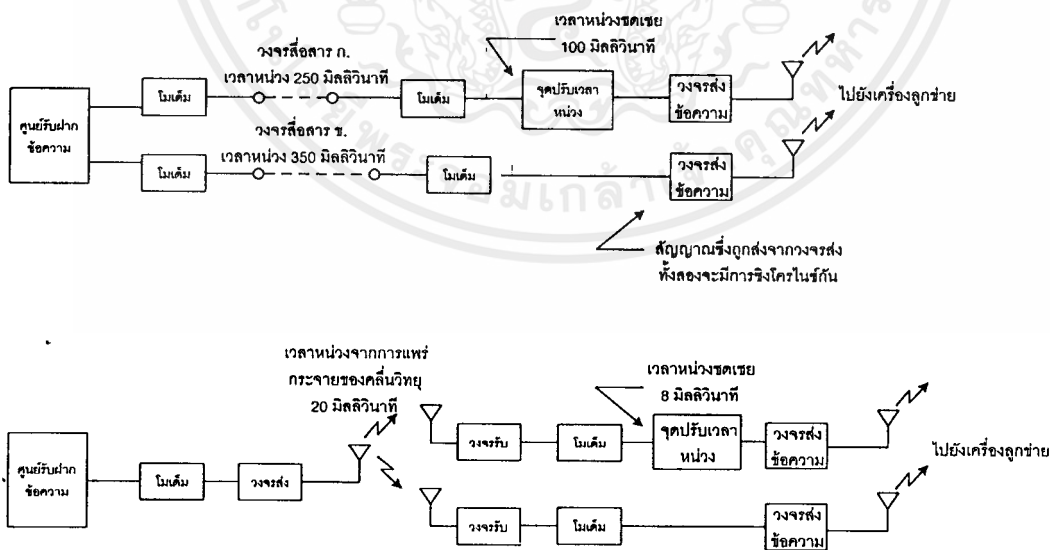
เมื่อเครื่องลูกข่ายได้รับสัญญาณจากสถานีส่งทั้งสอง หากเป็นกรณีอุดมคติสัญญาณทั้งสองจะมาถึงเครื่องรับ โดยมีเฟสเดียวกัน อย่างไรก็ตามการชดเชยเวลาหน่วงที่ได้กล่าวมาเป็นเพียงการชดเชยในส่วนของวงจรเชื่อมต่อในเครื่องข่ายเท่านั้น มิได้เป็นการชดเชยเวลาหน่วงที่เกิดจากการแพร่กระจายของคลื่นวิทยุจากสถานีส่งแต่อย่างใด ในพื้นที่ให้บริการที่มีอาคารสูงอยู่เป็นจำนวนมาก สัญญาณจากสถานีส่งที่เป็นคลื่นความถี่ย่าน VHF และ UHF จะมีการสะท้อนกับอาคารเหล่านั้น สัญญาณที่มาถึงเครื่องลูกข่ายทั้งจากสถานีส่งโดยตรงและที่เกิดจากการสะท้อนอาจก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้น และในกรณีสัญญาณทั้งสองมีเฟสต่างกัน 180 องศาจะทำให้เกิดการหักล้างของสัญญาณเป็นศูนย์ได้ แต่อย่างไรก็ตามมีการทดสอบ พบว่าเทคนิคแบบกึ่งซิงโครนัสนั้นจะช่วยป้องกันไม่ให้เกิดการหักล้างของสัญญาณจนเป็นศูนย์ที่เครื่องลูกข่าย เนื่องจากข้อมูลที่ถูส่งไปยังเครื่องลูกข่ายโดยส่วนมากเป็นข้อมูลดิจิทัลซึ่งมีความต้านทานต่อรูปแบบการแทรกสอดของสัญญาณจากสถานีส่งโดยตรง และสัญญาณสะท้อนค่อนข้างสูง แต่บริการวิทยุติดตามตัวแบบฝากเสียงพูดก็เป็นบริการซึ่งเริ่มได้รับความนิยมมากขึ้น ข้อมูลที่ส่งออกอากาศของบริการดังกล่าวเป็นข้อมูลแอนะล็อกซึ่งอยู่ในช่วงความถี่ 300 และ 3,400 เฮิร์ตซ์ ซึ่งความต้านทานต่อรูปแบบการแทรกสอดของสัญญาณจะมีค่าน้อยกว่าข้อมูลดิจิทัล

หากสถานีส่งส่งสัญญาณความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ซึ่งมีคาบเวลาเป็น $1/1000 = 1$ มิลลิวินาที สมมุติว่าสัญญาณที่มาจากสถานีส่งโดยตรงและสัญญาณที่สะท้อนมายังเครื่องลูกข่ายมีช่วงเวลาห่างกัน 1 มิลลิวินาที จะพบว่าสัญญาณทั้งสองยังคงมีเฟสเดียวกัน แต่หากสัญญาณที่ใช้ส่งมีความถี่ 500 เฮิร์ตซ์ หรือมีความเวลาเป็น $1/500$ เท่ากับ 2 มิลลิวินาที และช่วงเวลาห่างของสัญญาณทั้งสองทิศทางยังมีค่าเท่าเดิม ในกรณีพบว่าสัญญาณทั้งสองจะกลับเฟสกันพอดีทำให้สัญญาณสุทธที่เครื่องลูกข่ายรับได้มีค่าเป็นศูนย์

มีรายงานการทดลองยืนยันว่าค่าเวลาหน่วงสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นได้กับสัญญาณเสียงพูดมีค่าไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของคาบเวลาของความถี่สูงสุด ในกรณีย่านความถี่เสียงพูดผ่านโทรศัพท์ซึ่งมีค่าความถี่จำกัดสูงสุด 3,400 เฮิร์ตซ์มีคาบเวลาเท่ากับ $1/3,400$ วินาที หรือประมาณ 300 ไมโครวินาที ดังนั้นค่าเวลาหน่วงที่ยอมให้ได้จะมีค่าไม่เกิน 30 ไมโครวินาที



รูปที่ 2.7 การเพิ่มประสิทธิภาพในการรับสัญญาณของเครื่องลูกข่ายโดยใช้สถานีส่ง 2 สถานีส่งข้อมูลเดียวกัน



รูปที่ 2.8 การชดเชยเวลาหน่วงของเทคนิคการส่งสัญญาณแบบกึ่งชิงโครนัส

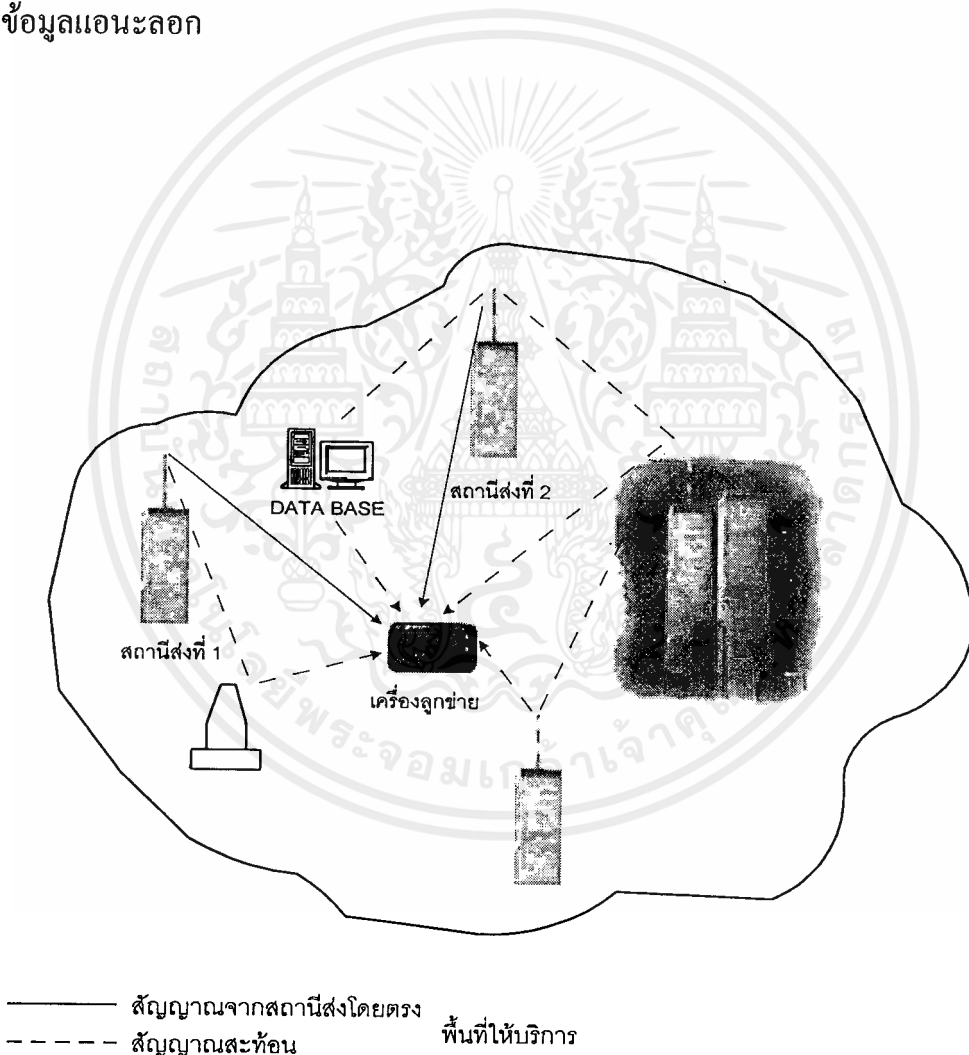
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับข้อมูลดิจิทัลปัญหาลักษณะเดียวกันจะเกิดขึ้นในช่วงที่เรียกว่า ช่วงสับสน ซึ่ง เป็นช่วงที่มีการเปลี่ยนระดับของข้อมูลจาก 0 เป็น 1 ช่วงเวลาหน่วงที่ยอมรับได้ในกรณีนี้จะมี ค่าไม่เกิน 25 เปอร์เซ็นต์ของคาบเวลาต่อบิต เนื่องจากอัตราเร็วในการส่งข้อมูลมีอยู่ 2 ระดับคือ 512 และ 1,200 บิตต่อวินาที ดังนั้นช่วงเวลาหน่วงที่ยอมรับได้จะมีค่าดังนี้

สำหรับอัตราเร็ว 512 บิตต่อวินาทีเท่ากับ $(1/512) \times 25 = 448$ ไมโครวินาที

สำหรับอัตราเร็ว 1,200 บิตต่อวินาทีเท่ากับ $(1/1,200) \times 25 = 208$ ไมโครวินาที

ซึ่งตรงตามที่กล่าวว่าข้อมูลดิจิทัลมีความต้านทานต่อการแทรกสอดของสัญญาณสูงกว่าข้อมูลแอนะล็อก



รูปที่ 2.9 ปัญหาการแทรกสอดของสัญญาณที่สะท้อนจากอาคารสูง

2.1.4 รูปแบบของสัญญาณวิทยุติดตามตัว POCSAG

(Post Office Code Standardization Advisor Group)

1. สัญญาณข่าวสารที่จะส่งไปยังผู้รับนั้นเป็นสัญญาณรหัสข้อมูลเลขฐานสองเรียงต่อเนื่องกัน ซึ่งรหัสข้อมูลที่ใช้เป็นรหัสของ POCSAG ซึ่งเป็นรูปแบบและรหัสมาตรฐานสำหรับวิทยุติดตามตัวที่ถูกกำหนดโดย CCIR รูปแบบของสัญญาณข่าวสารที่ใช้ส่งประกอบไปด้วยสัญญาณพัลส์ส่วนหน้า (Preamble) จำนวน 576 บิต และตามด้วยรหัสคำสั่งตั้งแต่หนึ่งชุดขึ้นไป (Batch Structure) ซึ่งแต่ละชุดจะเริ่มต้นด้วยรหัสคำสั่งการซิงโครไนซ์ ตามด้วยบิตของรหัสคำสั่งเทียม (Idle Codeword) รหัสคำหมายเลขเรียกขาน (Address Codeword) และรหัสคำสั่งข่าวสาร (Message Codeword) ถ้าข้อมูลที่ส่งไม่เต็มหนึ่งชุด (Batch Structure) จะส่งรหัสคำสั่งเทียมต่อท้ายมาจนเต็ม 1 ชุด รูปแบบของสัญญาณแสดงได้ดังรูปที่ 2.10

สัญญาณพัลส์ส่วนหน้า (Preamble)

ประกอบด้วยรูปแบบที่มีลักษณะของบิตตรงข้ามกัน คือ 1010....1010 จะถูกส่งเป็นจำนวนอย่างน้อย 576 บิต (มีค่าเท่ากับ 1 Batch บวก 1 Codeword) สัญญาณพัลส์ส่วนหน้านี้ถูกใช้เป็นตัวช่วยในการตรวจหาจุดเริ่มต้นของการส่งวิทยุติดตามตัว

โครงสร้างของแบทช์ข้อมูล (Batch Structure)

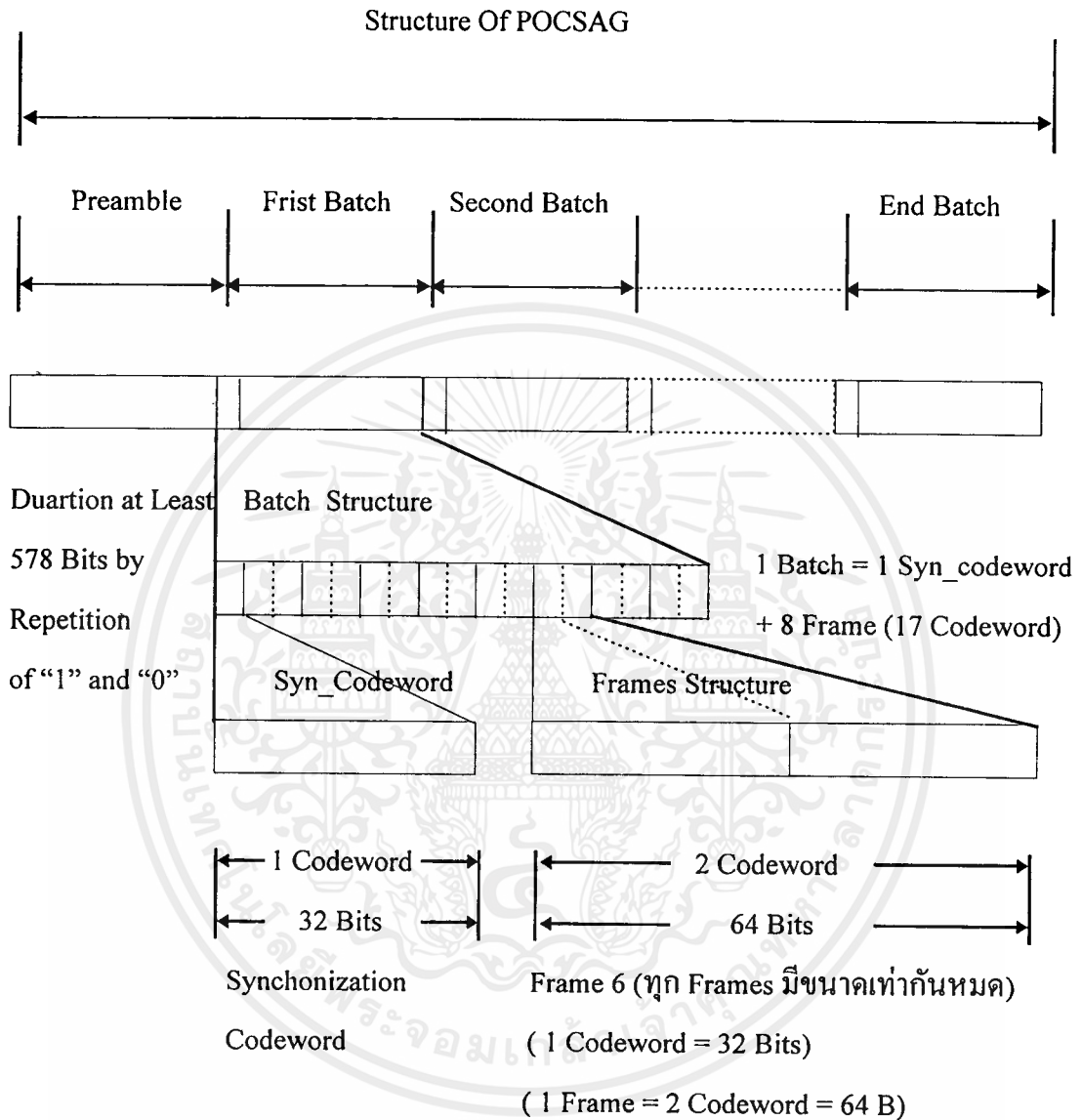
รหัสคำจะถูกส่งลงในแบทช์ ซึ่งในแต่ละแบทช์จะเริ่มด้วยรหัสคำการซิงโครไนซ์ และตามด้วยเฟรมของรหัสคำอีก 8 เฟรม โดยที่เฟรมแรกเป็นเฟรม 0 และเฟรมสุดท้ายเป็นเฟรมที่ 7

รหัสคำที่บรรจุอยู่ในแบทช์แบ่งออกได้เป็น 4 ชนิด ดังนี้

1. รหัสคำการซิงโครไนซ์ (Synchronization Codeword)
2. รหัสคำของหมายเลขเรียกขาน (Address Codeword)
3. รหัสคำของข่าวสาร (Message Codeword)
4. รหัสคำเทียม (Idle Codeword)

รหัสคำทั้ง 4 ชนิดนี้แต่ละชนิดประกอบด้วยเลขฐานสองจำนวน 32 บิต และแต่ละชนิดมีรูปแบบซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.11

โครงสร้างรูปแบบของมาตรฐาน POCSAG



รูปที่ 2.10 รูปแบบของสัญญาณวิทยุติดตามตัวมาตรฐาน POCSAG

รหัสคำการซิงโครไนซ์(Synchronization Codeword)

เป็นรหัสคำที่มีรูปแบบเฉพาะเป็นเอกลักษณ์และไม่มีกรซ้ำจากรหัสคำอื่นๆ รหัสคำชนิดนี้จะอยู่เป็นอันดับแรกของแต่ละแบทช์จึงทำหน้าที่กำหนดจุดเริ่มต้นของแบทช์ด้วย โดยมีรูปแบบของบิตดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.2 รูปแบบของรหัสคำ

BIT NO	SYNCHRONIZATION CODEWORD	ADDRESS CODEWORD	MESSAGE CODEWORD	IDEL CODEWORD
01	0	Adress Flag = 0	MessageFlag = 1	0
02	1	Adress Bit	Message Bit	1
03	1	Adress Bit	Message Bit	1
04	1	Adress Bit	Message Bit	1
05	1	Adress Bit	Message Bit	1
06	1	Adress Bit	Message Bit	0
07	0	Adress Bit	Message Bit	1
08	0	Adress Bit	Message Bit	0
09	1	Adress Bit	Message Bit	1
10	1	Adress Bit	Message Bit	0
11	0	Adress Bit	Message Bit	0
12	1	Adress Bit	Message Bit	0
13	0	Adress Bit	Message Bit	1
14	0	Adress Bit	Message Bit	0
15	1	Adress Bit	Message Bit	0
16	0	Adress Bit	Message Bit	1
17	0	Adress Bit	Message Bit	1
18	0	Adress Bit	Message Bit	1
19	0	Adress Bit	Message Bit	0
20	1	Function Bit	Message Bit	0
21	0	Function Bit	Message Bit	0
22	1	Check Bit	Check Bit	0
23	0	Check Bit	Check Bit	0
24	1	Check Bit	Check Bit	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 (ต่อ) รูปแบบของรหัสคำ

BIT NO	SYNCHRONIZATION CODEWORD	ADDRESS CODEWORD	MESSAGE CODEWORD	IDEL CODEWORD
26	1	Check Bit	Check Bit	0
27	0	Check Bit	Check Bit	0
28	1	Check Bit	Check Bit	1
29	1	Check Bit	Check Bit	0
30	0	Check Bit	Check Bit	1
31	0	Check Bit	Check Bit	1
32	0	Even Parity	Even Parity	1

ตารางที่ 2.3 รูปแบบของบิตของรหัสคำการชิงโครไนซ์

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	
BIT	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0

รหัสดำของหมายเลขเรียกขาน (Address Codeword)

รหัสดำชนิดนี้จะประกอบไปด้วยเลขฐานสองจำนวน 32 บิต ซึ่งบิตแรกจะเป็น “0” เสมอรูปแบบของรหัสนี้ถูกแสดงไว้ในตารางที่ 2.2 บิตที่ 2 ถึงบิตที่ 19 เป็นรหัสดำหมายเลขเฉพาะที่กำหนดให้กับวิทยุติดตามตัวแต่ละเครื่อง ซึ่งถูกแปลงจากเลขฐานสิบจำนวน 7 หลักมาเป็นเลขฐานสองจำนวน 21 บิตซึ่งเลขฐานสองที่ถูกแปลงมานั้น จะใช้เพียง 18 บิตที่มีความสำคัญมาก ส่งไปกับหมายเลขเรียกขาน ส่วนอีก 3 บิตที่มีความสำคัญน้อย จะไม่ถูกส่งไปด้วย แต่จะถูกใช้เป็นตัวกำหนดหมายเลขของเฟรมที่จะใช้ในการส่งรหัสดำของหมายเลขเรียกขานออกไปว่าเป็นเฟรมที่เท่าใดของแบทช์ ตัวอย่างเช่น ต้องการส่งข่าวสารให้กับเครื่องที่มี

หมายเลขเรียกขาน 0210570 ก่อนอื่นต้องแปลงเลขฐานสิบดังกล่าวเป็นเลขฐานสองดังตาราง 2.4 ซึ่งมีทั้งหมด 21 บิตดังนี้ 000110011011010001010 แต่ในการส่งจริงจะใช้เพียง 18 บิตที่มีความสำคัญมากเท่านั้น ส่วน “010” ที่เหลือจะใช้เป็นตัวกำหนดหมายเลขของเฟรมที่จะส่งรหัสหมายเลขรหัสหมายเลขเรียกขานชุดนี้ออกไป

จากตัวอย่างนี้ $010_2 = 2_{10}$ ดังนั้นรหัสคำนี้จะอยู่ในเฟรมที่ 2 ของแบทช์ ดังนั้นเครื่องรับวิทยุติดตามตัวที่มีหมายเลขเรียกขาน 021570 ก็จะมองหารหัสคำหมายเลขเรียกเฉพาะเฟรมที่ 2 ของแบทช์เท่านั้น

วิธีการส่งลักษณะเช่นนี้จะช่วยลดจำนวนบิตของหมายเลขเรียกขานให้น้อยลงไปได้ถึง 3 บิต และถ้ามีบิตใดใน 3 บิตนั้น เกิดการผิดพลาดไปในการรับส่งข้อมูลก็จะมีผลกระทบต่อรหัสหมายเลขเรียกขานเลย จึงช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของเครื่องรับให้ดีขึ้นด้วย

ตารางที่ 2.4 ตัวอย่างการแปลงเลขฐานสิบเป็นเลขฐานสองของหมายเลขประจำเครื่อง

n	2^n	Binary Code	Decimal	Binary Code	Decimal
0	1	0	-	1	1
1	2	1	2	1	+2
2	4	0	-	0	-
3	8	1	+8	0	-
4	16	0	-	1	+16
5	32	0	-	1	+32
6	64	0	-	0	-
7	128	1	+128	0	-
8	256	0	-	1	+256
9	512	1	+512	1	+512
10	1024	1	+1024	0	-
11	2048	0	-	0	-
12	4096	1	+4096	0	-
13	8192	1	+8192	0	-

ตารางที่ 2.4 (ต่อ) ตัวอย่างการแปลงเลขฐานสิบเป็นเลขฐานสองของหมายเลขประจำเครื่อง

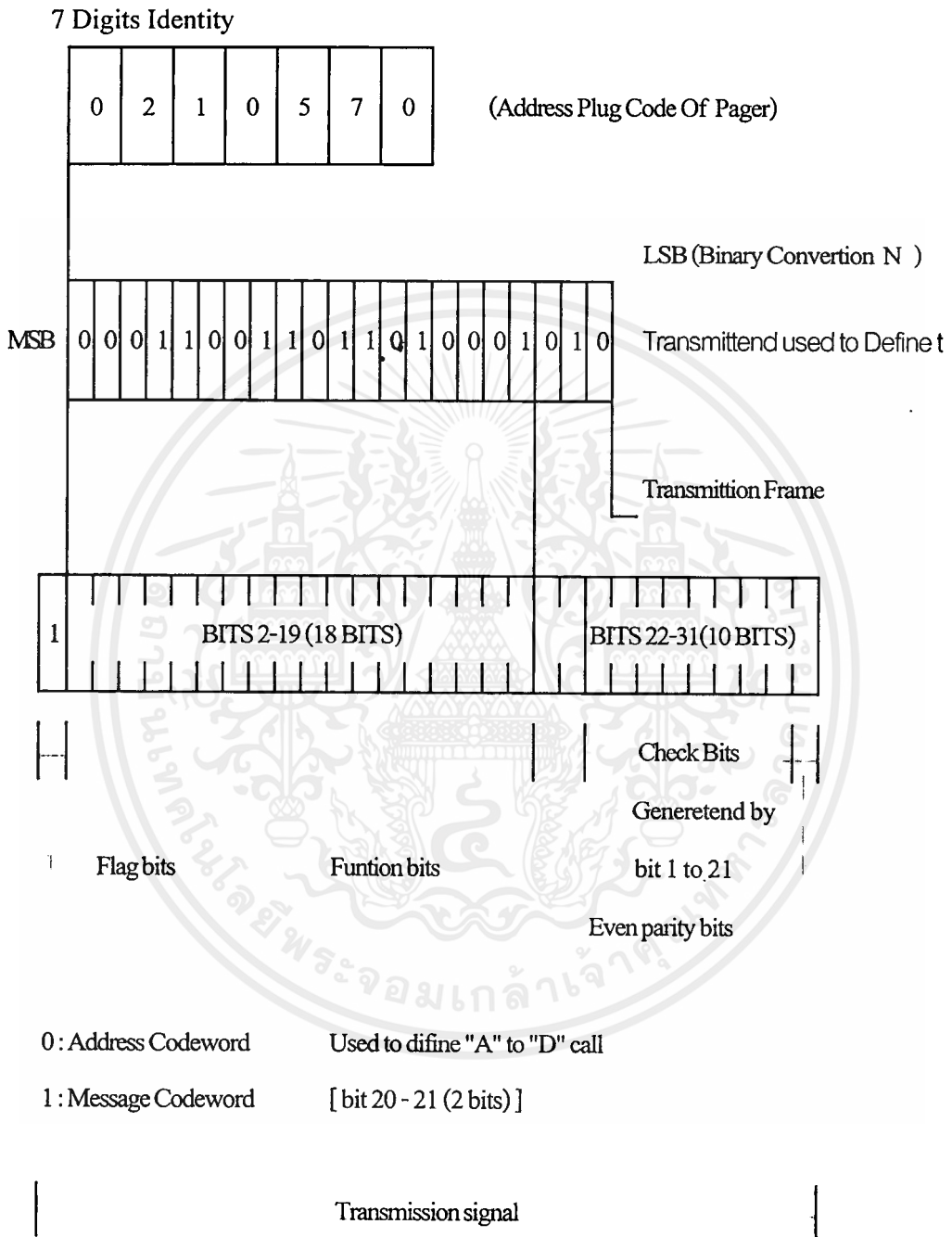
n	2 ⁿ	Binary Code	Decimal	Binary Code	Decimal
14	16384	0	-	1	+16384
15	32768	0	-	0	-
16	65536	1	+65536	0	-
17	131072	1	+131072	0	-
18	262144	0	-	0	-
19	524288	0	-	0	-
20	1048576	0	-	0	-
		RESULTING CODE	= 210570		= 17203

ส่วนบิตที่ 20 และ 21 จะแสดงเป็นฟังก์ชันบิตมี 4 รูปแบบที่ใช้ในทางปฏิบัติคือ 00, 01, 10, 11 โดยรหัสในส่วนนี้จะทำให้เกิดเป็นเสียง ALERT TONE 1 BEEP, 2 BEEP, 3 BEEP, และ 4 BEEP ตามลำดับ ส่วนบิตที่ 22 ถึง 31 จะเป็น Check Bits สำหรับบิตที่ 32 จะถูกบวกเข้าไปเพื่อทำให้เป็นพาริตีคู่ (Even parity bit) รูปแบบของรหัสหมายเลขเรียกขานนี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.12 จากตัวอย่างการส่งข่าวสารให้แก่เครื่องหมายเลข 0210570 เมื่อรวมกับ Function Bits, Check Bit และ Even Parity Bits แล้วจะได้รหัสค่าของหมายเลขเรียกขานดังนี้

รหัสค่าข่าวสาร (Message Codeword)

1. รหัสค่าของข่าวสารวิทยุติดตามตัวรุ่นตัวเลข (Numeric) รูปแบบของรหัสชนิดนี้ถูกแสดงไว้ในตารางที่ 2.1 รหัสค่าของข่าวสารจะประกอบด้วยเลขฐานสองจำนวน 32 บิต โดยที่บิตแรกจะเป็น “1” เสมอ และรหัสนี้จะตามหลังรหัสของหมายเลขเรียกขาน รหัสค่าของข่าวสารจะสิ้นสุดลงเมื่อมีการส่งรหัสค่าของหมายเลขเรียกขานตัวต่อไป หรือมีการส่งรหัสค่าเทียบ หรือมีการส่งสัญญาณได้สิ้นสุดลง แต่ถ้าข่าวสารที่จะส่งยาวเลยแบบนั้นไป ซึ่งก็หมายถึง

รูปแบบของการเปลี่ยนหมายเลขเรียกงาน 7 ตัว



รูปที่ 2.11 รูปแบบของรหัสหมายเลขเรียกงาน

ตารางที่ 2.5 ค่าของหมายเลขเรียกขาน

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2
BIT	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0

ความว่าจะถูกแทรกด้วยรหัสคำการซิงค์ก่อน แล้วข่าวสารส่วนที่เหลือจึงจะถูกส่งในแบบซัดคไปจนหมด โดยที่ไม่ต้องเริ่มด้วยรหัสคำหมายเลขเรียกขานอีกครั้งข่าวสารในวิทยุติดตามตัวรุ่นตัวเลขจะมีทั้งข่าวสารที่เป็นเลขฐานสิบ, เครื่องหมาย HYPHEN (-) เครื่องหมาย [,] ช่องว่าง (SPACE) และสัญลักษณ์ URGENCY “U” ซึ่งข้อมูลที่แสดงออกที่หน้าจอของวิทยุติดตามตัวก็จะใช้รูปแบบนี้ รูปแบบของข่าวสารนี้จะใช้เลขฐานสองจำนวน 4 บิตแทน 1 อักขระ ชุดของอักขระสำหรับข่าวสารถูกแสดงในตารางที่ 2.6 การส่งบิตข่าวสารของอักขระแต่ละตัวจะส่งเป็นลำดับโดยเริ่มจากบิตที่ 1 ซึ่งเป็นบิตที่มีความสำคัญน้อยที่สุดก่อนแล้วตามด้วยบิตที่ 2,3,4 ตามลำดับ อักขระตัวต่อๆ ไปก็จะถูกส่งตามกันไปจนครบ 5 ตัว หรือ 20 บิตต่อ 1 รหัสคำข่าวสาร โดยบิตที่ 20 บิตเหล่านี้จะเรียงจากบิตที่ 2 ถึงบิตที่ 21 ของรหัสคำข่าวสาร

ตัวอย่างเช่น ต้องการส่งข่าวสารเป็นหมายเลขโทรศัพท์ “0223 358985” ให้กับเครื่องรับหมายเลข 021570 ซึ่งเป็นหมายเลขเดียวกับตัวอย่างที่แล้ว จะสังเกตข่าวสารดังกล่าวต้องใช้รหัสคำมากกว่าหนึ่งรหัสคำสำหรับการส่ง เนื่องจากในหนึ่งรหัสคำส่งตัวเลข ได้เพียง 5 ตัวเท่านั้น และสมมุติว่าการส่งหมายเลขเรียกขานและข่าวสาร อยู่ในเฟรมสุดท้าย (เฟรมที่ 7) ของแบบซัดค ดังนั้นเมื่อส่งด้วยข้อความ “0223” ในรหัสคำที่สองของเฟรมที่ 7 แล้วจึงต้องขึ้นด้วยรหัสคำการซิงค์ของแบบซัดคไปก่อนแล้วจึงตามด้วยเฟรมแรก และ “5” สำหรับรหัสคำสุดท้ายของเฟรมเดียวกันเพื่อให้กระชางชัดมากขึ้น

2. รหัสคำของข่าวสารวิทยุติดตามตัวรุ่นตัวอักษร-ตัวเลข (Alpha-Numeric) สำหรับรหัสคำข่าวสารชนิดนี้จะมีลักษณะโครงสร้างทางบิต และรูปแบบเหมือนกับรหัสคำข่าวสารของรุ่นตัวเลขทุกประการดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 1 ของรหัสคำข่าวสารแต่จะมีความแตกต่างกันตรงจำนวนบิต เนื่องจากเป็นรุ่น ตัวอักษร-ตัวเลข จึงจำเป็นต้องใช้จำนวนบิตเพิ่ม

มากขึ้น ตามมาตรฐาน เนื่องจากเป็นรุ่นตัวอักษร - ตัวเลข จึงจำเป็นต้องใช้จำนวนบิตเพิ่มมากขึ้น ตามมาตรฐานของ POCSAG 1 ตัวอักษร หรือ 1 อักขระ จะใช้จำนวนบิต 7 บิตด้วยกัน

ตารางที่ 2.6 ชุดอักขระของข่าวสารวิทยุติดตามตัวรุ่นตัวเลข

4 - Bits Combination Bit No. 4231	Displayed Character
0000	0
0001	1
0010	2
0011	3
0100	4
0101	5
0110	6
0111	7
1000	8
1001	9
1010	=
1011	U (Urgency indicator)
1100	Space
1101	hyphen
1110]
1111	[

ตารางที่ 2.7 รหัสของวิทยูคิดตามตัวรุ่นตัวอักษร - ตัวเลข

7 - Bits Combination Bit No. 7654321	Displayed Character
0000110	0
1000110	1
0100110	2
1100110	3
0010110	4
1010110	5
0110110	6
1110110	7
0000110	8
1001110	9
0101110	:
1101110	;
0011110	<
1011110	=
0111110	>
1111110	?

ตาราง 2.8 รหัสของวิทญูติดตามตัวร่นตัวอักษร - ตัวเลข

7 - Bit Combination Bit No. 7654321	Displayed Character
0000001	0
1000001	A
0100001	B
1100001	C
0010001	D
1010001	E
0110001	F
1110001	G
0000001	H
1001001	I
0101001	J
1101001	K
0011001	L
1011001	M
0111001	N
1111001	O

ตารางที่ 2.9 รหัสของวิพยุดิตตามตัวร่นตัวอักษร - ตัวเลข

7 - Bits Combination Bit No. 7654321	Displayed Character
0000101	P
1000101	Q
0100101	R
1100101	S
0010101	T
1010101	U
0110101	V
1110101	W
0000101	X
1001101	Y
0101101	Z
1101101	[
0011101	=
1011101]
0111101	^
1111101	-

ตารางที่ 2.10 รหัสของวิทย์ติดตามตัวรุ่นตัวอักษร - ตัวเลข

7 - Bits Combination Bit No. 7654321	Displayed Character
0000011	"
1000011	a
0100011	l
1100011	c
0010011	d
1010011	e
0110011	f
1110011	g
0000011	h
1001011	I
0101011	j
1101011	k
0011011	l
1011011	m
0111011	n
1111011	o

ตารางที่ 2.11 รหัสของวิทยุติดตามตัวรุ่นตัวอักษร - ตัวเลข

7 - Bits Combination Bit No. 7654321	Displayed Character
0000111	p
1000111	q
0100111	r
1100111	s
0010111	t
1010111	u
0110111	v
1110111	w
0000111	x
1001111	y
0101111	z
1101111	{
0011111	
1011111	}
0111111	~
1111111	#

จากลักษณะของการเลื่อนในตารางจะเห็นได้ว่าอักษรบางตัวจะไม่อยู่ในรหัสคำข่าวสารเดี่ยวแต่จะक्रमระหว่างรหัสคำข่าวสาร เช่น อักษร E,F,H เป็นต้น ข่าวสารที่ส่งไม่เต็มแบบซ์จำนวนบิตที่เหลือจะถูกเติมให้เต็มด้วยรหัสเทียบดังจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

รหัสคำเทียม (IDLE CODEWORD)

ถ้าข่าวสารที่ส่งมาหมดลงก่อนการสิ้นสุดของเฟรม รหัสคำเทียมนี้จะถูกใส่แทนรหัสคำปกติ เพื่อให้เฟรมนั้นมีครบสองรหัสคำ (64บิต) และในกรณีที่ข่าวสารที่จะส่งหมดลงก่อนที่จะสิ้นสุดแบทช์ รหัสคำเทียมก็จะได้รับการใส่ไว้เพื่อให้ครบแปดเฟรมด้วยเช่นกัน รูปแบบของรหัสคำเทียมแสดงไว้ในตารางที่ 2.6

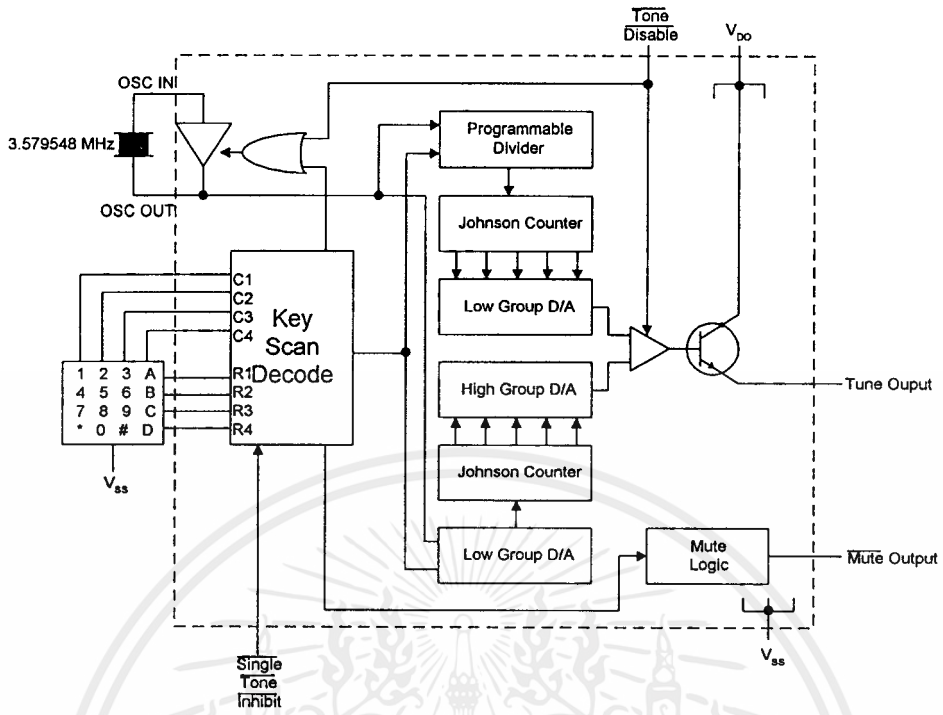
ตารางที่ 2.12 รูปแบบของรหัสคำเทียม

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	
BIT	0	1	1	1	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1	1	1

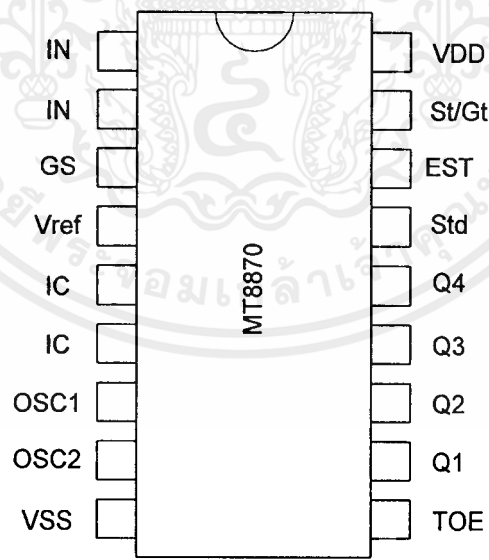
2.2 การสร้างรหัสสัญญาณ แถบความถี่คู่

2.3 การเข้ารหัส และถอดรหัสแถบความถี่คู่

สำหรับการสร้างสัญญาณ DTMF นั้นเราสามารถใช้อิซีที่ผลิตมาเพื่อสร้างสัญญาณนี้โดยเฉพาะซึ่งใช้คู่กับเป็นกคของโทรศัพท์ได้เลยและทำให้ได้สัญญาณพิเศษที่เรียกว่า DTFM ซึ่งย่อมาจากคำว่า Dual Tone Multi Frequency ในรูปแบบการทำงานอธิบายได้คือ ในแต่ละแบทช์กคทั้ง 16 ปุ่มกคโทรศัพท์มาตรฐานที่พบเห็นโดยทั่วไปเอามาต่อกับไอซีเบอร์ TP 5089 ไอซีตัวนี้ใช้คริสตอล เป็นตัวออสซิลเลตความถี่ที่แน่นอนโดยใช้ความถี่ 3.579545 เมกะเฮิร์ตซ์เมื่อเราทำการกดเป็นคีย์หมายเลขที่เราต้องการมันก็จะผลิตสัญญาณเอาต์พุต 2 ความถี่ที่แตกต่างกันออกมา ที่ขา MUTE เอาต์พุต จะมีสัญญาณ โลจิก ซึ่งจะทำการเปลี่ยนสถานะเมื่อเราทำการกดปุ่มใดๆ และมันก็จะทำงานในลักษณะนี้เรื่อยไป การทำงานโดยทั่วไปของไอซีนี เมื่อผลิตสัญญาณความถี่เสียงจะใช้ไฟประมาณ 3.5 โวลต์ถึง 10 โวลต์ และ 2 โวลต์สำหรับ การสแกนคีย์พร้อมทั้งส่งสัญญาณมิวส์โลจิกที่ขีปไอซีใช้คริสตอลความถี่ 3.579545 เมกะเฮิร์ตซ์ ควบคุมการ ออสซิลเลต มีความเพี้ยนต่ำ มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ



รูปที่ 2.12 แผนผังไอซีเบอร์ TP 5089



รูปที่ 2.13 ขาของ 8870

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 การส่งข้อมูลคอมพิวเตอร์

2.4.1 สายเคเบิลของ RS - 232C

การรับส่งข้อมูลแบบอนุกรมของคอมพิวเตอร์หรือที่เรียกว่า RS-232C นั้นใช้กันมาก ในการรับส่งข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์กับคอมพิวเตอร์ คอมพิวเตอร์กับโมเด็มคอมพิวเตอร์ กับอุปกรณ์ต่อพ่วงแบบต่างๆ เช่น เม้าส์ เครื่องวาดภาพ (Plotter) เครื่องพิมพ์บางชนิดที่ใช้ พอร์ตอนุกรม รวมทั้งอุปกรณ์วัดสัญญาณต่างๆ ทางวิทยาศาสตร์ก็มักรับส่งข้อมูลกับ คอมพิวเตอร์ผ่านทาง RS 232C นี้ การส่งข้อมูลแบบอนุกรมจึงมักเป็นมาตรฐานที่ใช้กันอย่าง แพร่หลายวิธีหนึ่ง

มาตรฐานของการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม นี้ได้มีการกำหนดขึ้นมา เพื่อให้ คอมพิวเตอร์ต่างยี่ห้อกัน หรืออุปกรณ์ต่อพ่วงแต่ละชนิดรับส่งข้อมูลกันได้ เมื่อทำตาม มาตรฐานนี้ โดยไม่สนใจว่าอุปกรณ์หรือคอมพิวเตอร์นั้นผลิตมาจากที่ใด โดยมีการกำหนด รายละเอียดในการรับส่งข้อมูล เช่น ข้อต่อ ที่ใช้เป็นแบบใด มีสัญญาณที่ใช้กี่เส้น แต่ละ สัญญาณทำหน้าที่อะไร และใช้ระดับแรงดันไฟฟ้าเท่าไรในการรับส่งข้อมูล ความเร็วในการ รับส่งข้อมูลจะเป็นเท่าใดบ้าง ใช้ข้อมูลที่บิดในการรับส่งข้อมูล ฯลฯ อุปกรณ์หรือคอมพิวเตอร์ ก็จะทำตามมาตรฐานนี้ ทำให้สามารถรับส่งข้อมูลได้อย่างไม่มีปัญหา

2.4.2 ขาต่างๆ ของ RS - 232C

เริ่มจากหัวข้อต่อระหว่างสายเคเบิลทั้งสองปลาย จะใช้ข้อต่อแบบ 25 pin รูปร่างหน้า ตาคคล้ายตัว D มีชื่อเรียกว่า DB-25 ดังแสดงในรูปที่ 2.15

กำหนดการใช้งานเอาไว้ทั้งหมด 22 ขา ไม่ได้ใช้ 3 ขา สัญญาณแต่ละขาจะทำหน้าที่ ของมันตามที่กำหนดเอาไว้ แต่ปกติแล้วในการรับส่งข้อมูลทั่วไป เราใช้สัญญาณเพียงประมาณ 8 ถึง 9 เส้นเท่านั้นพอ สัญญาณที่เหลือไม่นำมาใช้ เนื่องจากว่าบางเส้นเป็นสัญญาณที่ทำการรับ ส่งข้อมูล และสัญญาณควบคุมของช่องสัญญาณสำรอง (Secondary Channel) บางเส้นปล่อย วางไว้ และบางเส้นใช้สำหรับงานพิเศษบางอย่างเท่านั้น

สายเคเบิลที่ใช้รับส่งข้อมูลส่วนมากใช้สายเพียง 8 ถึง 9 เส้นเท่านั้นจากข้อต่อ 25 ขา สัญญาณแต่ละเส้นเรียงตามลำดับดังนี้คือขาที่ 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 และ 20 กับ 22 โดยที่ขาที่ 1 (Protective Ground) นั้น มักไม่จำเป็นต้องต่อใช้งาน จึงเหลือ

Secondary Transmit Data	● 14	1 ●	Protective Ground
Transmit Clock	● 15	2 ●	Transmit Data
Secondary Receive Data	● 16	3 ●	Receive Data
Receive Clock	● 17	4 ●	Request to Send
Unassigned	● 18	5 ●	Clear to Send
Secondary Request to Send	● 19	6 ●	Data Set Ready
Data Terminal Ready	● 20	7 ●	Signal Ground
Signal Quality Detector	● 21	8 ●	Data Carrier Detect
Ring Indicator	● 22	9 ●	Reserved
Data Rate Select	● 23	10 ●	Reserved
External Clock	● 24	11 ●	Unassigned
Unassigned	● 25	12 ●	Secondary Data Carrier Direct
		13 ●	Secondary Clear to Send

รูปที่ 2.14 ข้อต่อแบบ DB - 25 และขาต่าง ๆ

จำนวนสายที่ใช้เพียง 9 เส้น หน้าที่ของสัญญาณแต่ละเส้นก็คือ

- ขาที่ 1 (Protective Ground) เป็นสายดินของอุปกรณ์
 - ขาที่ 2 (Transmitted Data) ใช้สำหรับส่งข้อมูล
 - ขาที่ 3 (Received data) ใช้สำหรับรับข้อมูล
 - ขาที่ 4 (Request to Send) เป็นสัญญาณขอทำการส่งข้อมูล
 - ขาที่ 5 (Clear to Send) เป็นสัญญาณตอบรับว่าเริ่มส่งข้อมูลได้
 - ขาที่ 6 (Data Set Ready) เป็นสัญญาณแสดงว่าตัวรับพร้อมที่จะรับข้อมูลแล้ว
 - ขาที่ 7 (Signal Ground) เป็นสายดินของสัญญาณรับส่ง
 - ขาที่ 8 (Data Carrier Detect) เป็นตัวบ่งบอกว่าทั้งตัวรับ และตัวที่ในการส่งต่อถึงกัน
อย่างเรียบร้อยแล้วและพร้อมที่จะทำการรับส่งข้อมูล ในกรณีที่ใช้ต่อกับโมเด็ม ขานี้จะเป็นตัว
แจ้งให้โมเด็มทั้งสองตัวต่อถึงกันได้แล้วโดยมีสัญญาณ Carrier ส่งถึงกัน
 - ขาที่ 20 (Data Terminal Ready) เป็นสัญญาณแสดงว่าตัวส่งพร้อมที่จะส่งข้อมูล
 - ขาที่ 22 (Ring Indicator) เป็นขาแสดงแทนกริ่งโทรศัพท์ที่เรียกเข้ามา การเชื่อมต่อ
บางอย่างก็จะไม่ใช่ขาที่ 22 นี้ในการทำงาน
- ส่วนขาอื่นๆ ที่เหลือนั้น ส่วนมากมีหน้าที่คล้ายกับ 8 ขาแรกที่กล่าวมา และบางเส้นใช้
กับงานพิเศษเท่านั้นจึงไม่กล่าวถึงในที่นี้

2.4.3 DB25 และ DB29

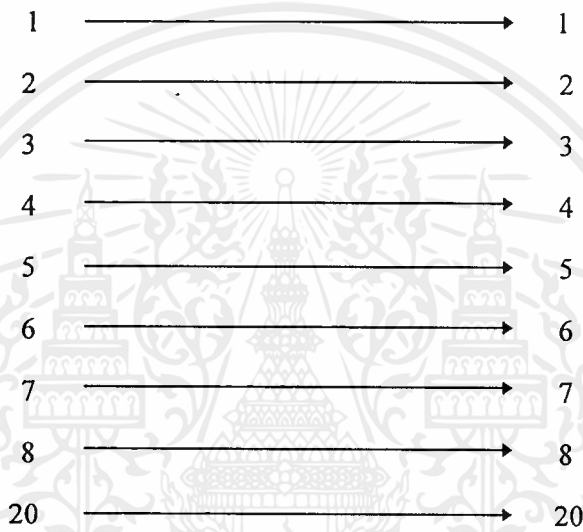
จากการที่ข้อต่อแบบ 25 ขาเราใช้งานจริงเพียง 9 ขาเท่านั้นเครื่องคอมพิวเตอร์รุ่นใหม่ ๆ จึงได้ลดข้อต่อลงมาใช้แบบ 9 ขาแทน ซึ่งเราเรียกข้อต่อแบบนี้ว่า DB -9 การใช้ข้อต่อที่เป็นแบบ DB-9 มีข้อดีหลายอย่างคือ ขนาดเล็กกระทัดรัด ราคาของข้อต่อถูกกว่า การต่อสายเคเบิล สะดวกขึ้น และการใช้งานคล่องตัวกว่า DB-25 สัญญาณต่างๆ ของข้อต่อแบบ DB-9 บางเส้นจะตรงกับที่ใช้ใน DB-25 ดังที่แสดงในตารางเปรียบเทียบ เครื่องคอมพิวเตอร์แบบไอบีเอ็มเอที และรุ่นใหม่ ๆ มักจะใช้ข้อต่อแบบ DB-9 สำหรับรับส่งข้อมูลอนุกรมทั้งนั้น แต่อุปกรณ์ต่อพ่วงส่วนมากยังคงใช้ข้อต่อแบบ DB-25 อยู่ เราจึงต้องใช้สายเคเบิลที่เหมาะสมสำหรับทั้งสองด้านในการรับส่งข้อมูล

DB - 9 Pin	DB - 25 Pin	Assignment / Function
1	8	Carrier detect
2	3	Receive data
3	2	Transmit data
4	20	Data terminal ready
5	7	Signal Ground
6	6	Data set ready
7	4	Requset to send
9	22	Ring indicator

รูปที่ 2.15 การใช้งานการรับส่งข้อมูลอนุกรม เราใช้สัญญาณเพียง 9 ขาเท่านั้น

สายเคเบิลของการรับส่งข้อมูลอนุกรมแบ่งออกได้เป็นสองแบบ คือสายตรง และสายสลับ ที่ต้องมีสายสองแบบนี้ก็เพราะว่าการเชื่อมต่อการส่งข้อมูลมีสองกรณีคือคอมพิวเตอร์ต่อกับคอมพิวเตอร์ และคอมพิวเตอร์ต่อเข้ากับอุปกรณ์ต่างๆ เมื่อเราต่อคอมพิวเตอร์เข้ากับคอมพิวเตอร์เพื่อรับส่งข้อมูลกัน สายสัญญาณรับส่งข้อมูลต้องสลับไขว้กัน เพื่อให้สัญญาณส่งของตัวแรกไปเข้าสัญญาณรับของตัวที่สอง เราจึงเรียกสายเคเบิลแบบนี้ว่า

สายสลัป ส่วนการต่อคอมพิวเตอร์เข้ากับอุปกรณ์การต่อพ่วงนั้น สายสัญญาณของอุปกรณ์ซึ่งต่อพ่วง เช่น โมเด็ม และพล็อตเตอร์ (Plotter) มักสลัปสายรองรับไว้ภายในแล้ว สายเคเบิลจากเครื่องคอมพิวเตอร์จึงต่อตรงเข้าแต่ละเส้นของอุปกรณ์ได้เลย เราจึงเรียกสายเคเบิลแบบนี้ว่าสายตรง กรณีที่วงจรของอุปกรณ์ต่อพ่วงไม่ได้สลัปสายไว้ภายใน เราจึงต้องใช้สายสลัปต่อระหว่างคอมพิวเตอร์กับอุปกรณ์นั้น ไม่จำเป็นต้องใช้สายตรงเสมอไป



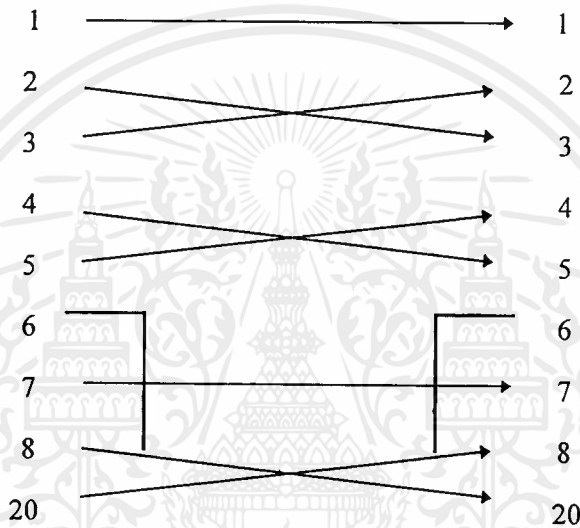
รูปที่ 2.16 การต่อสายตรงของ RS - 232C อย่างง่าย

การต่อสายเคเบิลแบบสายตรงนั้นไม่ยุ่งยากเท่าไรนัก เนื่องจากสัญญาณแต่ละเส้นตามเบอร์ต่างๆ ของ DB-25 จะเชื่อมต่อเข้าหากันโดยตรงทั้ง 8 เส้น หรือ 9 เส้น ตามสัญญาณที่ใช้ อย่างไรก็ตามถ้าไว้ในตอนต้น เพียงเท่านี้ก็สามารถรับส่งข้อมูลได้ การที่สัญญาณรับส่งข้อมูลและสัญญาณควบคุมต่อเข้าคู่ของมันตรงๆ ทำให้สายเคเบิลแบบนี้ทำขึ้นอย่างง่าย ๆ ได้ โดยใช้ข้อต่อแบบไม่ต้องบัดกรีและเคเบิลแบบแผ่น (Ribbon Cable) เท่านั้น

2.4.4 Null Modem Cable

สำหรับสายเคเบิลแบบสลัป สัญญาณรับส่งข้อมูล และสัญญาณควบคุมต้องเชื่อมต่อสลัปกันให้ถูกต้องของมัน จึงสามารถรับส่งข้อมูลได้ ขา 2 กับขา 3 ต่อสลัปกันให้สัญญาณส่ง

ไปเข้าขารับข้อมูลและขารับข้อมูลก็ต่อกับขาส่งข้อมูลของอีกด้านหนึ่ง ขา 4 กับ 5 ต่อสลับกันเป็นการทำให้คอมพิวเตอร์ทั้งสองรู้ว่าอีกฝ่ายหนึ่งพร้อมที่จะรับส่งข้อมูลหรือไม่ โดยขาที่ 7 ต่อถึงกันโดยตรงเพราะเป็น Ground ของแต่ละด้านขาที่ 6 กับ 8 ต่อเข้าหากันและไปต่อกับขา 20 ของอีกด้านหนึ่ง เพื่อให้คอมพิวเตอร์รู้ว่าต่อเข้ากับอีกด้านหนึ่งได้แล้ว สายสลับบางที่อาจต่อแตกต่างจากที่ว่านี้ แต่ก็ทำให้สัญญาณควบคุมถูกต้องเหมือนกัน แผนผังการต่อสายแบบสายตรงและสายสลับแสดงได้ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 การต่อสายสลับของ RS 232C หรือ Null Modem Cable

สายสลับที่มีชื่อเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า Null Modem Cable ซึ่งหมายถึงการเชื่อมต่อคอมพิวเตอร์สองเครื่องโดยไม่ผ่าน โมเด็มนั่นเอง ข้อดีของการใช้สายเคเบิลส่งข้อมูลไม่ผ่านโมเด็มก็คือ เราสามารถรับส่งข้อมูลด้วยความเร็วเท่ากับ 9600 บิตต่อวินาที ไปจนถึงความสูงสุดเท่ากับ 19200 บิตต่อวินาที ระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์ได้ในระยะทางไกลๆ ซึ่งสะดวกรวดเร็วกว่าการส่งข้อมูลผ่านโมเด็มมาก เช่น ใช้ในการรับส่งไฟล์ระหว่าง LAPTOP กับเครื่องตั้งโต๊ะ เป็นต้น

ส่วนการต่อระหว่างข้อมูลต่อแบบ DB-25 ไปยังข้อต่อแบบ DB-9 นั้น เราก็เปรียบเทียบกับ การต่อในแบบ DB-25 กับ DB-25 โดยดูจากชื่อของสัญญาณที่ต่อเข้าหากันเป็นหลักจะต่อ

ตามเบอร์ของแต่ละขาเข้าด้วยกันตรงๆ ไม่ได้ สายเคเบิลแบบสายตรงจาก DB-25 ไป DB-9 ดังแสดงในรูปที่ 2.18 และสายแบบสลับจากข้อต่อ DB-9 เข้ากับ DB-25 เป็นไปดังรูปที่ 2.19

DB - 25			DB - 9	
Assignment	Pin		Pin	Assignment
Carrier detect	8	→	1	Carrier detect
Receive data	3	→	2	Receive data
Transmit data	2	→	3	Transmit data
Data terminal ready	20	→	4	Data terminal ready
Signal ground	7	→	5	Signal ground
Data set ready	6	→	6	Data set ready
Request to send	4	→	7	Request to send
Clear to send	5	→	8	Clear to send
Ring indicator	22	→	9	Ring indicator

รูปที่ 2.18 การต่อสายตรงจาก DB - 25 ไปยัง DB - 9

2.5 การส่งผ่านข้อมูลแอนะล็อกและดิจิทัล

ในการส่งผ่านข้อมูลจากต้นทางไปยังปลายทาง มีคุณสมบัติธรรมชาติของสัญญาณข้อมูลอย่างหนึ่งที่น่าสนใจคือ การเคลื่อนที่ของข้อมูลและกระบวนการจัดการกับข้อมูลเพื่อให้มั่นใจได้ว่าข้อมูลที่ส่งไปและรับมาสามารถเข้าใจกันได้ สำหรับการศึกษทั้งหมดนี้มีจุดสำคัญที่เราจะเข้าไปเกี่ยวข้องด้วยก็คือ ปริมาณชนิดแอนะล็อก และชนิดดิจิทัล

ปริมาณแอนะล็อก และดิจิทัล เป็นปริมาณที่สอดคล้องกับปริมาณที่มีค่าต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องตามลำดับ ศัพท์ 2 คำนี้จะถูกนำมาใช้ในเรื่องสามเรื่องดังต่อไปนี้

- ข้อมูล (Data) คืออนุภาคหรือปริมาณที่ทำหน้าที่สื่อความหมาย
- สัญญาณ (Signal) คือการนำเอากระแสไฟฟ้า หรือคลื่นแม่เหล็กที่จะนำมาเข้ารหัส

แทนข้อมูล

- การส่งผ่าน (Transmission) คือการสื่อข้อมูลผ่านตัวกลาง โดยอาจจะอาศัยกระบวนการบางอย่าง

การบางอย่าง

2.5.1 ข้อมูลและสัญญาณ (Data and Signal)

ข้อมูล (Data)

ข้อมูลแบบแอนะล็อกนั้น เป็นข้อมูลที่เกิดขึ้นแล้วมีค่าที่ต่อเนื่องในช่วงเวลาที่พิจารณาเป็นต้นว่า เสียงหรือภาพจะเป็นข้อมูลที่มีการแปรเปลี่ยนรูปแบบของความเข้มอย่างต่อเนื่อง อุณหภูมิและความดันก็เป็นปริมาณที่ต่อเนื่องที่จัดได้ว่าให้ข้อมูลแบบแอนะล็อก แต่สำหรับข้อมูลดิจิทัลเป็นข้อมูลที่มีค่าเฉพาะที่กระโดด เป็นค่าที่ไม่ต่อเนื่องเช่น ค่าเลขจำนวนเต็มเป็นต้น

ตัวอย่างของข้อมูลดิจิทัลอย่างหนึ่ง ได้แก่ ตัวหนังสือหรือตัวอักษร ซึ่งประสาทสัมผัสของคนสามารถรับรู้และเข้าใจได้ แต่มันไม่สามารถจะสื่อความหมายนั้นโดยตรงให้ระบบสื่อสารต่างๆ รับรู้เข้าใจได้ เหมือนที่มนุษย์เข้าใจ

ระบบในการสื่อสารบางระบบจะถูกออกแบบไว้สำหรับข้อมูลเลขฐานสอง ซึ่งจำนวนของรหัสที่ใช้กันอย่างแพร่หลายที่สุดชนิดหนึ่งคือ รหัส ASCII ตัวอักษรแต่ละตัวของรหัสนี้แทนได้ด้วยเลขฐานสอง 7 หลัก ซึ่งเลขฐานสอง 7 หลัก แทนอักขระที่ไม่ซ้ำกันได้ทั้งหมดถึง 128 ตัว รหัสเลขฐานสองบางตัวจะถูกนำมาแทนตัวอักษรสำหรับการควบคุม และตัวอักษรของการควบคุมส่วนหนึ่งก็ใช้ในการควบคุมการพิมพ์ และรหัสเลขฐานสองที่แทนตัวอักษรส่วนที่เหลือบางตัวก็จะใช้ในระบบการสื่อสาร โดยทั่วไปแล้วการเข้ารหัสในการเก็บและส่งผ่านข้อมูลจะใช้จำนวนเลขฐานสอง 8 บิต ต่อ 1 ตัวอักษร โดยบิตที่ 8 ก็คือพาริตีบิต (Parity Bit) ที่ใช้สำหรับการตรวจสอบความผิดพลาด

สัญญาณ (Signal)

ในระบบของการสื่อสาร ข้อมูลจะเคลื่อนที่จากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่งในรูปแบบของสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งสัญญาณแอนะล็อกก็คือ คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องและสัญญาณดังกล่าวนี้เองจะถูกส่งผ่านเข้าไปยังตัวกลางชนิดต่างๆ ทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับสเปคตรัมของสัญญาณ ตัวกลางอาจเป็นสาย เช่น สายคู่บิดเกลียว สายโคแอกเชียล สายใยนำแสง หรืออาจเป็นตัวกลางแบบไร้สาย เช่น ชั้นบรรยากาศหรือสุญญากาศ ส่วนสัญญาณดิจิทัลนั้นอาจเป็นขบวนของพัลส์โวลต์เตจที่ใช้ระดับของพัลส์ที่ส่งไปเป็นตัวแทนข้อมูล เช่น ใช้ระดับ โวลต์เตจคงที่ค่าบวกแทนค่าฐานสอง 1 และระดับโวลต์เตจลบแทนค่าฐานสอง 0

ข้อมูลดิจิทัลฐานสอง สัญญาณที่ใช้แทนข้อมูลจะใช้ศักย์ไฟฟ้ากระแสตรง 2 ระดับ โดยที่ระดับโวลต์เตจค่าหนึ่งแทนเลขฐานสองค่า 1 และอีกค่าหนึ่งแทนเลขฐานสองค่า 0

จากรูปที่ 2.19 จะเห็นได้ว่า แบนด์วิดท์ที่กว้างนั้นจะทำให้เกิดจะทำให้เกิดสัญญาณที่มีการผิดเพี้ยนน้อย สำหรับข้อมูลที่มีอัตรา x บิตต่อวินาที สามารถที่จะส่งได้โดยใช้สายส่งที่มีแบนด์วิดท์ x HZ ด้วยคุณภาพดีพอควร แต่จะดีมากถ้าแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นเป็น $2x$ HZ

จากที่ได้กล่าวมาแล้ว เรากำลึงสนใจสัญญาณที่ใช้แทนข้อมูลแอนะล็อก และข้อมูลดิจิทัลในสถานะการณโดยทั่วไปแล้วข้อมูลแอนะล็อกจะเป็นฟังก์กับเวลา และมีค่าสเปคตรัมที่จำกัดอยู่ค่าหนึ่ง ซึ่งเราสามารถแทนข้อมูลแอนะล็อกดังกล่าว ได้ด้วยสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีค่าสเปคตรัมค่าเดียวกันและข้อมูลดิจิทัลนั้นสามารถแทนได้ด้วยสัญญาณดิจิทัล ที่มีระดับโวลต์เตจแตกต่างกันสองระดับเพื่อแทนค่าเลขฐานสอง 0 และ 1

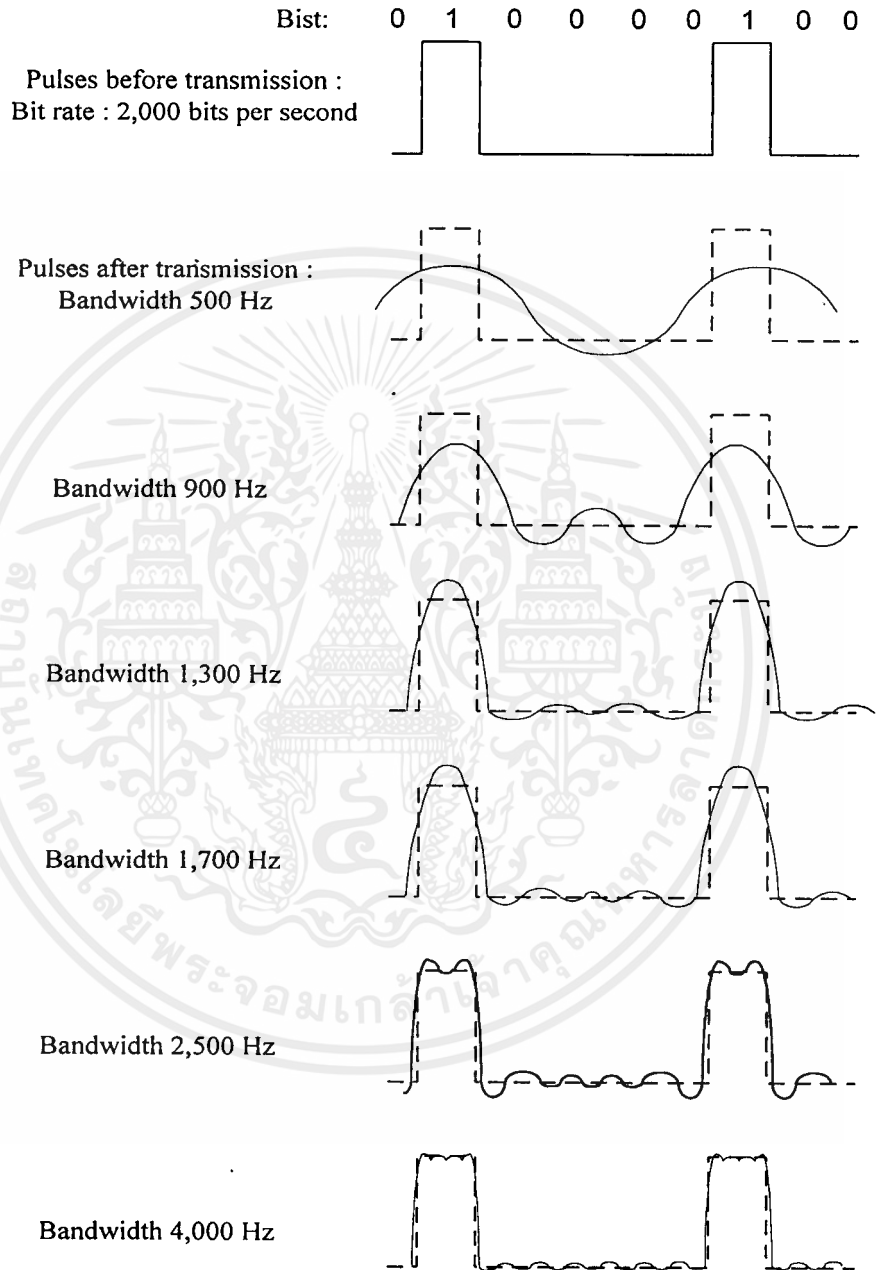
ความแตกต่างระหว่างสัญญาณดิจิทัลและสัญญาณแอนะล็อกนั้น ควรพิจารณาให้ชัดเจนขึ้นอีก ทั้งสัญญาณแอนะล็อกและสัญญาณดิจิทัลนั้นจะถูกนำส่งผ่านตัวกลางที่เหมาะสม และขบวนการในการคัดแปลงสัญญาณ เพื่อให้เหมาะสมกับตัวกลางการส่งผ่านก็เป็นหน้าที่ของระบบการส่งผ่าน (Transmission system) การส่งผ่านในรูปแบบของแอนะล็อกเป็นวิธีการส่งผ่านสัญญาณแอนะล็อกไปโดยไม่มีการเปลี่ยนแปลงสาระข้อมูล ไม่ว่าจะเป็กรณีใดๆ สัญญาณแอนะล็อกจะเกิดการลดทอนหลังจากที่เดินทางผ่านเข้าไปในตัวกลาง ดังนั้นเพื่อให้สัญญาณสามารถเดินทางไปถึงปลายทางได้ระยะทางไกลๆ ระบบของการส่งผ่านแบบแอนะล็อกก็จะมีตัวเพิ่มความแรงของสัญญาณ เพื่อเพิ่มพลังงานให้แก่สัญญาณ โดยยังมีปัญหาเพราะว่าตัวเพิ่มความแรงของสัญญาณ นอกจากจะเพิ่มพลังงานให้กับสัญญาณแล้วยังเพิ่มพลังงานให้กับสัญญาณรบกวนอีกด้วย และยังมีการต่อใช้ตัวขยายหลายๆ ตัวแบบอนุกรมเพื่อให้ได้ระบบในการส่งสัญญาณได้ไกลๆ ยิ่งทำให้สัญญาณผิดเพี้ยนมากขึ้น

สำหรับข้อมูลแอนะล็อกเช่นเสียง ความผิดเพี้ยนเพียงส่วนเล็กน้อยสามารถยอมให้เกิดขึ้นได้เพราะว่าข้อมูลยังสามารถเข้าใจได้ แต่สำหรับข้อมูลดิจิทัลการต่อตัวขยายแบบอนุกรมจะทำให้เกิดความผิดพลาด

2.5.2 การส่งผ่านข้อมูลดิจิทัล (Digital Transmission)

การส่งผ่านข้อมูลด้วยวิธีการนี้จะเกี่ยวข้องกับเนื้อหาของสัญญาณ สัญญาณดิจิทัลจะถูกส่งไปได้ในระยะทางที่จำกัด ก่อนที่การลดทอนจะทำอันตรายต่อองค์ประกอบของข้อมูล ดังนั้นเพื่อให้การส่งข้อมูลสามารถทำได้เป็นระยะทางไกลๆ เราจึงต้องใช้ตัวทวนสัญญาณ (Repeater) เพื่อกู้สัญญาณดั้งเดิมกลับคืนมาโดยที่ตัวทวนสัญญาณเมื่อได้รับสัญญาณดิจิทัลมา

แล้ว ก็จะทำการกู้รูปแบบของ 1 และ 0 กลับคืนมาอีกครั้งและส่งต่อออกไปใหม่ ซึ่งทำให้สามารถเอาชนะการลดทอนลงไปได้



รูปที่ 2.19 อิทธิพลของแบนด์วิดท์กับข้อมูลดิจิทัล

ด้วยเทคนิคอย่างเดียวกันกับที่ได้กล่าวมาแล้ว อาจจะนำมาใช้ได้กับสัญญาณแอนะล็อกที่ใช้เป็นตัวส่งถ่ายข้อมูลดิจิทัล ณ ตำแหน่งในพื้นที่ที่เหมาะสม ระบบของการส่งผ่านก็จะใช้เครื่องทวนสัญญาณแทนที่จะเป็นตัวขยายสัญญาณ ตัวทวนสัญญาณก็จะกู้สัญญาณดิจิทัลกลับคืนมาจากสัญญาณแอนะล็อก และสร้างสัญญาณแอนะล็อกขึ้นมาใหม่ ทำให้ไม่เกิดการสะสมของสัญญาณรบกวนต่อไป

ในปัจจุบันมีแนวโน้มที่จะหันมาใช้การสื่อสารระบบดิจิทัลที่ได้แทนระบบแอนะล็อก แม้ว่าจะไม่ได้มีการลงทุนใช้ระบบแอนะล็อกมาก่อนอย่างมากก็ตาม เหตุผลสำคัญก็คือ

ดิจิทัลเทคโนโลยี การพัฒนาเทคโนโลยีของวงจรรีจิสตราร์ LSI และ VLSI ทำให้ราคาและขนาดของวงจรถดลงในขณะที่เครื่องมือทางแอนะล็อกไม่ได้ลดลง

คุณภาพของข้อมูล สำหรับขบวนการทางดิจิทัลการใช้ตัวทวนสัญญาณแทนที่จะใช้ตัวขยายสัญญาณทำให้อิทธิพลของสัญญาณรบกวนไม่ถูกสะสม ทำให้เราสามารถส่งสัญญาณข้อมูลไปได้ไกลๆ แม้ว่าคุณภาพของสายไม่ดีก็ตาม

ความจุของการใช้งานมีมาก มันเป็นเรื่องที่เปลี่ยนแปลงมากในการที่เราจะต้องสร้างทางเดินการส่งผ่านข้อมูลที่มีแบนด์วิธกว้างมากๆ เช่น ช่องสัญญาณดาวเทียมและเส้นใยนำแสง ดังนั้นการเอากระบวนการในการมัลติเพล็กซ์เข้ามาใช้งานจะเป็นประโยชน์อย่างมากในเรื่องของความจุ ซึ่งกระบวนการมัลติเพล็กซ์ทางด้านเวลาจะเป็นวิธีการที่ง่ายและราคาถูกกว่าการมัลติเพล็กซ์ทางด้านความถี่

ความปลอดภัยและความเป็นส่วนตัว เทคนิคการย่อข้อมูลพร้อมที่จะนำเข้ามาใช้กับข้อมูลดิจิทัลและพร้อมที่จะนำเข้ามาใช้กับข้อมูลแอนะล็อกที่ถูกดิจิทัลแล้ว

การรวมกันเข้าเป็นหนึ่งเดียว ด้วยกระบวนการทางข้อมูลของแอนะล็อกและดิจิทัลสัญญาณจะมีรูปแบบที่เหมือนกัน และสามารถดำเนินการได้ในลักษณะเดียวกัน ซึ่งมันก็จะทำให้ประหยัดและสะดวกในการรวมเสียง ภาพและข้อมูลดิจิทัลเข้าไว้ด้วยกัน

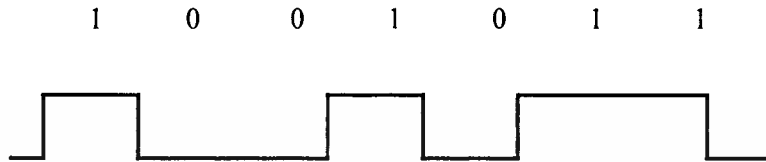
2.6 การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล

การส่งสัญญาณดิจิทัล เช่นสัญญาณ PCM จำเป็นที่จะต้องเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลไปเป็นสัญญาณในย่านความถี่วิทยุ เทคนิคในการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลนี้มี 3 แบบด้วยกันคือ

1. Amplitude Shift Keying (ASK)
2. Frequency Shift Keying (FSK)

3. Phase Shift Keying (PSK)

ในการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลนี้หนึ่งในสามพารามิเตอร์คือ แอมพลิจูด ความถี่ หรือ เฟสของคลื่นพาหะจะเปลี่ยนไปตามสถานะ 1 หรือ 0 ของสัญญาณเบสแบนด์



รูปที่ 2.20 สัญญาณเบสแบนด์ดิจิทัล

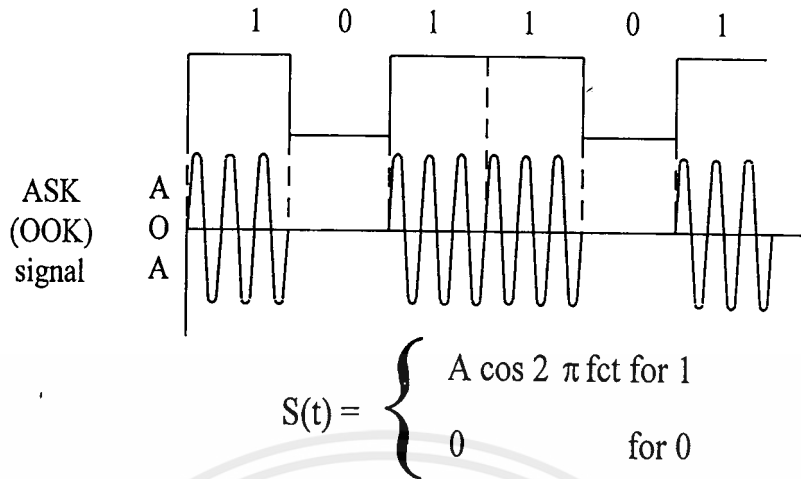
ตารางที่ 2.13 เปรียบเทียบวิธีการมอดูเลตแบบดิจิทัลและแอนะล็อก

การมอดูเลตแบบดิจิทัล	การมอดูเลตแบบแอนะล็อก
ASK Amplitude Shift Keying	AM
FSK Frequency Shift Keying	FM
PSK Phase Shift Keying	PM

2.6.1 การมอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude Shift Keying)

กรณีของ ASK บางครั้งเรียกว่า OOK (on-off keying) เพราะว่คลื่นพาหะถูกสวิตช์ on/off ตามสัญญาณที่เป็น 1 หรือ 0 ถ้าคลื่นพาหะกำหนดโดย $A \cos 2\pi f_c t$ ดังนั้นสัญญาณ ASK จะกำหนดได้เป็น

$$|S(t)| = \begin{cases} A \cos 2\pi f_c t & \text{เมื่อสัญญาณเป็น 1} \\ 0 & \text{เมื่อสัญญาณเป็น 0} \end{cases}$$



รูปที่ 2.21 Amplitude shift keying

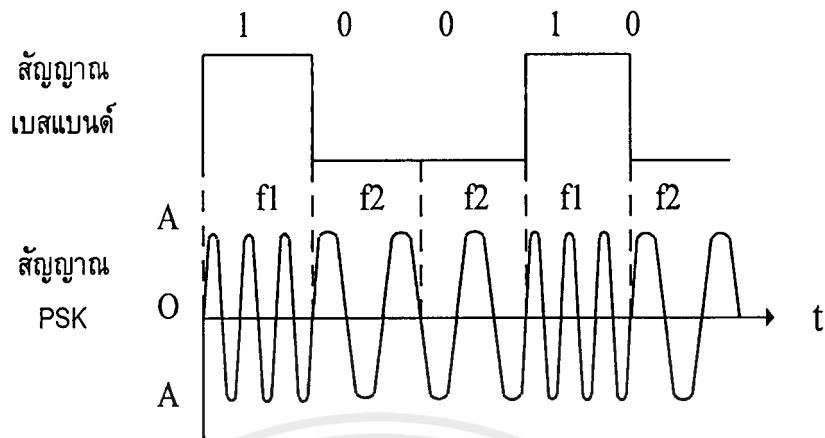
2.6.2 การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency shift keying)

สำหรับกรณีของ FSK ความถี่ของคลื่นพาหะจะมี 2 ความถี่เช่น ความถี่ f_1 สำหรับสัญญาณที่เป็น 1 และความถี่ f_2 สำหรับสัญญาณที่เป็น 0

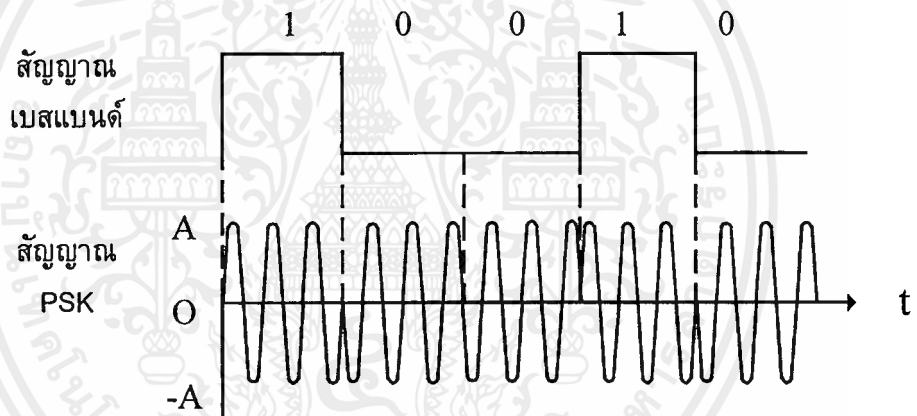
$$S(t) = \begin{cases} A \cos 2\pi f_1 t & \text{เมื่อสัญญาณเป็น 1} \\ A \cos 2\pi f_2 t & \text{เมื่อสัญญาณเป็น 0} \end{cases}$$

ส่วนกรณีของ PSK แอมพลิจูดและความถี่จะคงที่แต่ initial phase จะต่างกันสำหรับสัญญาณที่เป็น 1 หรือ 0 คือเฟสของคลื่นพาหะ $A \cos(2\pi f_c t + \sigma)$ จะเปลี่ยนไปตามสถานะของสัญญาณ เช่น เฟส σ เป็น 0 กรณีสัญญาณมีสถานะเป็น 1 และเฟส σ เป็น π กรณีสัญญาณมีสถานะเป็น 0

$$S(t) = \begin{cases} A \cos 2\pi f_c t & \text{เมื่อสัญญาณเป็น 1} \\ A \cos (2\pi f_c t + \pi) & \text{เมื่อสัญญาณเป็น 0} \end{cases}$$



รูปที่ 2.22 Frequency shift Keying

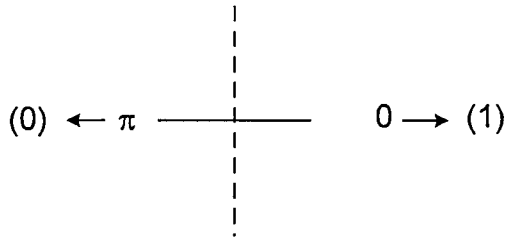


รูปที่ 2.23 Phase shift Keying

2.6.3 เฟสชิฟท์คีย์อิง (Phase Shift Keying)

โดยหลักการแล้วเฟสเริ่มแรกของคลื่นพาหะมีจำนวนมาก จำนวนของเฟสเริ่มแรกที่ใช้ใน PSK สามารถที่จะเพิ่มขึ้นได้ ถ้าเราสามารถแยกแยะสัญญาณทางด้านรับออกได้อย่างถูกต้อง

เนื่องจากระบบดิจิทัลใช้รหัสฐานสอง สัญญาณดิจิทัลสามารถจะส่งได้โดยใช้ 2 Initial Phase เรียกว่าฐานสอง PSK เฟสเป็น 0 สำหรับรหัส 1 และเฟสเป็น π สำหรับรหัส 0



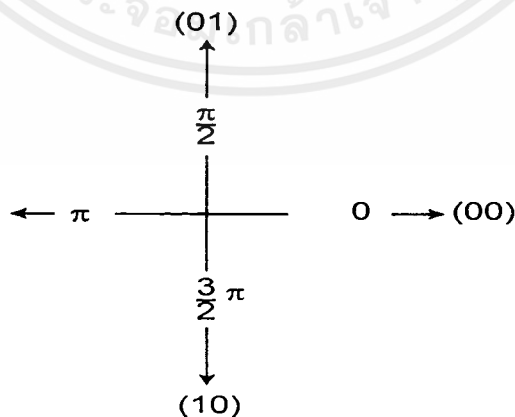
รูปที่ 2.24 ฐานสอง PSK

ลองมาพิจารณาการส่งสัญญาณดิจิทัลพร้อมกัน 2 บิตในเวลาเดียวกัน ในกรณีนี้จะมีการรวมรหัส 4 ตัวด้วยกันคือ 00, 01, 10 และ 11 โดยให้รหัสที่รวมกันนี้เทียบกับเฟส 4 เฟส สัญญาณดิจิทัล 2 บิตจึงสามารถส่งพร้อมกันได้

ตารางที่ 2.14 สัญญาณดิจิทัล 2 บิตที่จะส่งพร้อมกัน

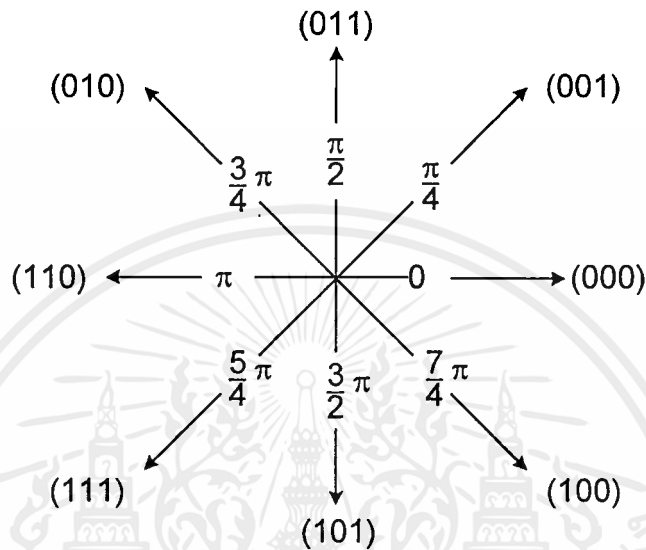
1 st bit	0	0	1	1
2 nd bit	0	1	0	1

PSK ที่ใช้ 4 เฟสเริ่มแรกเรียกว่า quadri PSK เฟส 0 สำหรับรหัส 00, เฟส $\pi/2$ สำหรับรหัส 01, เฟส π สำหรับรหัส 11 และเฟส $3\pi/2$ สำหรับรหัส 10



รูปที่ 2.25 Quadri PSK

เมื่อต้องการจะส่งสัญญาณ 3 บิตไปพร้อม ๆ กันจะมี $2^3 = 8$ combination ของรหัสสัญญาณ 8 เฟส PSK จะต้องใช้เพื่อการนี้ เมื่อจำนวนเฟสเพิ่มขึ้น จำนวนบิตที่สามารถส่งแต่ละครั้งก็มาก แต่กรณีคุณภาพของสัญญาณทางด้านรับจะต่ำลง



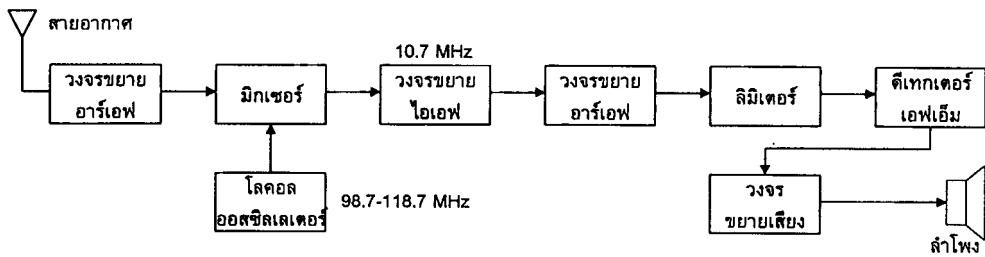
รูปที่ 2.26 8 เฟส PSK

2.7 วงจรพื้นฐานของเครื่องรับส่งวิทยุ

2.7.1 เครื่องรับ FM

แผนผังของเครื่องรับเอฟเอ็ม มีความคล้ายคลึงกับเครื่องรับเอเอ็ม มากจะแตกต่างกันก็แต่เฉพาะขบวนการดีเทกเท่านั้น สำหรับความถี่กลาง มักจะใช้ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อกำจัดสัญญาณเงาและเพื่อให้แบนด์วิดท์ของวงจรกว้างพอที่จะรับสัญญาณเอฟเอ็ม ได้ความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณเอฟเอ็ม ที่ส่งมาจากเครื่องส่งจะมีค่า ± 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นแบนด์วิดท์ของเครื่องรับต้องมีค่า 150 กิโลเฮิร์ตซ์เป็นอย่างน้อย ปกติมักเพื่อให้กว้างอีกเล็กน้อยเป็น 180 ถึง 200 กิโลเฮิร์ตซ์

สมมุติว่าเราจูนเครื่องรับไว้ที่ความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ถูกบิตหน้าปิดเลื่อนไปตรงกับความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์วงจรขยายอาร์เอฟ จะจูนไว้ที่ความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ และที่วงจรของภาคโลกอลอสซิลเลเตอร์นั้นจะจูนไว้ที่ความถี่ 110.7 เมกะเฮิร์ตซ์ และเมื่อสัญญาณผ่านกรรมวิธีเสกเทอโรไดรอน์ในวงจรมิกเซอร์แล้วผลต่างของความถี่จะปรากฏที่อินพุต

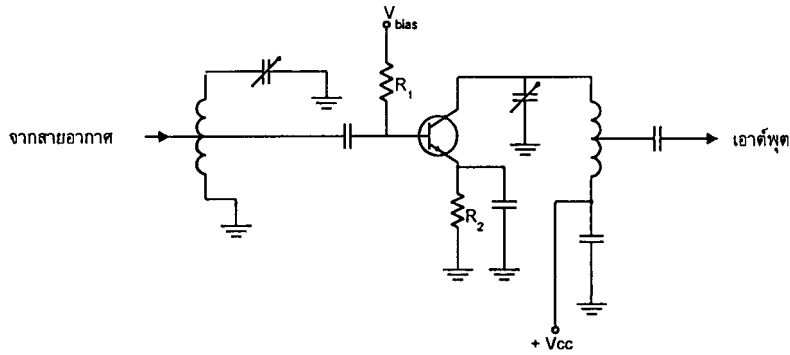


รูปที่ 2.27 แผนผังของเครื่องรับเอฟเอ็ม

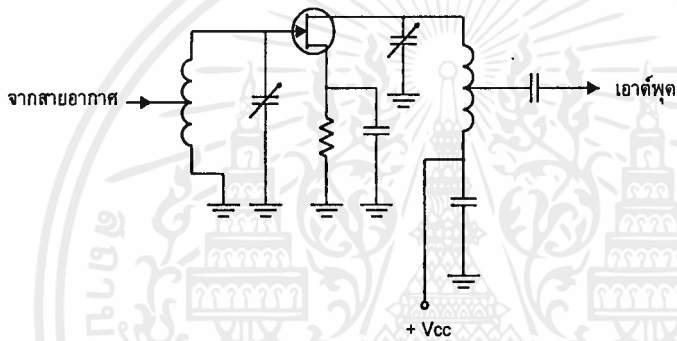
2.7.2 วงจรขยาย RF

ที่นิยมใช้กันมีอยู่ 3 แบบ คือวงจรอิมิตเตอร์ร่วม วงจรขยายเบสร่วม และวงจรขยายแบบคาสโคด แต่ในกรณีของวงจรที่ใช้เฟดแทนการใช้ทรานซิสเตอร์นั้นวงจรอิมิตเตอร์ร่วมก็จะเปลี่ยนเป็นซอสร่วม และวงจรเบสร่วมก็จะกลายเป็นวงจรเกตร่วมดังแสดงในรูปที่ 2.28 เป็นรูปที่แสดงวงจรขยายสัญญาณอิมิตเตอร์ร่วมหรือซอสร่วม รูปที่ 2.28 (ก) เป็นวงจรที่ใช้ทรานซิสเตอร์ ซึ่งไบอัสให้ทำงานอยู่ในคลาส A โดยตัวต้านทาน R_1 และ R_2 มีวงจรจูนทั้งทางด้านอินพุตและทางเอาต์พุตเพื่อขยายสัญญาณที่มีความถี่อยู่ในย่านความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรจูนวงจรขยายอาร์เอฟ ประเภทนี้ต้องมีการสะท้อนที่ไม่ให้วงจรขยายเกิดการออสซิลเลตแทนที่จะทำงานเป็นวงจรขยายกลับทำงานเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ การออสซิลเลตในที่นี้เกิดขึ้นเพราะมีการป้อนกลับแบบบวกระหว่างอุปกรณ์หรืออื่นๆ ที่ไม่ต้องการทำให้วงจรขยายเกิดการออสซิลเลตที่ความถี่สูงได้ วิธีการสะท้อนวงจรทำได้โดยการป้อนกลับแบบลบเพื่อให้หักล้างกับการป้อนกลับแบบบวก

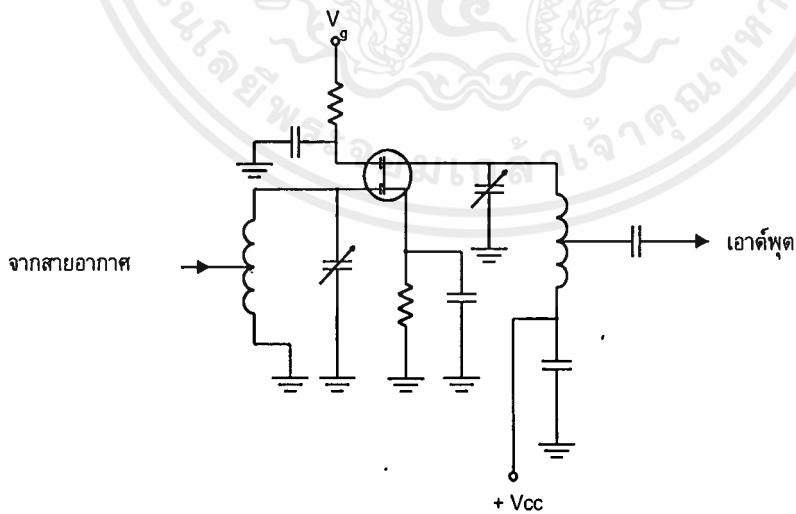
ในกรณีที่วงจรขยายอาร์เอฟ ใช้เฟดดังรูปที่ 2.28 (ข) ก็คล้ายกันแต่อินพุตอิมพีแดนซ์สูงกว่ามาก ส่วนวงขยายที่ใช้มอสเฟดเกตคู่ (Dual Gate) ดังรูปที่ 2.28 (ค) นั้นให้คุณสมบัติเหมือนเจเฟดในรูปที่ 2.28 (ข) แต่ขาดอีกขานหนึ่งสามารถใช้ควบคุมอัตราการขยายของวงจรได้



(ก) วงจรขยายอาร์เอฟที่ใช้ทรานซิสเตอร์



(ข) วงจรขยาย RF ที่ใช้เจฟเฟต



(ค) วงจรขยายอาร์เอฟที่ใช้เจฟเฟตคู่

รูปที่ 2.28 ตัวอย่างวงจรขยายอาร์เอฟชนิดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.3 วงจรมิกเซอร์

หน้าที่ของวงจรมิกเซอร์นั้นทำหน้าที่นำสัญญาณ 2 ความถี่มาทำการผสมกันและได้ความถี่ผลต่างของสัญญาณทั้งสองความถี่ แบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือประเภทแอกทีฟ (Active) โดยใช้ทรานซิสเตอร์หรือไอซีรวมทั้งอุปกรณ์อื่นๆ ที่ให้อัตราการขยายแก่่วงจรมิกเซอร์ ซึ่งใช้ในการผสมคลื่นความถี่ และอีกประเภทหนึ่ง คือประเภทพาสซีฟ (Passive) โดยใช้ไดโอดซึ่งไม่มีการขยายสัญญาณ นอกจากนี้มี 2 ประเภท คือแบบสมดุล (Balance) กับแบบไม่สมดุล (Unbalance) วงจรมิกเซอร์จะไม่เกิดปฏิกิริยาซึ่งกันและกัน ก็คือสัญญาณไม่เล็ดลอดระหว่างขั้ว คุณสมบัตินี้เรียกว่าการแยกระหว่างขั้วหรือไอโซเลชัน (Isolation) ซึ่งตามหลักการแล้วขั้วอินพุตของวงจรมิกเซอร์จะเป็น ดังรูปที่ 2.29 ลองพิจารณาในกรณีของภาครับจะเห็นว่าการแยกขั้วระหว่างขั้วอาร์เอฟ และขั้วออสซิลเลเตอร์นั้นจะช่วยไม่ให้สัญญาณออสซิลเลเตอร์ย้อนกลับออกไปสู่สายอากาศทำให้เกิดการแพร่กระจายออกไปได้ และการแยกระหว่างขั้วอาร์เอฟ กับขั้วไอเอฟจะช่วยมิให้สัญญาณที่มีความพอดิตรงกับความถี่ไอเอฟเล็ดลอดเข้าไปสู่ วงจรขยายไอเอฟในกรณีของภาคส่งก็จะพิจารณาในทำนองเดียวกัน

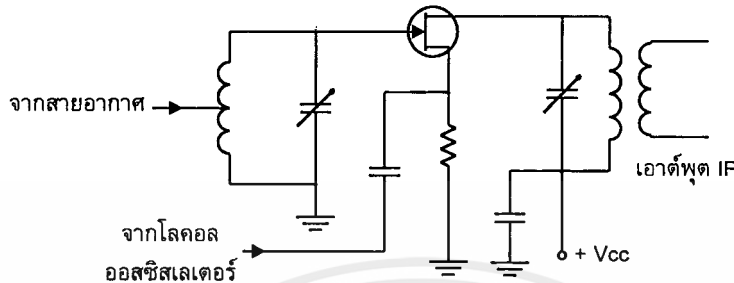


รูปที่ 2.29 ตัวอย่างมิกเซอร์ของภาคส่งและภาครับ

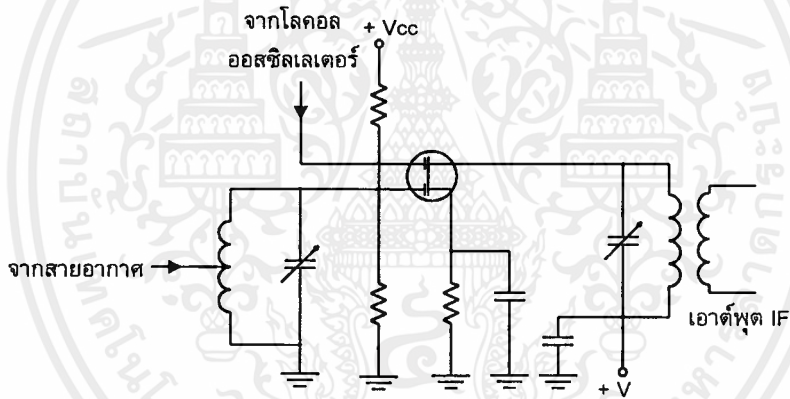
สำหรับวงจรมิกเซอร์แบบไม่สมดุลนั้นจะมีคุณสมบัติในการแยกระหว่างขั้วได้ไม่ดี เหมือนกับวงจรมิกเซอร์แบบสมดุล ดังนั้นถ้าหากต้องการจะให้มีการแยกสัญญาณได้ดีก็จะต้องใช้วงจรฟิลเตอร์ช่วยในการกรองสัญญาณอีกต่างหาก

วงจรมิกเซอร์แบบไม่สมดุลแสดงไว้ในรูปที่ 2.30(ข) ที่ใช้มอสเฟตซึ่งมีคุณสมบัติของวงจรมิกเซอร์ คือมีการแยกระหว่างขั้วออสซิลเลเตอร์กับสายอากาศค่อนข้างดีแต่ระหว่างขั้วอาร์เอฟ และขั้วไอเอฟ ไม่ค่อยดีเราจำเป็นต้องใช้ฟิลเตอร์ช่วยในการกรองความถี่ เพื่อกำจัด

สัญญาณอาร์เอฟมิให้เล็กลอดเข้าสู่ขั้วไอเอฟ ได้ในรูปที่ 2.30 (ก) จะใช้เจฟตโดยป้อนสัญญาณ ออสซิลเลเตอร์เข้าทางซอสและสัญญาณ อาร์เอฟ เข้าทางเกต



(ก) วงจรมิกเซอร์ที่ใช้เจฟต



(ข) วงจรมิกเซอร์ที่ใช้มอสเฟต

รูปที่ 2.30 วงจรมิกเซอร์แบบไม่สมมูลย์

2.7.4 วงจรขยายสัญญาณไอเอฟ

ของภาคเครื่องรับก็เหมือนกับวงจรขยายอาร์เอฟ เพียงแต่มีหน้าที่การทำงานที่แตกต่าง กัน กล่าวคือ วงจรขยายอาร์เอฟ ทำหน้าที่ขยายสัญญาณ โดยมีสัญญาณรบกวนต่ำ (Noise Figure) ความเพี้ยนต่ำ (Intermodulation Distortion) ต่ำและขยายสัญญาณที่มีความแรงมากหรือน้อยได้ (มีช่วงไดนามิกกว้าง) แต่วงจรขยายไอเอฟทำหน้าที่ขยายสัญญาณโดยคำนึงถึง การเลือกรับสัญญาณเป็นหลัก และคุณสมบัติสัญญาณรบกวนต่ำความเพี้ยนต่ำเป็นรอง

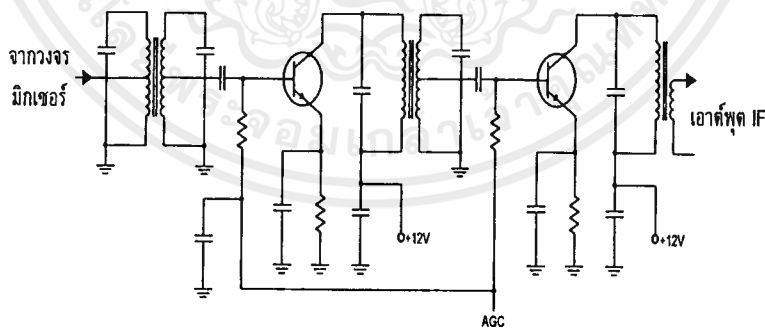
ส่วนอัตราขยายของวงจรขยายอาร์เอฟ จะมีค่า 10 ถึง 15 เดซิเบล ส่วนอัตราขยายของวงจรไอเอฟจะมีค่ามากกว่า 60 เดซิเบล

วงจรขยายไอเอฟแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือประเภทที่ใช้วงจรขยายหลายสเตจร่วมกันเพื่อเสริมกันให้ได้อัตราขยายและซีเลคตีวิตี้ตามต้องการ เราเรียกววงจรประเภทนี้ว่าประเภทมีการขยายแบ่งเฉลี่ย (Distribute Gian) อีกประเภทหนึ่งคือใช้วงจรชุดเดียว ทำหน้าที่ขยายและวงจรอีก ชุดควบคุมซีเลคตีวิตี้โดยเฉพาะ เช่น ฟิลเตอร์ไม่ต้องอาศัยการเสริมกันของซีเลคตีวิตี้ เราเรียกววงจรประเภทนี้ว่าประเภทอัตราขยายเป็นก้อน (Lumped Gain)

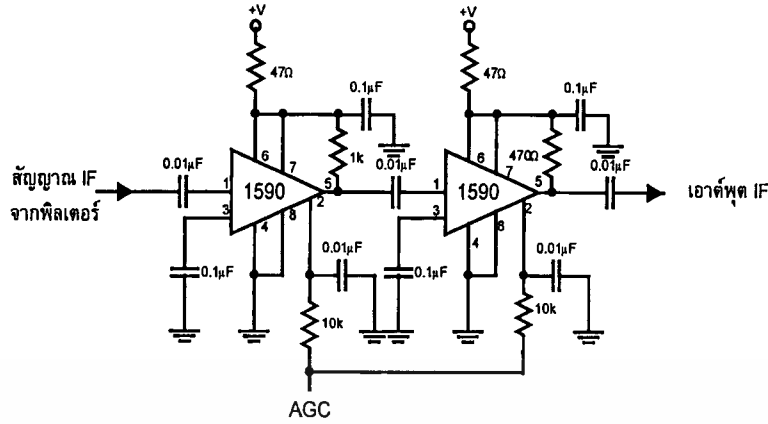
ในรูปที่ 2.31 แสดงวงจรขยายไอเอฟประเภทแบ่งเฉลี่ย จะเห็นว่า เราใช้หม้อแปลงดับเบิลจูน (จูนสองด้านคือ ด้านไพรมารีและเซคันดารี) ต่อเชื่อมระหว่างสเตจ คุณสมบัติซีเลคตีวิตี้จึงขึ้นอยู่กับวงจรจูนทั้ง 3 ชุดวงจรประเภทนี้ ถ้าทำงานในย่านความถี่ต่ำๆ จะมีคุณสมบัติคือ ซีเลคตีวิตี้ดีกว่าประเภทที่ใช้คริสตอลฟิเตอร์หรือเมคานิกฟิเตอร์

ในรูปที่ 2.32 แสดงวงจรขยายไอเอฟประเภทอัตราขยายเป็นก้อนซึ่งไม่ต้องการปรับจูนในวงจรเพราะคุณสมบัติซีเลคตีวิตี้ได้ออกแบบนำขั้วในฟิเตอร์ที่อยู่ภายในวงจรแล้ว

ในกรณีของวงจรขยายไอเอฟ ในภาคเครื่องส่งก็จะมีลักษณะวงจรเป็นแบบเดียวกันนี้ด้วย แต่ส่วนใหญ่ระดับสัญญาณ (ในกรณีเครื่องส่ง) มักมีค่ามากแล้ว อัตราขยายจึงไม่จำเป็นต้องมากมายเหมือนกับวงจรขยาย IF ในภาคเครื่องรับ



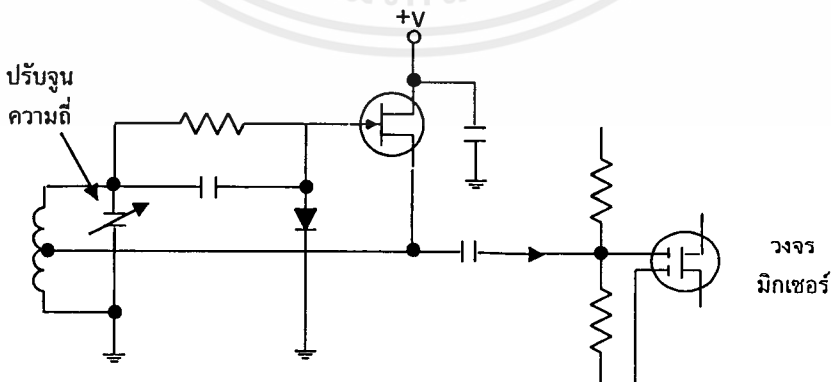
รูปที่ 2.31 วงจรขยาย IF ที่ใช้หม้อแปลงจูนระหว่างสเตจ



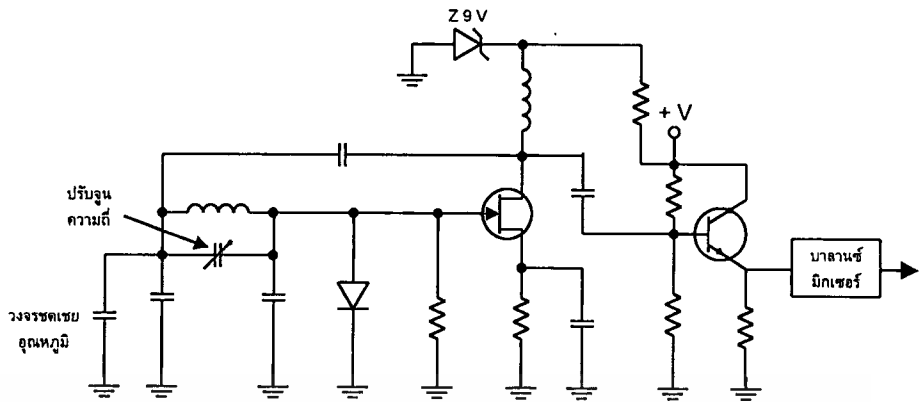
รูปที่ 2.32 วงจรขยาย IF แบบใช้คริสตอลฟิลเตอร์ ควบคุมคุณสมบัติซีเลคทีวิตี

2.7.5 วงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่สูง ทำงานร่วมกับวงจรอื่นๆ ภายในเครื่อง เช่น ในการมอดูเลต การผสมคลื่นหรือมิกซ์ รวมทั้งใช้สัญญาณอ้างอิงออสซิลเลเตอร์แต่ละวงจรต่างก็มีชื่อเรียกแตกต่างกันออกไปตามหน้าที่ในเครื่องวิทยุ การออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์อาศัยหลักการป้อนกลับแบบบวก วงจรที่เป็นตัวกำหนดความถี่ อาจเป็นวงจรจูน LC หรืออาจจะใช้คริสตอลก็ได้ ค่า Q ของวงจรยิ่งมาก ความถี่ที่วงจรจะออสซิลเลตก็ยิ่งคงที่ไม่เลื่อน (Shift) ไปได้ง่ายสำหรับวงจร LC มีค่า Q น้อยกว่าคริสตอล ฉะนั้นจึงทำให้เสถียรภาพทางความถี่ของวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ จึงดีกว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ LC ธรรมดา



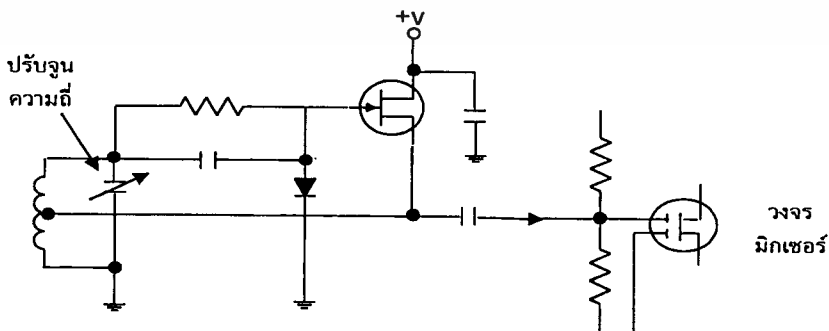
(ก) วงจรฮาร์ตเลย์ออสซิลเลเตอร์



(ข) วงคอลลูปปิดออสซิลเลเตอร์

รูปที่ 2.33 ตัวอย่างของวงจรออสซิลเลเตอร์

ในบางครั้งเราจำเป็นต้องเลือกคริสตอลที่ใช้ในวงจรออสซิลเลเตอร์เพื่อให้วงจรออสซิลเลเตอร์สามารถเปลี่ยนความถี่ในการออสซิลเลตได้ คริสตอลส่วนใหญ่เรานิยมให้กำเนิดความถี่ในช่วง 2 ถึง 20 เมกะเฮิร์ตซ์ ถ้าต้องการความถี่สูงมากกว่านี้ จะต้องใช้คริสตอลทำงานแบบ โอเวอร์โทน (Overtone) เช่นเราให้คริสตอลสั่นที่ความถี่ฮาร์โมนิกที่ วงจรที่ใช้คริสตอลแบบโอเวอร์โทนนี้สามารถทำงานได้ในช่วงความถี่ 100 ถึง 200 เมกะเฮิร์ตซ์ ถ้าหากเราต้องการความถี่สูงขึ้นไปกว่านี้เราต้องใช้วิธีการคูณความถี่โดยใช้วงจรมัลติพลาย ตัวอย่างวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้คริสตอลแบบโอเวอร์โทนแสดงไว้ในรูปที่ 2.34 วงจรนี้เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเพียซ ซึ่งเป็นคริสตอลทำงานที่ความถี่ฮาร์โมนิกที่สาม นิยมเรียกว่าโอเวอร์โทนที่สาม (3^{rd} overtone)



รูปที่ 2.34 วงจรโอเวอร์โทนออสซิลเลเตอร์

2.7.6 วงจร AGC

เครื่องรับส่วนใหญ่มักจะมี AGC เพื่อรักษาอัตราขยายของเครื่องรับคงที่ ไม่ว่าเราจะรับคลื่นได้แรงหรืออ่อนก็ตาม

หลักการผลิตไฟ AGC แบ่งออกได้เป็น 2 วิธีคือ

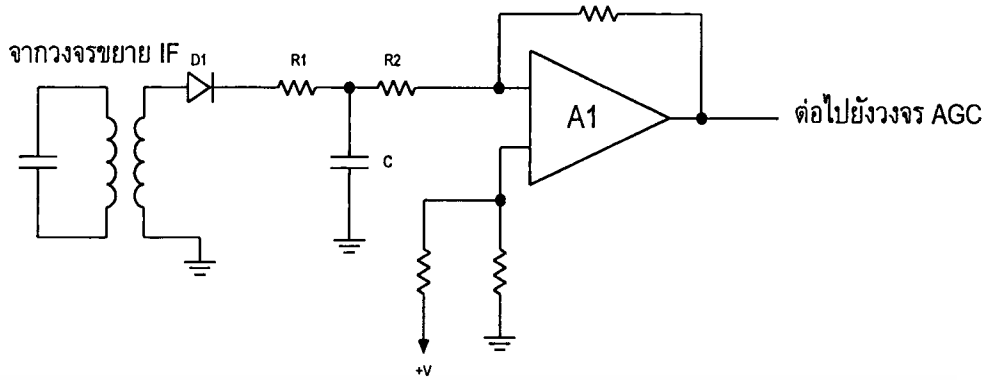
1. วิธีผลิตจากสัญญาณพาหะ (Carrier Derived AGC)
2. วิธีผลิตจากสัญญาณเสียง (Audio Derived AGC)

เครื่องรับส่วนใหญ่ใช้วิธีผลิตจากสัญญาณพาหะ ซึ่งเหมาะกับการรับสัญญาณเอเอ็ม เพราะไฟ AGC จะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับความแรงของสัญญาณพาหะ แต่ในกรณีของสัญญาณ SSB คลื่นที่ส่งมาจะไม่มีพาหะ เพราะได้ถูกกำจัดพาหะออกไปที่เครื่องส่งแล้ว ฉะนั้นถ้าสัญญาณจาก BFO เล็ดลอดเข้าไปยังวงจรขยาย IF หรือวงจร AGC ได้ อัตราขยายของเครื่องรับก็จะลดลงไปทั้ง ๆ ที่เครื่องรับอาจจะรับสัญญาณได้อ่อนในช่วงนั้น ทำให้ AGC มิได้ทำงานตามความแรงของสัญญาณที่รับได้ เครื่องรับบางชนิดอาจใช้วิธีหยุดการทำงานวงจร AGC ในกรณีที่วงจร BFO ทำงาน ทั้งนี้เพื่อป้องกันไม่ให้สัญญาณ BFO เข้าไปทำให้ AGC ทำงานผิดพลาด และในกรณีนี้จะใช้วงจร AGC แบบปรับด้วยมือ (Manual AGC) แทน ปุ่มปรับนี้บางทีเรียกว่าปุ่มแกน RF (RF gain)

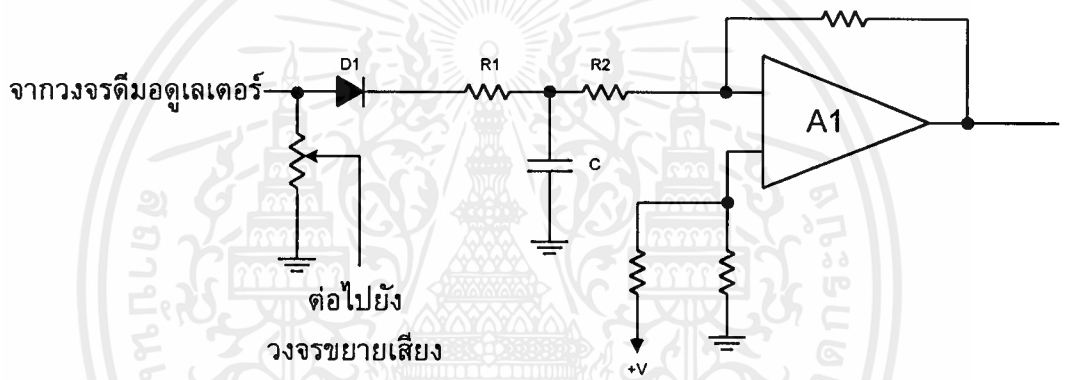
รูปที่ 2.35 (ก) แสดงวงจรผลิตไฟ AGC จากสัญญาณพาหะ สัญญาณ RF จากวงจรขยาย IF จะผ่านการเรกติฟาย โดยไดโอด D_1 และขยายด้วยวงจรขยาย A_1 ส่งไฟไบอัสไปควบคุมวงจรขยายต่างๆ ในที่นี้ไฟ AGC จะลดลงเมื่อรับสัญญาณได้แรงขึ้น ถ้าหากเราต้องการให้ไฟ AGC เพิ่มขึ้นเมื่อสัญญาณแรงขึ้น เราสามารถทำได้โดยการกลับขั้วไดโอด D_1 วงจร AGC นี้มีค่าคงตัวเวลาอยู่ 2 ค่า เพื่อให้การทำงานนุ่มนวลเรียบที่สุดและไม่มีเสียงกระพือม ค่าคงตัวเวลาที่เลือกใช้จะต้องให้ AGC ทำงานได้รวดเร็วหรือมี Attack Time เร็วและ AGC คืนตัว (หยุดการทำงาน) ช้าหรือมี Decay Time นาน

ในที่นี้ไฟ AGC จะเกิดจากการประจุผ่าน R_1 กับ C ส่วนการคายประจุผ่าน R_2 ถ้าเราต้องการให้ AGC ทำงานเร็วและปล่อยช้า (Fast attack, slow release) เราต้องให้ค่าของ R_1 มีค่าน้อยกว่า R_2 มากๆ

ข้อสำคัญคือเราต้องป้องกันไม่ให้สัญญาณจากวงจร BFO เล็ดลอดเข้ามาที่อินพุตของวงจร AGC นี้ได้



(ก) ชนิดที่ผลิตไฟ AGC จากสัญญาณพาหะ



(ข) ชนิดที่ผลิตไฟ AGC จากสัญญาณเสียง
รูปที่ 2.35 วงจรผลิตไฟ AGC

ในรูปที่ 2.36 (ข) เป็นวงจร AGC ที่ผลิตไฟ AGC จากสัญญาณเสียงวงจร AGC ชนิดนี้ก็เหมือนกับวงจร AGC ชนิดแรกเว้นแต่ในกรณีเราใช้สัญญาณเสียงเป็นอินพุตแทน ค่าคงตัวเวลาที่เลือกใช้ก็อาศัยหลักการเดียวกัน ในที่นี้ไฟ AGC จะลดลงเมื่อสัญญาณเสียงดังขึ้น ถ้าเราต้องการให้เป็นตรงข้ามคือไฟ AGC เพิ่มขึ้นเมื่อสัญญาณแรงขึ้น เราสามารถทำได้โดยการกลับขั้วของไดโอด D_1 อีกเช่นกัน

ในตอนต้นได้อธิบายวัตถุประสงค์และหลักการทำงานของวงจร AGC ไว้แล้วแต่ถ้าเกิดในกรณีที่ไม่มี AGC การรับสัญญาณจะเกิดปัญหาดังนี้

1. การรับสัญญาณจากสถานีบางสถานีจะรับได้แรง หรือบางสถานีจะรับได้อ่อนเป็นผลทำให้ต้องปรับความดังให้เข้ากับสัญญาณที่รับเข้ามา แต่ถ้ามี AGC ความดังจะคงที่แม้เปลี่ยนไปรับสถานีอื่นๆ ที่มีความแรงของสัญญาณต่างกัน

2. สัญญาณที่รับได้บางครั้งก็จะมีอาการจางหาย (Fading) หรือบางครั้งแรงขึ้นมาเอง ทั้งนี้เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของสภาพบรรยากาศที่คลื่นเดินทางมายังเครื่องรับวงจร AGC สามารถช่วยรักษาระดับความแรงของสัญญาณให้คงที่แม้ในบางกรณีจะมีการจางหายของสัญญาณ

3. ในกรณีที่เครื่องรับวิทยุติดรถยนต์ซึ่งเคลื่อนที่ไปมา สัญญาณที่รับได้จะมีความแรงของสัญญาณไม่เท่ากัน วงจร AGC จะช่วยชดเชยให้ระดับความแรงคงที่

การควบคุมอัตราขยายของวงจรจะใช้วิธีการป้อนไฟไบอัส อาจจะใช้วิธีไบอัสตรงซึ่งเรียกว่าวงจร AGC ตรง (Forward AGC) หรืออาจใช้วิธีไบอัสกลับทางเรียกว่า AGC กลับทาง (Reverse AGC) สังเกตว่าอัตราการขยายของทรานซิสเตอร์นั้นจะเปลี่ยนแปลงไปตามจุดทำงานหรือกระแสลิมิตเตอร์

ในระบบ FM วงจรลิมิตเตอร์จะทำหน้าที่เป็นตัวจำกัดขนาดของสัญญาณอยู่แล้วไม่จำเป็นต้องมี AGC อีกเว้นแต่ว่าต้องการป้องกันการโอเวอร์โวลตจวงจรส่วนหน้า เช่น ทำการลดทอนสัญญาณอินพุตที่เข้าสู่วงจรขยาย RF

2.7.7 ลิมิตเตอร์

สัญญาณเอฟเอ็ม (มีความถี่เท่ากับไอเอฟ) จากเอาต์พุตของวงจรขยายไอเอฟ อาจจะมีสัญญาณรบกวนปะปนมา วงจรลิมิตเตอร์จะทำหน้าที่คลิปลสัญญาณทั้งทางด้านบวกและด้านลบ รวมทั้งสัญญาณรบกวนก็จะถูกกำจัดทิ้งไปในรูปที่ 2.40 สังเกตว่าความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็มก่อนและหลัง ลิมิตเตอร์ไม่มีการเปลี่ยนแปลง หลักการของวงจรลิมิตเตอร์นี้คือ ถ้าเราทำการป้อนสัญญาณที่มีแอมพลิจูดเกินช่วงทำงานของวงจรจนกระทั่งวงจรขยายเกิดการคัทออฟ ถ้าหากสัญญาณไอเอฟ ที่ป้อนเข้ามามีแอมพลิจูดน้อยมากเอาต์พุตจากวงจรลิมิตเตอร์จะมีสัญญาณรบกวนปนออกมาทางออกดีโอเอาต์พุต

ถ้าป้อนแอมพลิจูดสูงๆ สัญญาณรบกวนจะเงียบไปปรากฏการณ์นี้มีความสัมพันธ์กับค่า "Quteting" ของภาคออกดีโอเอาต์พุตความดังของเสียงและค่าความไวของเครื่องรับเอฟเอ็ม ด้วยเช่น เปรียบจะระบุว่าสัญญาณที่ไม่ได้มอดูเลตมีแต่พาหะอย่างเดียวป้อนเข้ามาทางอินพุต

ของเครื่องรับ ทำให้สัญญาณรบกวนจากวงจรขยายเสียงลดลงไป 20 dB การที่จะลดสัญญาณรบกวนให้ได้ก็คือขยายสัญญาณอินพุตให้มากขึ้น พอที่จะขับให้วงจรลิมิตเตอร์ขลิบสัญญาณรบกวนที่เข้ามาบนสัญญาณเอฟเอ็ม ตามหลักการของวงจรลิมิตเตอร์

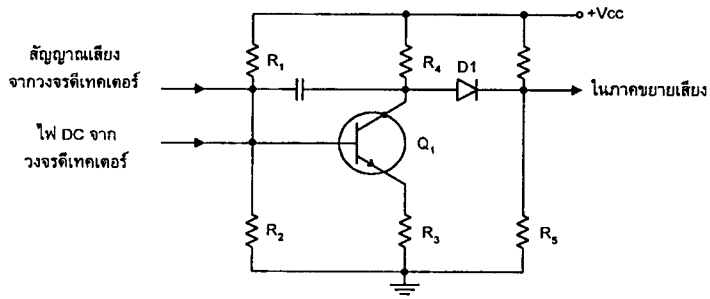


รูปที่ 2.36 วงจรลิมิตเตอร์จะขจัดสัญญาณรบกวนและการเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูดของสัญญาณ เอฟเอ็ม

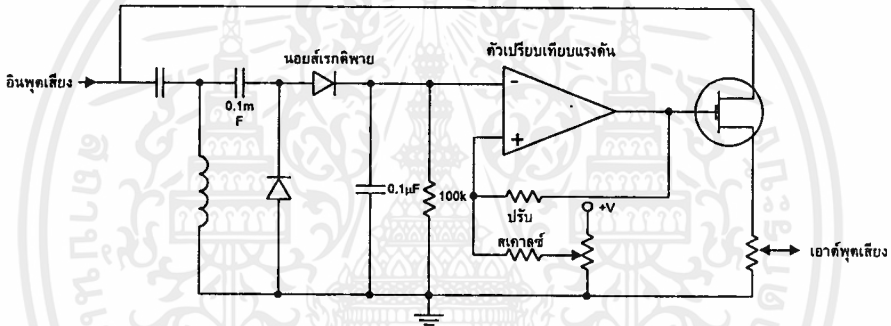
2.7.8 มิวต์หรือสquelch

ในเครื่องรับที่มีความไวสูงสัญญาณอินพุตที่สายอากาศจะถูกขยายให้แรงขึ้น เพื่อป้องกันวงจรดีเทคเตอร์ ในขณะที่ไม่มีสัญญาณ (ไม่มีพาหะ) ไฟ AGC ทำให้เครื่องรับมีอัตราขยายเต็มที่ เครื่องรับจึงขยายแต่สัญญาณรบกวนออกมา เสียงซู่ของสัญญาณรบกวนที่ออกมาจะสร้างความรำคาญต่อผู้ใช้วิทยุ การกำจัดเสียงซู่นี้เราใช้วงจรสquelch หรือมิวต์ (Mute) วงจรตัดเสียงซู่มีหลายชนิด ในรูปที่ 2.41 ใช้แรงดัน DC มาเปิดเปิดวงจรขยายเสียง แรงดัน DC ดังกล่าวจะมีค่าสัดส่วนผกผันกับความแรงของสัญญาณพาหะที่ป้อนให้แก่วงจรสวิทช์ Q_1 เมื่อสัญญาณมีความแรง แรงดัน DC จะทำให้ Q_1 OFF แรงดันคอลเลคเตอร์สูงขึ้น ไดโอด D_1 จะนำกระแสสัญญาณเสียงจะผ่านเข้าไปในวงจรขยายได้ ถ้าหากพาหะเป็นศูนย์ Q_1 จะ ON ทำให้ไดโอด D_1 หยุดนำกระแสเปรียบเสมือนเปิดวงจร สัญญาณรบกวนจึงถูกสกัดกั้นมิให้ไปขยายออกลำโพง

ในรูปที่ 2.37 แสดงหลักการการทำงานของวงจรสquelch อีกชนิดหนึ่งซึ่งนิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย เป็นวงจรสquelch แบบใช้สัญญาณรบกวนบังคับ ขบวนการขั้นต้น คือ สัญญาณสัญญาณรบกวนที่ปะปนมากับสัญญาณเสียงจะถูกกรองออกจากสัญญาณเสียงและผ่านเรกติฟายเป็นไฟ DC แล้วป้อนเข้าไปเปรียบเทียบกับระดับอ้างอิงปรับได้ที่วงจรเปรียบเทียบแล้วนำไปบังคับสวิทช์ให้เปิด-ปิดเส้นทางของสัญญาณเสียงที่จะออกไปขยาย



รูปที่ 2.37 วงจรสควเอลซ์แบบใช้พาหะบังคับ



รูปที่ 2.38 วงจรสควเอลซ์ของเครื่องรับ FM แบบใช้สัญญาณรบกวนบังคับ

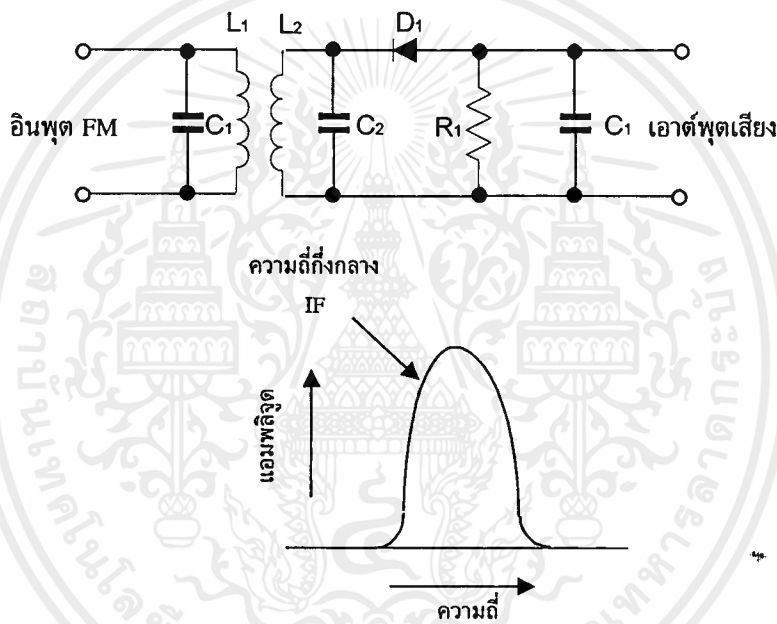
2.7.9 วงจรดีเทคเตอร์

สโบลคิเทคเตอร์วงจรดีเทคเตอร์เอฟเอ็ม ที่ง่ายที่สุดเรียกว่าวงจรสโบลคิเทคเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.39 (ก) จะใช้วงจรเรโซแนนซ์ 2 ชุด คือ L_1L_2 กับ L_2C_2 โดยจูนให้การตอบสนองความถี่มีลักษณะเป็นเส้นโค้ง ตามรูปที่ 2.39 (ข) จะเห็นว่าการจูนของเส้นโค้งไม่ได้ จูนความถี่กลางไว้ที่ยอดของเส้นโค้ง แต่ความถี่กลางจะอยู่ในส่วนไหล่ลาดหรือสโบลคิของเส้นโค้ง

สมมุติว่าสัญญาณอินพุตไอเอฟ เป็นความถี่กลางที่ป้อนเข้ามา สัญญาณเอาต์พุตจะมีแอมพลิจูดอยู่ที่ค่าเฉลี่ยเมื่อผ่านการดีเทคที่ไดโอด D_1 ถ้าสัญญาณไอเอฟมีความถี่สูงขึ้นดูจากรูปที่ 2.40 จะมีลักษณะเป็นเส้นโค้ง เมื่อสัญญาณ ไอเอฟมีความถี่ต่ำลง แอมพลิจูดที่ป้อนให้ไดโอดและดีเทคเตอร์ออกมา จะเป็นสัญญาณที่มีค่าน้อยลง สรุปได้ว่าเมื่อความถี่ของสัญญาณไอเอฟ เปลี่ยนแปลงเป็นสัญญาณเอฟเอ็มเอาต์พุตที่ได้จะมีการเปลี่ยนแปลงตามความถี่

การตีเทควิธีนี้เสมือนเปลี่ยนสัญญาณเอฟเอ็ม ให้เป็นสัญญาณเอเอ็มเสียก่อนแล้วจึงตีเทคสัญญาณ เอเอ็มด้วยตีเทคเตอร์ซึ่งใช้ไดโอดธรรมดา

วิธีมอดแบบนี้จะต้องพิจารณาจากเส้นผลตอบสนองความถี่ของวงจรขยายไอเอฟ ก่อนหน้าวงจรสโอบตีเทคเตอร์ด้วย ปกติแล้วการจูนเบี่ยงไปจากความถี่เรโซแนนซ์ทำให้อัตราการขยายของภาครับไม่เต็มทีเพราะไม่ได้จูนที่ยอดของสัญญาณ นอกจากนี้ความเป็นลิเนียร์ของส่วนลาด ของเส้นโค้งในการเปลี่ยนจากสัญญาณเอฟเอ็ม เป็นเอเอ็มไม่ค่อยจะเป็นเส้นตรงวงจรชนิดนี้จึงไม่ค่อยได้รับความนิยม



รูปที่ 2.39 วงจรสโอบตีเทคเตอร์และผลตอบสนองของวงจร

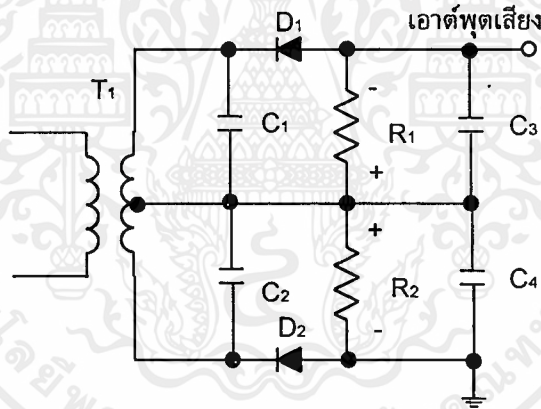
2 ตีเทคเตอร์ชนิดดับเบิลจูน (Double-Tuned Detector) วงจรตีเทคเตอร์ชนิดนี้ประกอบด้วยวงจรจูน 2 ชุดเช่นกัน ดังรูปที่ 2.17 ขดทุติยภูมิของหม้อแปลง T_1 จะแยกเป็น 2 ชุด ขดที่อยู่เหนือจุดกึ่งกลางจะจูนกับ C_1 ให้ความถี่เรโซแนนซ์สูงกว่าความถี่ไอเอฟ เล็กน้อยส่วนขดที่อยู่ใต้จุดกึ่งกลางจะจูนกับ C_2 ให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต่ำกว่าความถี่ ไอเอฟเล็กน้อย

ถ้าสัญญาณ ไอเอฟมีความถี่สูงกว่าความถี่กึ่งกลาง สัญญาณจะเข้าใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรจูนชุดบน ฉะนั้น สัญญาณในวงจรชุดบนจะมีค่ามาก ไดโอด D_1 ก็จะนำกระแสมาก

ถ้าสัญญาณ ไอเอฟมีความถี่สูงกว่าความถี่กลาง สัญญาณจะเข้าใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรขนาน จะนั้นสัญญาณในวงจรขนานจะมีค่ามากไดโอด D_1 ก็จะนำกระแสมากกว่าและจะทำให้แรงดันคร่อม D_1 มากกว่า D_2 ทำให้แรงดันคร่อม R_1 ซึ่งเป็นเอาต์พุตมีค่าเป็นลบเพราะแรงดันตกคร่อม R_1 ที่เป็นลบมีค่ามากกว่าแรงดันที่คร่อม R_2 ซึ่งเป็นบวก

เมื่อคลื่นพาห้มีความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่กลาง สัญญาณจะเข้าใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรขนานต่ำกว่าไดโอด D_2 จะรับสัญญาณมากกว่า D_1 , D_2 จึงนำกระแสมากกว่า D_1 ทำให้แรงดันคร่อม R_2 เป็นบวกเทียบกับกราวด์มีค่ามากกว่าแรงดันคร่อม R_1 ผลลัพธ์จึงได้แรงดันค่าบวก

ข้อเสียของวงจรชนิดนี้ คือ การจูนวงจรเรโซแนนซ์ทั้งสองชุดจะต้องสัมพันธ์กันและต้องเที่ยงตรง ถ้าหากวงจรชุดใดชุดหนึ่งมีความผิดเพี้ยนเล็กน้อยสัญญาณเสียงจะผิดเพี้ยนไปมากทำให้การปรับจูนทำได้ยาก



รูปที่ 2.40 ดีเทคเตอร์ชนิดดับเบิลจูน

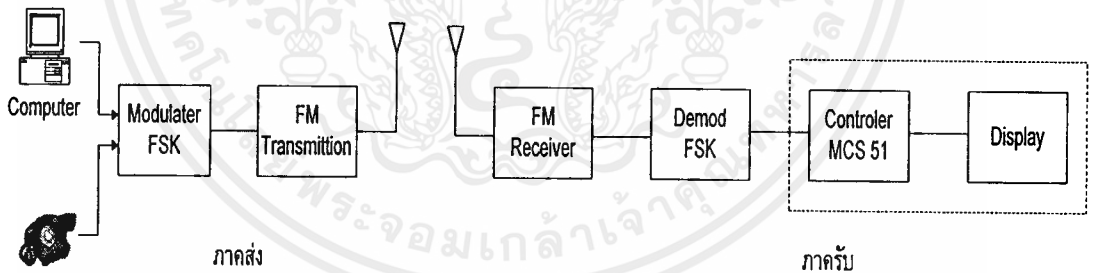
บทที่ 3

การออกแบบ การสร้าง และการทำงาน

3.1 หลักการออกแบบ

การออกแบบระบบการส่งข้อมูลของวิทยุติดตามตัวภายในสำนักงานนี้ เป็นการนำข้อมูลจากไมโครคอมพิวเตอร์ มาทำการมอดูเลตแบบเอฟเอสเค แล้วส่งออกอากาศโดยระบบเอฟเอ็มธรรมดาทั่วไปซึ่งใช้ความถี่คลื่นพาห้ที่ความถี่ 106.5 เมกะเฮิร์ตซ์ สำหรับทางด้านเครื่องรับก็จะใช้เครื่องรับวิทยุเอฟเอ็มธรรมดาทั่วไปปรับสัญญาณออกมาแล้วนำมาดิมอดูเลตแบบ เอฟเอสเค ออกมาเป็นสัญญาณไบนารีข้อมูลข่าวสาร แล้วนำไปเข้าวงจรประมวลผลโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS 51 แสดงผลที่จอ LED ต่อไป ซึ่งในโครงการนี้ประกอบไปด้วย 2 ระบบใหญ่ๆ คือ

1. ระบบส่งข้อมูล
2. ระบบรับข้อมูล



รูปที่ 3.1 ผังการทำงานของระบบส่งสัญญาณและการรับสัญญาณแบบเอฟเอ็ม

3.2 หลักการทำงานของระบบส่งข้อมูล

3.2.1 ระบบการส่งข้อมูลของคอมพิวเตอร์

ในส่วนของการทำงานส่งข้อมูล ข้อมูลข่าวสารจากคอมพิวเตอร์ เราจะทำการส่งโดยใช้คอมพอร์ทจากพอร์ท แบบอนุกรมที่นี้คือ 9 ขามาต่อเข้ากับ 9 ขาไปยังวงจรโมดูเลเตอร์ของวงจร เอฟเอสเค แล้วทำการส่งออกอากาศโดยเครื่องส่งเอฟเอ็ม ซึ่งการส่งผ่านข้อมูลสามารถทำการส่งโดยแบบอนุกรมอะซิงโครนัส (Asynchronous Data Transfer) เพราะว่าวิธีการแบบนี้ สัญญาณนาฬิกาของเครื่องส่งและเครื่องรับไม่จำเป็นต้องทำงานที่เฟสและความถี่เดียวกัน เครื่องรับและเครื่องส่งทำงานสัมพันธ์กันด้วยบิตพิเศษที่ถูกใส่เพิ่มเข้าไปในรหัสข้อมูลบิตที่ใส่เข้าไประหว่างการส่งนี้คือ บิตสตาร์ทบิตสตอป และพาริตีบิต ซึ่งบิตทั้ง 2 จะบอกให้ทางด้านรับทราบถึงการเริ่มของรหัสข้อมูลและการวางของรหัสข้อมูล



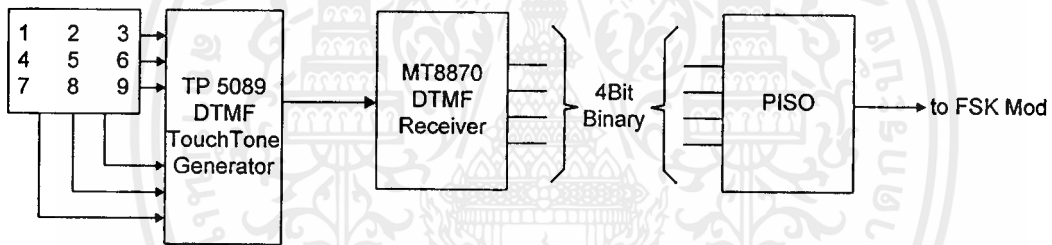
รูปที่ 3.2 รูปแบบการส่งข้อมูลแบบอนุกรม

สำหรับโปรโตคอลของการส่งข้อมูลอนุกรมแบบอะซิงโครนัส ข้อมูลแต่ละตัวอักษรที่ส่งไปมีกำหนดเวลาไม่แน่นอน ดังนั้นหลักการของโปรโตคอลชนิดนี้จึงต้องมีการรีซิงโครไนซ์ (Resynchronization) ระหว่างตัวอักษรด้วย โดยหลักการของการรีซิงค์โคไนซ์ คือ ความแตกต่างของสัญญาณนาฬิการะหว่างด้านส่งและด้านรับจะมีได้ไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งหมายความว่าหลังจากที่ทางด้านส่งๆ ข้อมูลไปแล้ว 10 บิต โดยสมมุติให้ทางด้านส่งมีความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเร็วกว่าทางด้านรับทางด้านรับจะรับข้อมูลได้เกินมา 1 บิต คือ รับได้ 11 บิต ซึ่งก็หมายความว่าด้วยระยะเวลาของสัญญาณนาฬิกาเท่าๆ กัน ทางด้านส่งจะส่งข้อมูลได้จำนวนบิตมากกว่า ดังนั้นในบิตล็อกๆ หนึ่งของข้อมูลที่ส่งไปจึงมีการเพิ่มบิตเริ่มต้น และบิตหยุดรวมเข้าไปตรงหัว/ท้ายของข้อมูล โดยปกติบิตเริ่มต้นจะมีเพียงบิตเดียวในขณะที่บิตหยุดอาจจะ

2 บิต หรือ 3 บิตก็ได้ ส่วนบิตเริ่มต้นจะเป็นตัวบอกว่าข้อมูลเริ่มต้นตรงไหน โดยการส่งบิตเริ่มต้นโดยแทนด้วยสถานะสเปซ (Space State) หรือสัญญาณลอจิก 0 จำนวน 1 บิตไปก่อน

3.2.2 วงจรเข้าและถอดรหัสสัญญาณความถี่คู่

ในส่วนของการสร้างสัญญาณข้อมูลดิจิทัลจากแป้นกดโทรศัพท์นั้น โดยใช้ไอซีเบอร์ TP 5089 ซึ่งเป็น ไอซีสร้างสัญญาณ โทนอนออกมาเมื่อมีการกดแป้นตัวเลขต่างๆ ซึ่งมีหลัก (Colum) และแถว (Row) ตัดกันภายในตัวเองแล้วทำให้ได้ความถี่ต่างๆ ออกมาแล้วมาผ่าน วงจรถอดรหัสโดยใช้ไอซีเบอร์ MT 8870 ซึ่งจะถอดรหัสสัญญาณ โทนอนให้เป็นรหัส BCD 4 บิต ขนานออกมา จึงจำเป็นต้องนำมาเข้าวงจรแปลงขนานเป็นอนุกรม (PISO) มาใช้เพื่อนำข้อมูลที่ จัดเรียงเป็นอนุกรมออกไปใช้งานต่อไป



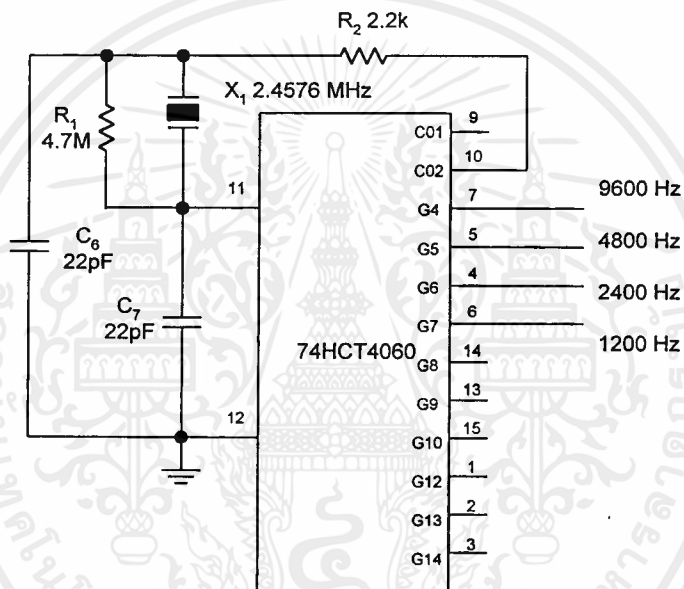
รูปที่ 3.3 ผังการทำงานการสร้างสัญญาณ DTMF จากโทรศัพท์

1. ภาคถอดรหัส

ความถี่ของสัญญาณความถี่คู่ ที่ถูกกรองเรียบเรียบร้อยแล้วจะผ่านเข้าวงจรถอดรหัสความถี่ ออกเป็นตัวเลขโดยใช้เทคนิคการนับแบบดิจิทัล และมีการตรวจสอบความถี่ที่เข้ามาว่าเป็น ความถี่มาตรฐานของสัญญาณความถี่คู่ หรือไม่ เพื่อป้องกันความถี่อื่นเข้ามาผสม เมื่อตรวจสอบว่าความถี่นั้นถูกต้อง สัญญาณที่ขา Est (early steering) ก็จะไปแอกทีฟสำหรับค่าที่ถอดรหัส ได้จากความถี่ต่างๆ นั้นแสดงในรูปที่ 3.3

2. ภาคตรวจสอบสัญญาณ

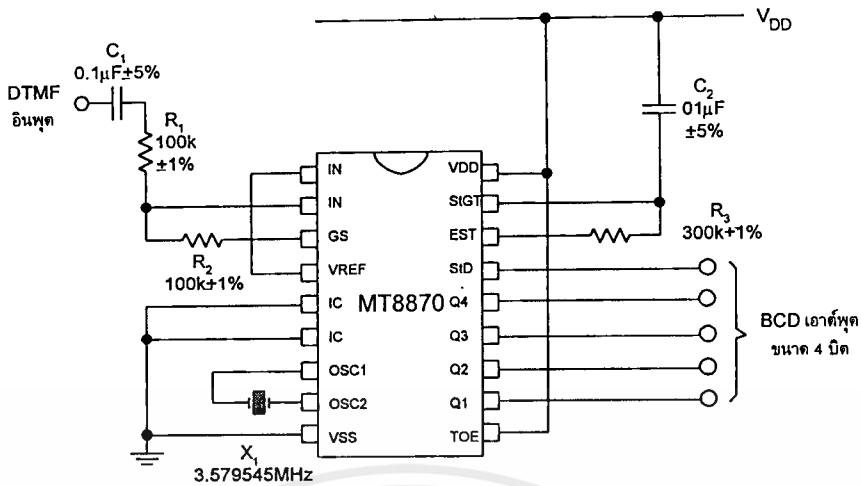
ก่อนที่จะมีการถอดรหัสความถี่ออกไปที่เอาต์พุต จะมีการตรวจสอบช่วงความถี่ที่เข้ามาว่ามีระยะเวลาตามที่กำหนดหรือไม่ โดยสังเกตจากระยะเวลาการกดปุ่มให้มีความถี่ออกมาเป็นช่วงเวลาพอสมควรมิฉะนั้นวงจรส่วนนี้จะไม่รับ โดยถือว่าสัญญาณนั้นไม่ถูกต้อง ส่วนช่วงเวลายาวเท่าใดสามารถตั้งได้โดยใช้ RC ต่อภายนอก สัญญาณที่ขา Est จะเป็น “High” นานใกล้เคียงกับระยะเวลาที่มีความถี่ของสัญญาณความถี่คู่ เข้ามา เมื่อขา Est เป็น “High” ทำให้ VC สูงขึ้นจนถึงค่าเทรชโฮลด์ วงจรถอดรหัส จึงถอดรหัสออกเป็นตัวเลขขนาด 4 บิต



รูปที่ 3.4 การต่อวงจรผลิตความถี่

3. ภาคขยายสัญญาณความแตกต่าง

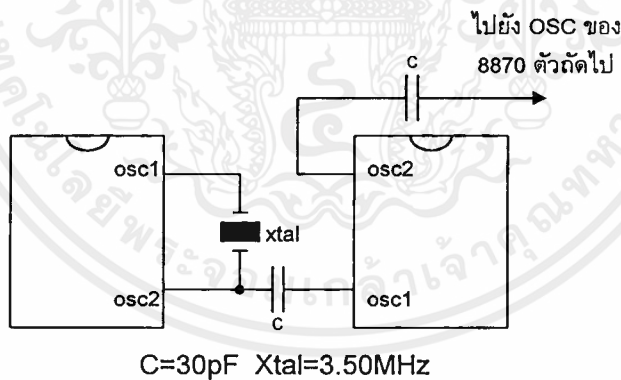
วงจรถ่ายสัญญาณของ MT8870 เป็นภาคขยายออปแอมป์ที่สามารถปรับอัตราขยายโดยต่อวงจรภายนอกเพิ่มเข้าไปกับอินพุต ซึ่งสามารถคำนวณอัตราขยายความแตกต่างของอินพุตและอิมพีแดนซ์ได้อีกด้วย



รูปที่ 3.5 วงจรใช้งานเบื้องต้นของ MT8870

4. ภาคกำเนิดความถี่

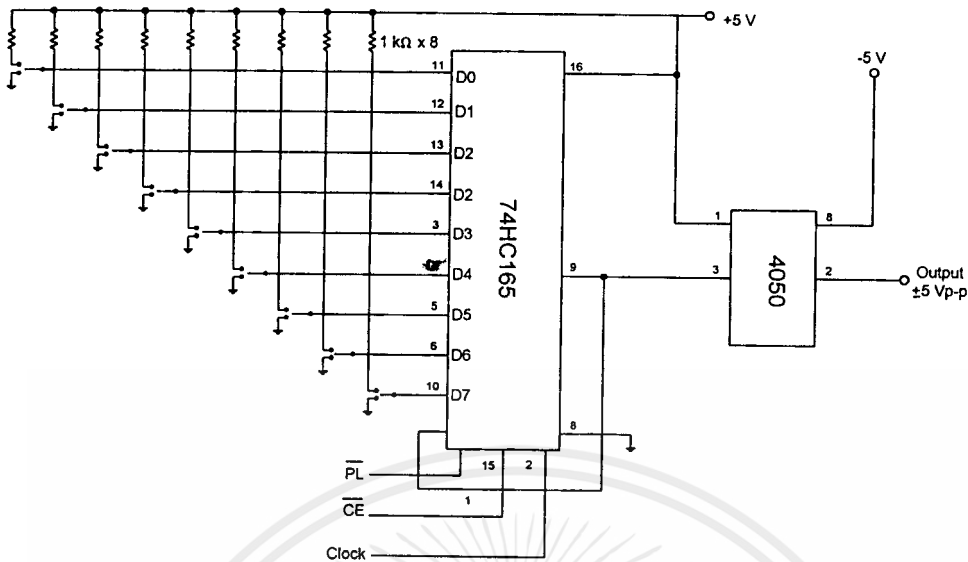
ในภาคนี้ภายในไอซีจะมีวงจรเวลาอยู่ภายใน เพียงต่อคริสตอลขนาด 3.58 เมกะเฮิร์ตซ์ ก็สามารถใช้งานได้ทันการต่อวงจรกำเนิดความถี่แสดงในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 การต่อวงจรผลิตความถี่

3.2.3 การแปลงข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรม (PISO)

ในส่วนของวงจรแปลงข้อมูลแบบขนานเป็นอนุกรมจะใช้ไอซีเบอร์ 74HC165 ต่อร่วมกับไอซีเบอร์ 4050 เพื่อปรับระดับแรงดันของข้อมูลให้มีทั้งค่าบวกและลบดังรูปที่ 3.7

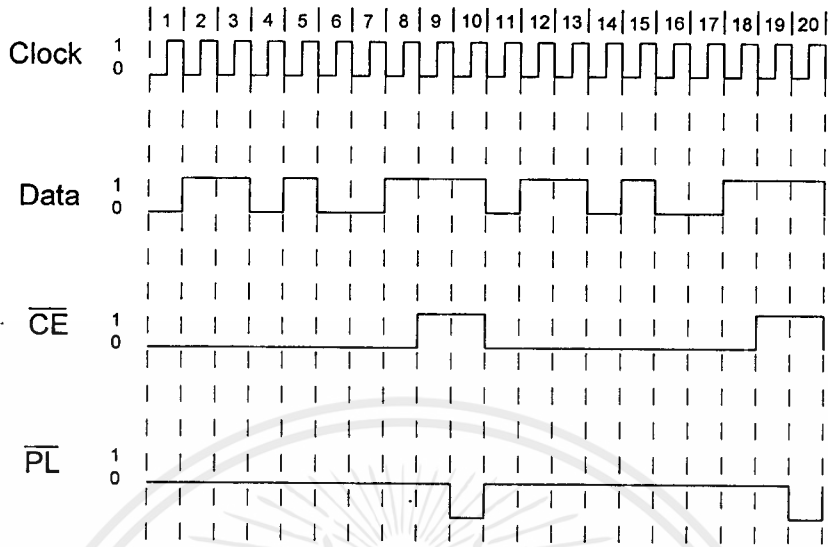


รูปที่ 3.7 วงจรแปลงข้อมูลแบบขนานเป็นอนุกรม

โดยการทำงานของ 74HC165 พิจารณาได้จากตารางที่ 3.1. ในการทดลองนี้จะออกแบบให้ทำการส่งข้อมูลจำนวน 8 บิต แล้วเว้นระยะเวลาช่วงหนึ่งก่อนจะทำการส่งข้อมูลเดิมต่อไปจึงมีความจำเป็นต้องกำหนดสถานะของ CE และ PL ตามผังการทำงานทางเวลาในรูปที่ 3.8

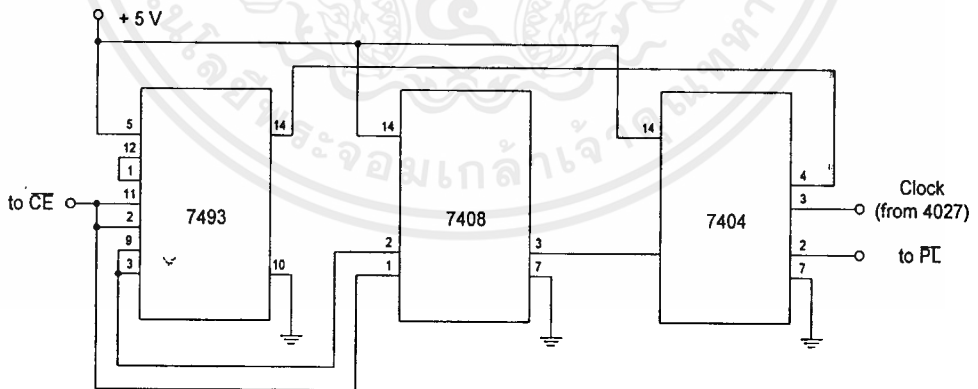
ตารางที่ 3.1 ตารางความจริงของ 74HC165

โหมดการทำงาน	อินพุต					รีจิสเตอร์ Qn		เอาต์พุต	
	PL	CE	CP	DS	D0-D7	Q0	Q1-Q6	Q7	$\overline{Q7}$
การโหลดข้อมูลแบบขนาน	L	X	X	X	L	L	L-L	L	H
	L	X	X	X	H	H	H-H	H	L
การเลื่อนข้อมูลแบบอนุกรม	H	L		l	X	L	q0-q5	q6	$\overline{q6}$
	H	L		h	X	H	q0-q5	q6	$\overline{q6}$
การคงสถานะเดิม	H	H	X	X	X	q0	q1-q6	q7	$\overline{q7}$



รูปที่ 3.8 ไคอะแกรมเวลาควบคุมการทำงานของ 74HC165

จากผังการทำงานทางเวลาสามารถนำมาออกแบบวงจรควบคุม ซึ่งสร้างสัญญาณป้อนให้แก่ CE และ PL เพื่อควบคุมการทำงานของ 74HC165 ได้ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรควบคุมการทำงานของ 74HC165

3.2.4 วงจรมอดูเลตทางความถี่ในระบบดิจิทัล (FSK)

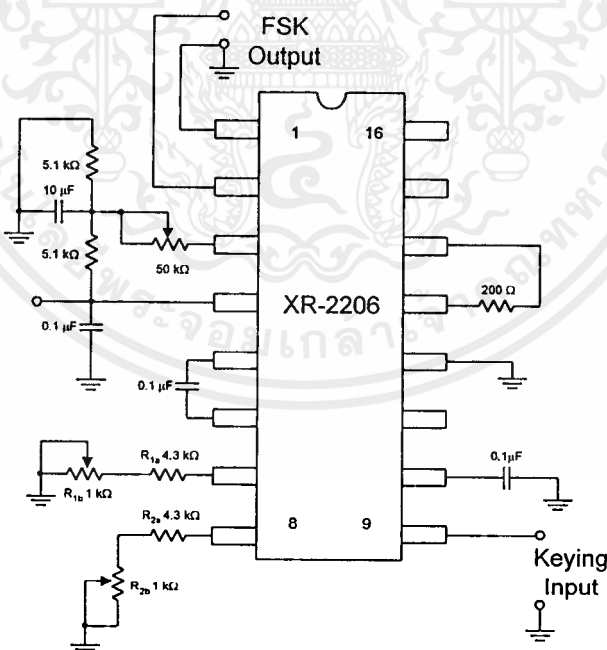
1. วงจรมอดูเลตแบบ FSK

วงจรที่ใช้สำหรับการมอดูเลตแบบเฟสเคจะใช้ไอซีเบอร์เดียวกับวงจรมอดูเลตแบบเฟเอ็ม คือ XR-2206 ซึ่งสามารถใช้เป็นวงจรมอดูเลตแบบเฟสเคด้วย การออกแบบวงจรมอดูเลตแบบเฟสเค สำหรับการทดลองนี้ จะเลือกค่าอัตราบอด, ความถี่มาร์ค และความถี่สเปซตามมาตรฐาน V 21 ของ CCITT คืออัตราบอดเท่ากับ 300 บิตต่อวินาทีความถี่มาร์ค (F_m) เท่ากับ 2,025 เฮิร์ตซ์ ความถี่สเปซ (F_s) เท่ากับ 2,225 เฮิร์ตซ์

รูปที่ 3.10 แสดงวงจรที่ใช้สำหรับการมอดูเลตแบบเฟสเค ซึ่งมีอุปกรณ์ที่ไม่ได้กำหนดค่าไว้ คือตัวต้านทาน R_1, R_2 และตัวเก็บประจุ C ซึ่งเราสามารถคำนวณหาค่า R_1, R_2 และ C ได้จาก

$$F_m = 1 / R_1 C \quad (3.1)$$

$$F_s = 1 / R_2 C \quad (3.2)$$



รูปที่ 3.10 วงจรมอดูเลตแบบ FSK

ดังนั้นจากค่า F_m และ F_s ที่เลือกไว้เราสามารถคำนวณหาค่า R_1 และ R_2 ได้โดยเลือกใช้ค่า

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

$$R_1 = F_m / C = 2025 / 0.1 = 4.94 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = F_s / C = 2225 / 0.1 = 4.49 \text{ k}\Omega$$

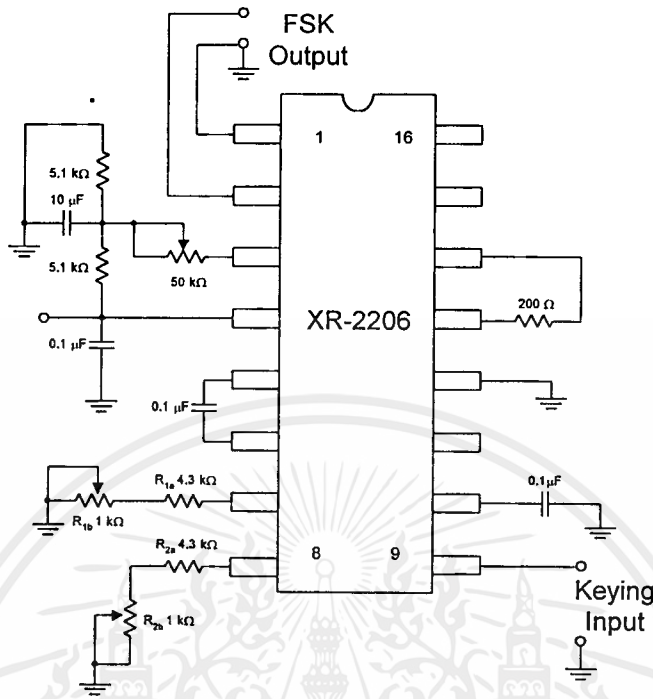
2. การสร้างวงจรมอดูเลตแบบ FSK

จากค่า R_1 และ R_2 ที่คำนวณได้ จะเลือกใช้ตัวต้านทานแบบค่าคงที่ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ โดยควรเลือกใช้ชนิดที่ปรับค่าแบบละเอียดเพื่อให้มีค่าความต้านทานใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณมากที่สุด ส่วนตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรชนิดนี้ไม่มีขั้วควรจะใช้ตัวเก็บประจุชนิดไมลาร์

ในการสร้างวงจรจะต้องทำการปรับแต่งวงจรให้ได้ความถี่มาร์ค และความถี่สเปซตรงกับค่าที่ได้กำหนดไว้ในการออกแบบ ซึ่งเราสามารถทำการปรับแต่งได้โดยกรณีปรับความถี่มาร์คให้ปลด R_2 ออกจากวงจรและป้อนสัญญาณดิจิทัลเข้าที่อินพุต จากนั้นวัดสัญญาณที่เอาต์พุต ซึ่งจะต้องเป็นสัญญาณคลื่นไซน์ที่มีความถี่มาร์ค โดยสามารถที่จะปรับความถี่ให้เท่ากับความถี่มาร์คได้ที่ R_1 กรณีปรับความถี่สเปซปลด R_1 ออกและทำเช่นเดียวกับการปรับความถี่มาร์ค ซึ่งความถี่สเปซนี้จะปรับได้ที่ตัวต้านทาน R_2

3.2.5 วงจรภาคส่งสัญญาณ FM

วงจรเครื่องส่งสัญญาณย่านความถี่วิทยุ ใช้ความถี่เป็นสื่อกลางที่ให้สัญญาณไปยังภาครับของเครื่องรับสัญญาณ โดยในชุดทดลองนี้ใช้ย่านความถี่เอฟเอ็มทำให้การส่งไม่ต้องใช้สายโคแอกเซียล



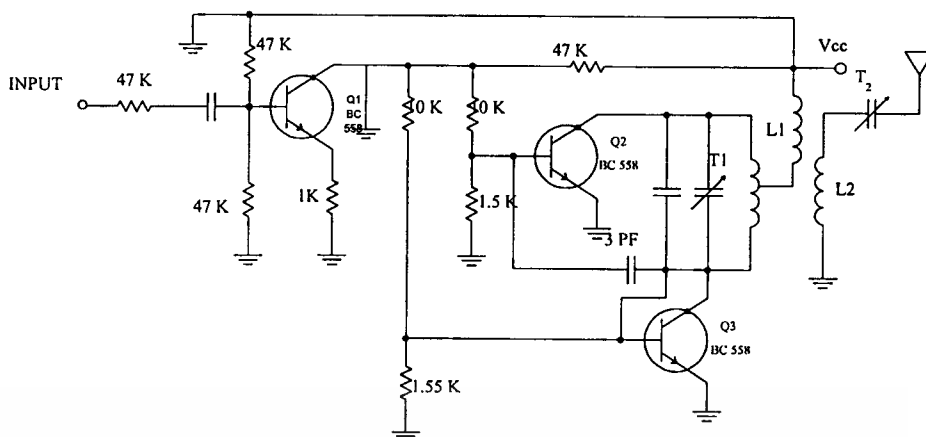
รูปที่ 3.11 วงจรมอดูเลตแบบ FSK ที่ใช้งานจริง

1. การออกแบบวงจรเครื่องส่งสัญญาณย่านความถี่วิทยุ

การออกแบบวงจรเครื่องส่งสัญญาณย่านความถี่วิทยุ นั้นสามารถ ที่ใช้งานจริง แสดงดังรูป 3.12 โดยใช้ทรานซิสเตอร์ BC 558 ซึ่ง Q1 ทำหน้าที่ขยายสัญญาณข่าวสาร แล้วส่งต่อไปที่ Q2 เพื่อรวมสัญญาณ ส่วน Q2 ทำหน้าที่เป็นตัวผสมสัญญาณระหว่าง สัญญาณข่าวสาร กับสัญญาณที่ผลิตขึ้นมา และ Q3 ทำหน้าที่ร่วมกับ L1 ทิมเมอร์ T1 เป็นตัวกำเนิดความถี่ที่ใช้ในการส่ง โดยส่งผ่าน L2 ทิมเมอร์ T2 เป็นตัวปรับความแรงของสัญญาณที่ส่ง

2. การสร้างวงจรเครื่องส่งสัญญาณย่านความถี่วิทยุ

จากการออกแบบเครื่องส่งสัญญาณย่านความถี่วิทยุเอฟเอ็ม วงจรที่ใช้งานจริงแสดงดังรูปที่ 3.6 โดย RFC (Radio Frequency Chock) เป็นการนำเอาความต้านทานขนาดทนกำลังไฟฟ้าได้ 1/2 วัตต์ ค่าประมาณ 1 เมกกะเฮิรตซ์ ขึ้น ไปพันด้วยเส้นลวดรอบความต้านทานนี้

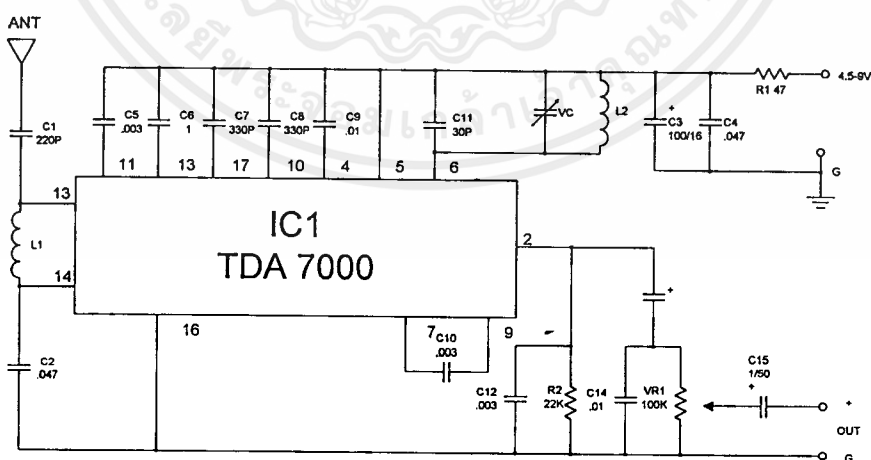


รูปที่ 3.12 วงจรเครื่องส่งสัญญาณย่านความถี่วิทยุเอฟเอ็ม

3.3 หลักการทำงานของวงจรในระบบรับข้อมูล

ในภาครับสัญญาณจะใช้วงจรรับเอฟเอ็มธรรมดาเป็นตัวรับสัญญาณและผ่านวงจรคิมอคูเลตแบบ FSK เพื่อตีเทคสัญญาณคลื่นพาห่ออกแล้วนำเอาสัญญาณข้อมูลที่ได้มาแสดงผลโดยผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS - 51 เป็นตัวควบคุมการแสดงผล

3.3.1 วงจรภาครับสัญญาณ FM

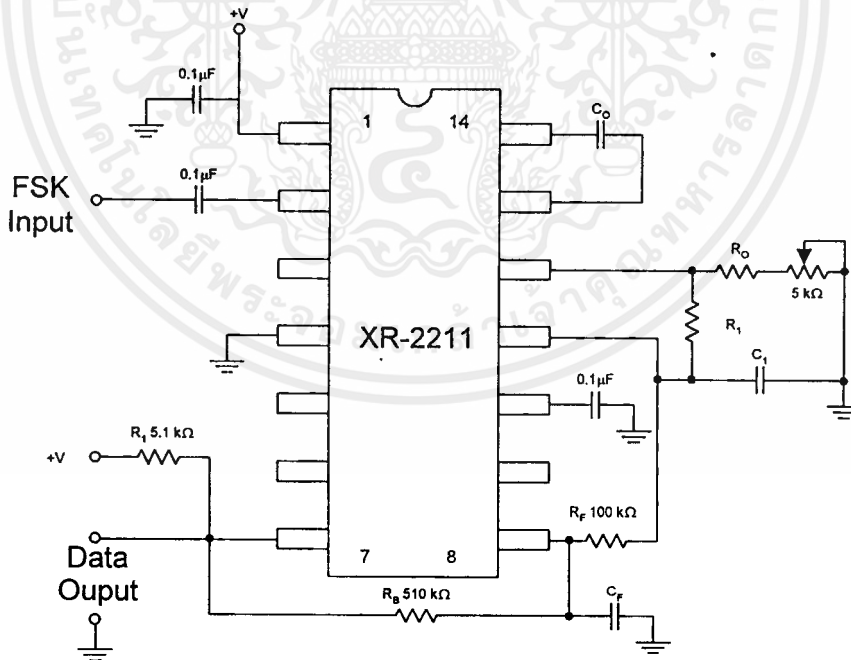


รูปที่ 3.13 วงจรจูนเนอร์เอฟเอ็ม

การทำงานของวงจร

วงจรเครื่องรับวิทยุซึ่งมีหน้าที่รับสัญญาณสถานีวิทยุส่งคลื่นอากาศในวงจรนี้ได้อาศัย ไอซีเบอร์ TDA 7000 ทำหน้าที่เป็นภาครับของวิทยุเอฟเอ็ม ภายในของไอซีเบอร์นี้ประกอบด้วยภาคโลคอลออสซิลเลเตอร์มิกเซอร์ ภาคขยายไอเอฟควอดคราเจอร์ ดีเทคเตอร์ ภาคมอดูเลเตอร์จากรูปสัญญาณความถี่วิทยุจากเสาอากาศจะผ่าน C1 ไปเข้าวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ L1 เข้าขา 13 และขา 14 และ C2 จะทำหน้าที่คัปปลิ่ง C5 ถึง C10 จะทำหน้าที่ฟิลเตอร์ให้กับวงจรขยายและวงจรมอดูเลเตอร์ขา 6 ของ IC จะเป็นขาสำหรับจูนหาสถานีซึ่งมี C11, L2 และ V4 จะทำหน้าที่ปรับแต่งและจูนหาสถานีตามต้องการขา 16 จะต่อรับไฟลบขา 5 จะต่อรับไฟบวก โดยผ่านทาง R1 ส่วน C3 จะหน้าที่ฟิลเตอร์ C4 จะทำหน้าที่บายพาสลงกราวด์ขา 2 จะเป็นขาเอาต์พุต R2 และ C12 จะทำหน้าที่ดีเอ็มฟาซิสของสัญญาณเสียงผ่าน C13 ผ่าน VR1 ซึ่งจะทำให้หน้าที่เร่ง และทรีเสียงผ่าน C15 มาที่จุดเอาต์พุตซึ่งที่จุดเอาต์พุตนี้จะต่อไปเข้าวงจรขยายเสียง

3.3.2 การสร้างวงจรมอดูเลเตอร์สัญญาณ FSK



รูปที่ 3.14 วงจรมอดูเลตสัญญาณ เอฟเอสเค

อุปกรณ์ที่ไม่ทราบค่าสามารถคำนวณค่าได้จากสูตรต่อไปนี้

$$C_0 = 1/R_0 F_0 \quad (3.3)$$

โดยที่ F_0 คือ ความถี่กลางของ VCO ซึ่งหาได้จาก

$$F_0 = (F_m + F_s)/2 \quad (3.4)$$

$$R_1 = R_0 [F_0 / (F_m - F_s)] \quad (3.5)$$

$$C_1 = C_0/4 \quad (3.6)$$

สมการ (3.4) กรณีรูปแฉกมีค่าเท่ากับ 0.5

$$C_F \approx 3/(\text{Baud rate}) \mu\text{F} \quad (3.7)$$

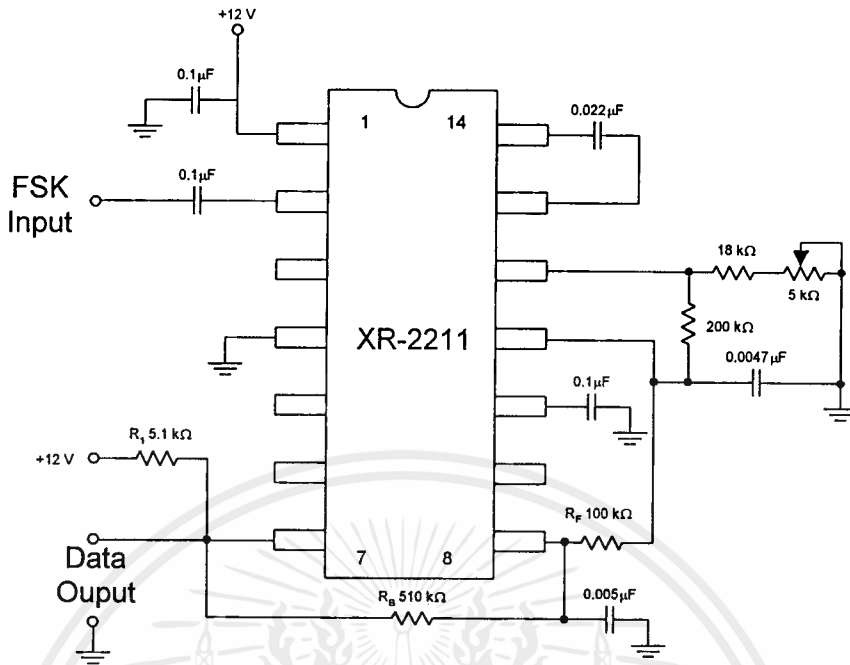
สมการที่ (3.6) สำหรับค่า $R_F = 100 \text{ k}\Omega$ และค่า $R_B = 510 \text{ k}\Omega$

ในค่าซีตของ XR-2211 ได้กำหนดค่าอุปกรณ์เหล่านี้ สำหรับอัตราบอด 300 bps, F_m เท่ากับ 2,025 เฮิร์ตซ์ และ $F_s = 2,225$ เฮิร์ตซ์ ไว้แล้ว ซึ่งได้ค่าต่างๆ ดังนี้

$$R_0 = 18 \text{ k}\Omega, R_1 = 200 \text{ k}\Omega, C_0 = 0.022 \mu\text{F}, C_1 = 0.0047 \mu\text{F}, C_F = 0.005 \mu\text{F}$$

ส่วนค่า R_F ใช้ค่า 100 K Ω เพื่อให้สอดคล้องกับสมการที่ (3.6)

จากการออกแบบจะได้วงจรสำหรับการคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค ดังรูปที่ 3.15. โดยค่า R_0 ในรูปที่ 3.14. จะเลือกใช้ค่าตัวต้านทานแบบคงที่อนุกรมกับตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ เพื่อให้เราสามารถที่จะปรับค่าความถี่กลางของ VCO ให้ตรงกับค่าที่ต้องการ



รูปที่ 3.15 วงจรคิมอคูเลตสัญญาณ FSK ที่ใช้งานจริง

3.3.3 การใช้งานของ (V-3155)

สำหรับในปริญญาณิพนธ์นี้จะใช้ MCS-51 เป็นตัวประมวลผลสัญญาณ เพื่อที่จะให้แสดงผลบนแผงแสดงผลแบบพลิกเหลว ซึ่งเป็นบอร์ด V-3155 โดยในบอร์ดนี้จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 80C51 เป็นหลัก แต่ก็สามารถใช้กับไมโครโปรเซสเซอร์แบบต่างๆ ในตระกูล MCS-51 ที่เป็นแบบ 40 ขา ได้ทั้งหมด เช่น 8032, 8751, 8752 ซึ่งทำให้ได้คุณสมบัติเป็นไปตามโครงสร้างของบอร์ดนั้นๆ ประกอบด้วย

- หน่วยความจำบนบอร์ด สามารถใช้ได้เป็นแบบ ROM (EPROM) สามารถเลือกเบอร์ต่างๆ ได้ตามต้องการ โดยใช้จัมเปอร์ที่อยู่ใต้ 74LS373 ซึ่งสามารถเลือกหน่วยความจำได้ตั้งแต่ 8 กิโลไบต์ ถึง 32 กิโลไบต์

- พอร์ตอนุกรม เป็นพอร์ตสื่อสารของบอร์ด V-3155 ซึ่งสามารถที่จะเลือกใช้หรือไม่ใช้ก็ได้ ถ้าต้องการใช้ให้เสียบชิพเบอร์ MAX 232 และใช้งานที่ขั้วต่อแบบ 3 ขา

- ระบบบัสและพอร์ต 8255 บอร์ด V-3155 จะใช้สัญญาณจากตัวไมโครโปรเซสเซอร์เป็นขนาด 40 ขา ซึ่งใช้สำหรับขยายระบบตามต้องการ สำหรับในบอร์ดนี้จะใช้ 8255 ทำหน้าที่เป็นพอร์ตอินพุต และเอาต์พุต มีตำแหน่งแอดเดรสดังนี้

ตารางที่ 3.2 ตำแหน่งแอดเดรสพอร์ตของไอซี 8255

USER PORT 1	แอดเดรส 0000H+8255	Offset Address actual
Part A	0000 H + 00 H	0000 H
Part B	0000 H + 01 H	0001 H
Part C	0000 H + 02 H	0002 H
Mod6 Port	0000 H + 03 H	0003 H

ใช้การที่จะทำให้ 8255 ทำงานนั้น จะต้องกำหนดโหมดพอร์ต ซึ่งโหมดพอร์ตนี้นี้สามารถเขียนได้เท่านั้น ไม่สามารถอ่านได้ แต่สำหรับโหมดเป็นโหมดที่ใช้งานได้สะดวกและง่าย

การทำงานของวงจร

สำหรับวงจรในรูป 3.25 เป็นผังวงจรของ V-3155 คือเมื่อมีสัญญาณเข้ามาจากคอมพิวเตอร์ ซึ่งออกจาก RS-232C มายังวงจรแปลงระดับสัญญาณซึ่งมีไอซีเบอร์ MAX 232 ทำหน้าที่เปลี่ยนระดับสัญญาณเข้ามาให้ลดลง ในส่วนของการประมวลผลจะใช้ไมโครโปรเซสเซอร์เบอร์ 8031 เป็นตัวประมวลผลสัญญาณ และไอซีเบอร์ 74H373 จะทำหน้าที่เป็นตัวเลือกข้อมูล และตำแหน่ง และส่งออกพอร์ตของ 8255

บทที่ 4

การทดลอง และผลการทดลอง

กล่าวนำ

บทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของการทดลอง โดยการทดลองส่งสัญญาณจากคอมพิวเตอร์ซึ่งเป็นการทดสอบประสิทธิภาพของเครื่องและการทดลองส่งสัญญาณโทรศัพท์ซึ่งเป็นการทดสอบอย่างหนึ่งของเครื่อง

4.1 การทดลองโดยส่งสัญญาณจากเครื่องคอมพิวเตอร์

ขั้นตอนการทดลอง

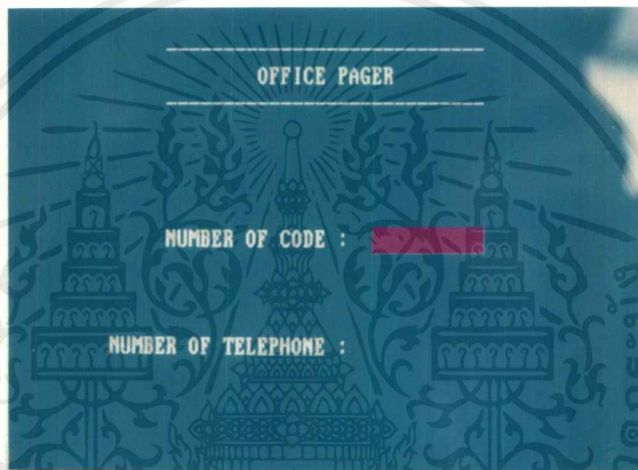
1. ทำการต่อสายจากเครื่องคอมพิวเตอร์เข้ากับทางเครื่องส่งของ OFFICE PAGER



รูปที่ 4.1 การต่อเครื่องคอมพิวเตอร์เข้ากับเครื่องส่ง

2. เลือกสวิทช์ตัดต่อระหว่างคอมพิวเตอร์กับโทรศัพท์ของเครื่องส่งไปที่คอมพิวเตอร์
3. ทำการส่งสัญญาณจากคอมพิวเตอร์เข้าเครื่องส่งโดยป้อนรหัสที่เป็นตัวเลข

4. เครื่องจะทำการส่งสัญญาณดังกล่าวโดยผ่านขั้นตอนการมอดูเลตทางความถี่ (FSK) และผ่านเข้าเครื่องส่งสัญญาณความถี่วิทยุซึ่งมีความถี่ที่ 145 เมกะเฮิรตซ์ ทำการส่งออกอากาศ
5. ทางด้านเครื่องรับจะมีสัญญาณเตือนให้ผู้ใช้รู้และให้ผู้ใช้กดปุ่มเพื่อยกเลิกเสียงเตือนนั้น แล้วข้อมูลก็จะปรากฏที่จอแสดงผล
6. ข้อความที่ปรากฏบนจอแสดงผลของเครื่องรับ จะมีหมายเลขตรงกันกับรหัสที่เรากดคีย์ที่คอมพิวเตอร์

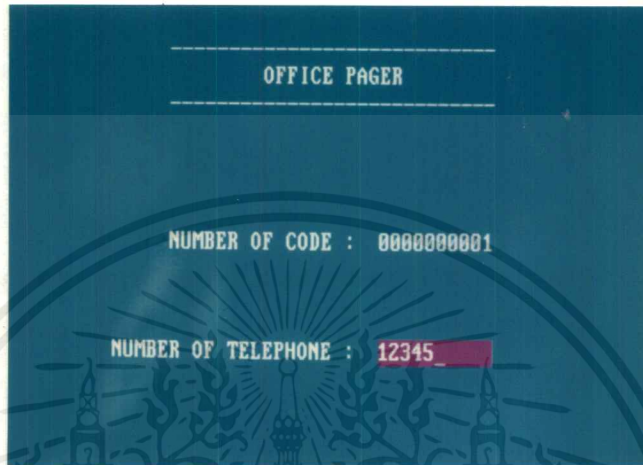


รูปที่ 4.2 หน้าจอรายการส่งของคอมพิวเตอร์



รูปที่ 4.3 สภาวะที่เครื่องรับไม่พร้อมรับข้อมูล

ต่อจากนั้นทำการป้อนข้อมูลทางหน้าจอของคอมพิวเตอร์ โดยจะป้อนจากรหัสของเครื่องรับก่อน ในที่นี้กำหนดเป็นรหัส 0000000001 แล้วตามด้วยข้อมูลที่ต้องการส่งซึ่งจะเป็นตัวเลขอะไรก็ได้ แต่ไม่เกิน 8 ตัว

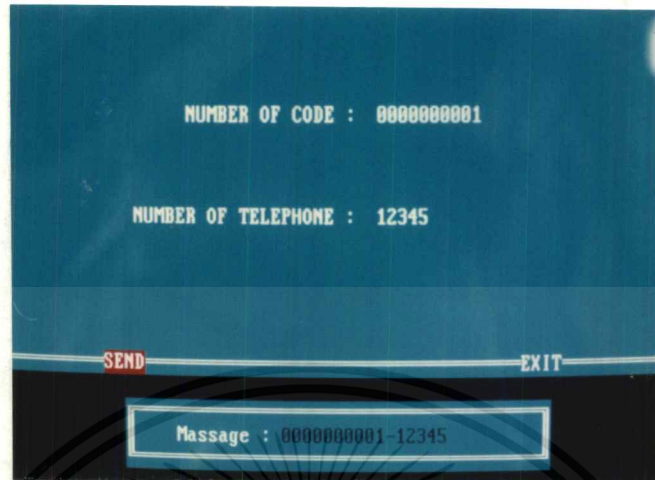


รูปที่ 4.4 การป้อนข้อมูลทางหน้าจอของคอมพิวเตอร์

เมื่อทำการป้อนข้อมูลที่ต้องการส่งแล้วก็ให้กดปุ่มตกลงเพื่อทำการส่งข้อมูลออกไปดังแสดงในรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 สภาวะที่เครื่องรับพร้อมรับข้อมูล



รูปที่ 4.6 การส่งข้อมูลออกจากเครื่องคอมพิวเตอร์



รูปที่ 4.7 เครื่องรับจะแสดงข้อความหลังจากการส่งข้อมูลจากเครื่องส่ง

4.2 การทดลองโดยส่งสัญญาณจากโทรศัพท์

ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อโทรศัพท์เข้ากับเครื่องส่ง
2. ทำการทดลองซ้ำเหมือนกันกับการส่งสัญญาณทางคอมพิวเตอร์
3. ทดลองเพิ่มระยะทางการส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 แสดงการต่อ โทรศัพท์เข้ากับเครื่องส่ง

ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองรับสัญญาณตามระยะทางต่างๆ

ระยะทาง (เมตร)	ความแรง สัญญาณ (dB)	การลดทอนของ สัญญาณ (dB)	ข้อความ
0	45	40	ถูกต้อง
10	35	20	ถูกต้อง
20	33	20	ถูกต้อง
30	31	20	ถูกต้อง
40	32	20	ถูกต้อง
50	34	0	ถูกต้อง
60	35	0	ถูกต้อง
70	33	0	-
80	36	0	-
90	34	0	-
100	34	0	-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปปัญหา แนวทางการแก้ปัญหา และพัฒนา

5.1 บทสรุป

การทำปฏิญานิพนธ์นี้ เพื่อเป็นการพัฒนาต่อจากปฏิญานิพนธ์เรื่องระบบวิทยุติดตามตัวย่าน VHF โดยได้ทำการสร้างเครื่องส่งที่สามารถเรียกวิทยุติดตามตัวได้ทั้งจากการใช้สัญญาณแถบความถี่คู่จากเครื่องโทรศัพท์ และสัญญาณจากคอมพิวเตอร์ แล้วแสดงผลทางจอโคโคดเปล่งแสง โดยมีเป้าหมายเพื่อใช้งานภายในสำนักงานเท่านั้น

สำหรับการทำปฏิญานิพนธ์นี้อาจนำไปเปรียบเทียบกับวิทยุติดตามตัวที่มีใช้กันอยู่ในปัจจุบัน แต่ทางคณะผู้จัดทำได้ทำขึ้นเพื่อเป็นแนวทางการพัฒนาการศึกษาต่อไป โดยคณะผู้จัดทำนั้นได้ศึกษาจากบทความในนิตยสารต่างๆ และจากปฏิญานิพนธ์ของรุ่นพี่ แล้วเก็บรวบรวมข้อมูลมาทำการทดลองเป็นวงจร เสร็จแล้วนำมาประกอบเป็นชิ้นงานตามที่วางวัตถุประสงค์ไว้

5.2 ปัญหา และแนวทางการแก้ปัญหา

ในการทำปฏิญานิพนธ์นี้ ได้มีปัญหาที่เกิดขึ้นขณะดำเนินงาน แต่คณะผู้จัดทำได้ทำการแก้ไขแล้ว โดยปัญหาที่เกิดขึ้นมีดังนี้

1. การออกแบบวงจรผลิตสัญญาณแถบความถี่คู่ ความถี่ที่ออกมาไม่แน่นอน ไม่ตรงกับค่าที่ภาคต่อรหัสจะสามารถถอดรหัสออกมาได้ จึงเปลี่ยนมาใช้เครื่องโทรศัพท์ซึ่งมีความถี่ที่แน่นอนกว่า

2. การออกแบบวงจรภาคคีมอคูเลตสัญญาณเอฟเอสเค ไม่สามารถทำการมอดูเลตสัญญาณไปนารีจากคอมพิวเตอร์ที่มีอัตราบอด 9,600 บิตต่อวินาทีได้ จึงทำการลดอัตราบอดลงมาที่ 600 บิตต่อวินาที

3. การออกแบบวงจรภาครับสัญญาณเอฟเอ็มยังไม่สามารถรับสัญญาณที่มีความละเอียดมากนัก จึงจำเป็นต้องมีการปรับแต่งอยู่เสมอ

4. ภาคขยายกำลังสัญญาณอาร์เอฟทางเครื่องรับยังมีสัญญาณต่ำ จึงจำเป็นต้องเพิ่มภาคขยายกำลังสัญญาณอาร์เอฟอีกที เพื่อให้วงจรภาคคิมมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเคสามารถคิมมอดูเลตสัญญาณได้อย่างถูกต้อง

5.3 แนวทางการพัฒนา

การปริยญาณิพนธ์นี้ ได้ใช้อุปกรณ์ที่มีขายทั่วไปตามท้องตลาด ซึ่งอาจมีค่าถูกค้ำงบ้าง ผิดผลลาคบ้าง จึงยังต้องมีการแก้ไขอยู่หลายประการพอสรุปได้ดังนี้

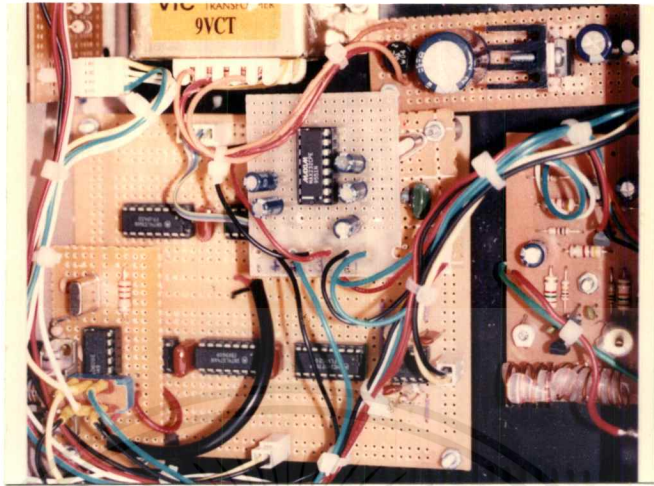
1. ต้องออกแบบวงจรภาคมอดูเลต และคิมมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค ให้สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้น
2. ออกแบบวงจรภาคส่งและรับสัญญาณให้มีความถี่ที่สูงมากกว่านี้
3. ออกแบบการจัดและวางอุปกรณ์ให้มีขนาดเล็กลง
4. เปลี่ยนหน้าจอสแสดงผลจากไคโอดเปล่งแสง 7 ส่วน เป็นจอสแสดงผลแบบผลึกเหลว



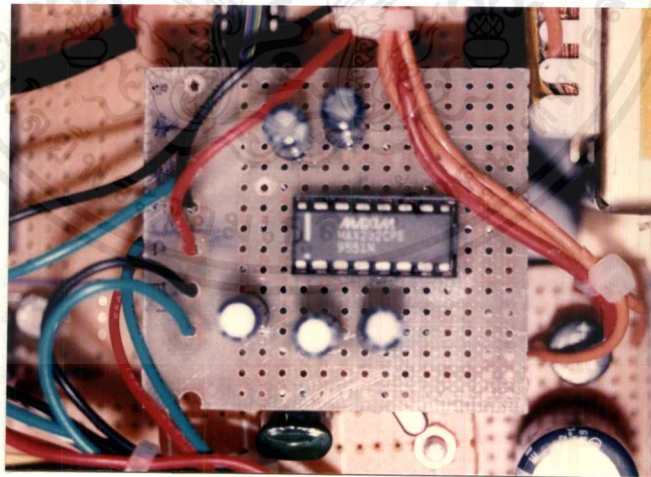
ภาคผนวก ก.

รูปเครื่องต้นแบบในปฏิญญาฯ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

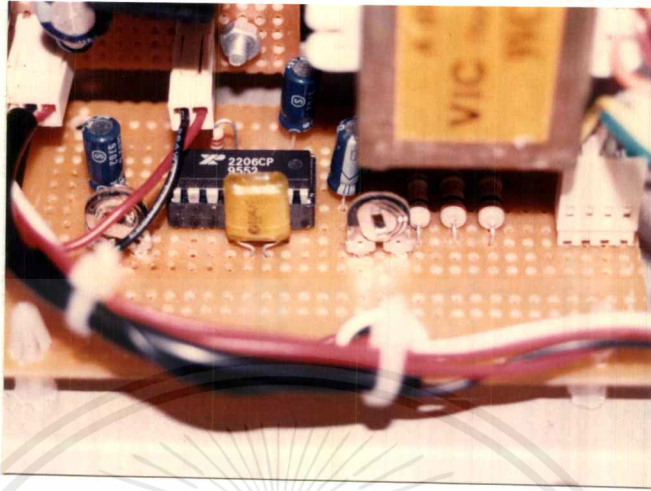


การวางอุปกรณ์ทางด้านเครื่องส่ง

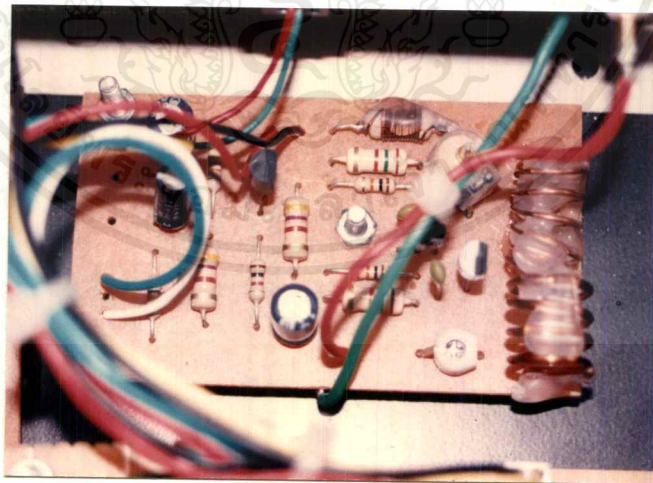


ภาคแปลงสัญญาณมาตรฐาน RS-232

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

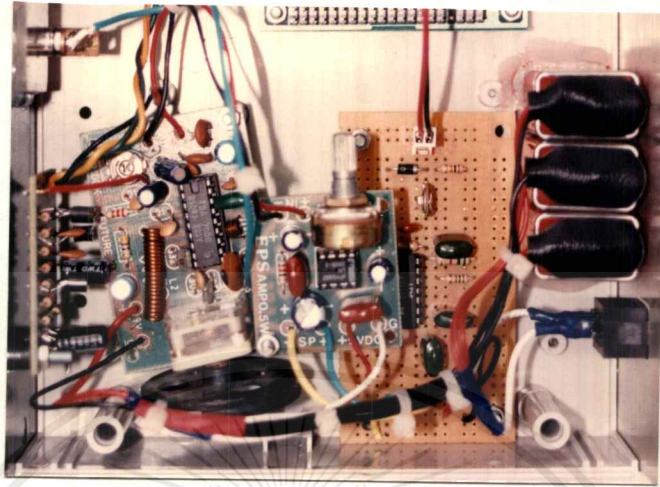


ภาคมอดูเลชันสัญญาณเอฟเอสเค

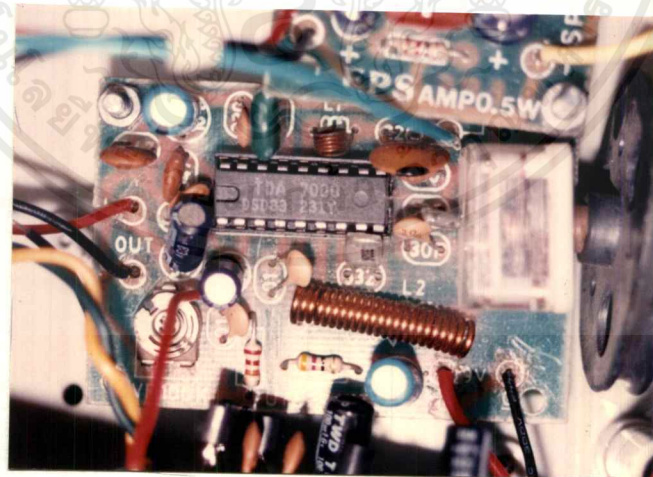


ภาคขยายกำลังส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

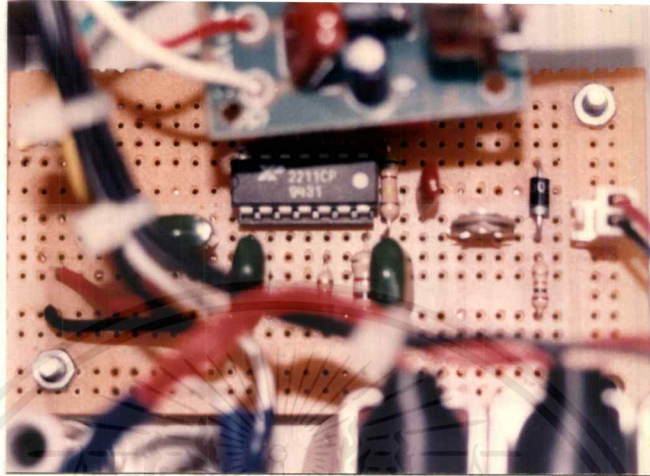


การวางอุปกรณ์ทางด้านภาครับ

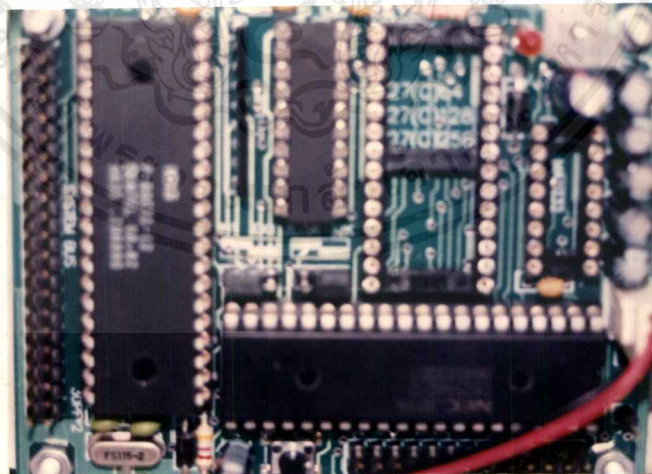


ภาครับสัญญาณข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอตเค



ภาคควบคุมการแสดงผลทางด้านเครื่องรับ

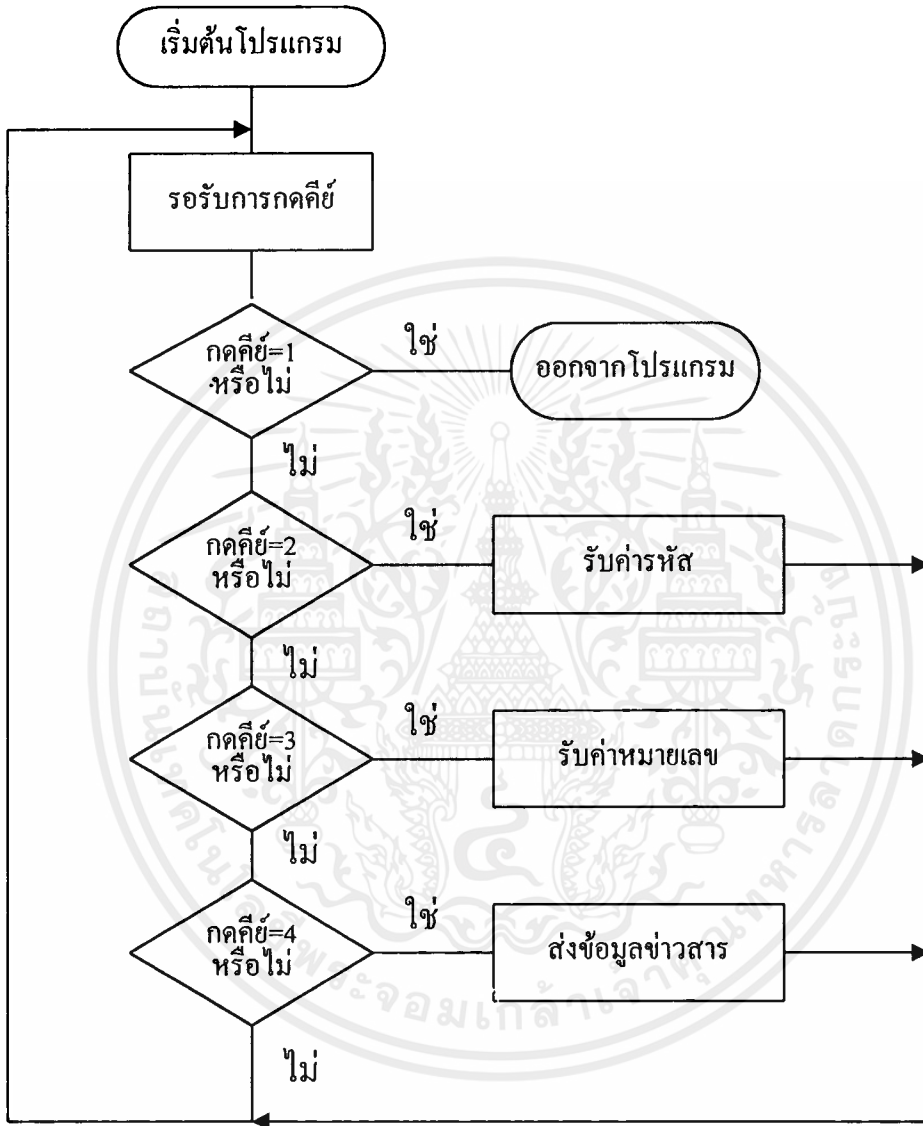
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข.

โปรแกรมแสดงการรับ-ส่งข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ผังแสดงชุดคำสั่งส่งข้อมูล

```

#include <stdio.h>
#include <dos.h>
#include <conio.h>
int code[2][2],col[2];
char back[4010],buffer;
int phone[10],number[10];
main()
{
int key = 0,counter,c;
col[0]=0;
col[1]=0;
code[0][0]=0;
code[1][0]=0;
code[0][1]=10;
code[1][1]=10;
for(counter=0;counter<=9;counter++)
{
phone[counter]=10;
number[counter]=10;
}
cursoroff();
textcolor(15);
textbackground(0);
clrscr();
draw();
gettext(1,1,80,25,back);
point();
init();
do
{
key=0;
if(kbhit())key=getch();
if(key==75)code[1][0]=code[1][0]--;
if(key==77)code[1][0]=code[1][0]++;
if(key==72)code[0][0]=code[0][0]--;
if(key==80)code[0][0]=code[0][0]++;
if(code[1][0]<=0)code[1][0]=0;
if(code[1][0]==2)code[1][0]=1;
if(code[0][0]<=0)code[0][0]=0;

```

```

if(code[0][0]==3)code[0][0]=2;
if(code[0][0]!=code[0][1]||code[1][0]!=code[1][1])
{
puttext(1,1,80,25,back);
textbackground(3);
for(counter=0;counter<=9;counter++)
{
gotoxy(44+counter,10);
if(phone[counter]!=10)cprintf("%d",phone[counter]);
gotoxy(44+counter,14);
if(number[counter]!=10)cprintf("%d",number[counter]);
}
point();
code[0][1]=code[0][0];
code[1][1]=code[1][0];
}
if(key==13&&code[0][0]==0&&(code[1][0]==0||code[1][0]==1))
{
for(counter=0;counter<=9;counter++)phone[counter]=10;
point();
cursoron();
counter=0;
do
{
buffer=0;
gotoxy(44+counter,10);
buffer=getch();
if(buffer==48||buffer==49||buffer==50||buffer==51||buffer==52||buffer==53||
buffer==54||buffer==55||buffer==56||buffer==57)
{
if(buffer==48)phone[counter]=0;
if(buffer==49)phone[counter]=1;
if(buffer==50)phone[counter]=2;
if(buffer==51)phone[counter]=3;
if(buffer==52)phone[counter]=4;
if(buffer==53)phone[counter]=5;
if(buffer==54)phone[counter]=6;
if(buffer==55)phone[counter]=7;
if(buffer==56)phone[counter]=8;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

if(buffer==57)phone[counter]=9;
if(phone[counter]!=10)cprintf("%d",phone[counter]);
counter=counter+1;
col[0]=counter;
}
col[0]=counter;
}
while(buffer!=13&&counter!=10);
cursoroff();
code[0][0]=1;
key=0;
}
if(key==13&&code[0][0]==1&&(code[1][0]==0||code[1][0]==1))
{
for(counter=0;counter<=9;counter++)number[counter]=10;
point();
cursoron();
counter=0;
do
{
buffer=0;
gotoxy(44+counter,14);
buffer=getch();
if(buffer==48||buffer==49||buffer==50||buffer==51||buffer==52||buffer==53||
buffer==54||buffer==55||buffer==56||buffer==57)
{
if(buffer==48)number[counter]=0;
if(buffer==49)number[counter]=1;
if(buffer==50)number[counter]=2;
if(buffer==51)number[counter]=3;
if(buffer==52)number[counter]=4;
if(buffer==53)number[counter]=5;
if(buffer==54)number[counter]=6;
if(buffer==55)number[counter]=7;
if(buffer==56)number[counter]=8;
if(buffer==57)number[counter]=9;
if(number[counter]!=10)cprintf("%d",number[counter]);
counter=counter+1;
col[1]=counter;

```

```

}
col[1]=counter;
}
while(buffer!=13&&buffer!=72&&counter!=10);
cursoroff();
code[0][0]=2;
key=0;
}

```

```

if(key==13&&code[0][0]==2&&code[1][0]==0)
for(c=0;c<=5;c++)
{
{
sport(0x0f);
mass();
delay(5000);
puttext(1,1,80,25,back);
textbackground(3);
for(counter=0;counter<=9;counter++)
{
gotoxy(44+counter,10);
if(phone[counter]!=10)cprintf("%d",phone[counter]);
gotoxy(44+counter,14);
if(number[counter]!=10)cprintf("%d",number[counter]);
}
point();
}
}
sport(0x0f);
}
while(key!=13||code[0][0]!=2||code[1][0]!=1);
cursoron();
}
/*-----*/
point()
{
textbackground(13);
if(code[0][0]==0&&(code[1][0]==0||code[1][0]==1))
{

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

gotoxy(44,10);
if(phone[0]!=10)cprintf("%d",phone[0]);
else cprintf(" ");
gotoxy(45,10);
if(phone[1]!=10)cprintf("%d",phone[1]);
else cprintf(" ");
gotoxy(46,10);
if(phone[2]!=10)cprintf("%d",phone[2]);
else cprintf(" ");
gotoxy(47,10);
if(phone[3]!=10)cprintf("%d",phone[3]);
else cprintf(" ");
gotoxy(48,10);
if(phone[4]!=10)cprintf("%d",phone[4]);
else cprintf(" ");
gotoxy(49,10);
if(phone[5]!=10)cprintf("%d",phone[5]);
else cprintf(" ");
gotoxy(50,10);
if(phone[6]!=10)cprintf("%d",phone[6]);
else cprintf(" ");
gotoxy(51,10);
if(phone[7]!=10)cprintf("%d",phone[7]);
else cprintf(" ");
gotoxy(52,10);
if(phone[8]!=10)cprintf("%d",phone[8]);
else cprintf(" ");
gotoxy(53,10);
if(phone[9]!=10)cprintf("%d",phone[9]);
else cprintf(" ");
}
if(code[0][0]==1&&(code[1][0]==0||code[1][0]==1))
{
gotoxy(44,14);
if(number[0]!=10)cprintf("%d",number[0]);
else cprintf(" ");
gotoxy(45,14);
if(number[1]!=10)cprintf("%d",number[1]);
else cprintf(" ");
}

```



```

gotoxy(46,14);
if(number[2]!=10)printf("%d",number[2]);
else printf(" ");
gotoxy(47,14);
if(number[3]!=10)printf("%d",number[3]);
else printf(" ");
gotoxy(48,14);
if(number[4]!=10)printf("%d",number[4]);
else printf(" ");
gotoxy(49,14);
if(number[5]!=10)printf("%d",number[5]);
else printf(" ");
gotoxy(50,14);
if(number[6]!=10)printf("%d",number[6]);
else printf(" ");
gotoxy(51,14);
if(number[7]!=10)printf("%d",number[7]);
else printf(" ");
gotoxy(52,14);
if(number[8]!=10)printf("%d",number[8]);
else printf(" ");
gotoxy(53,14);
if(number[9]!=10)printf("%d",number[9]);
else printf(" ");
}
if(code[0][0]==2&&code[1][0]==0)
{
gotoxy(18,20);
textbackground(4);
printf("SEND");
}
if(code[0][0]==2&&code[1][0]==1)
{
gotoxy(58,20);
textbackground(4);
printf("EXIT");
}
}
}
/*-----*/

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

draw()
{
int count;
window(1,1,79,20);
textbackground(3);
clrscr();
window(1,1,79,25);
for(count=1;count<=79;count++)
{
gotoxy(count,1);
cprintf("%c",205);
gotoxy(count,20);
cprintf("%c",205);
if(count<=20)
{
gotoxy(1,count);
cprintf("%c",186);
gotoxy(79,count);
cprintf("%c",186);
}
gotoxy(1,1);cprintf("%c",201);
gotoxy(1,20);cprintf("%c",200);
gotoxy(79,1);cprintf("%c",187);
gotoxy(79,20);cprintf("%c",188);
gotoxy(26,3);cprintf("-----");
gotoxy(26,4);cprintf("  OFFICE PAGER  ");
gotoxy(26,5);cprintf("-----");
gotoxy(24,10);cprintf(" NUMBER OF CODE :");
gotoxy(20,14);cprintf(" NUMBER OF TELEPHONE :");
gotoxy(18,20);cprintf("SEND");
gotoxy(58,20);cprintf("EXIT");
}
}
/*-----*/
mass()
{
int count,old;
textbackground(3);
window(20,22,60,24);

```

```

clrscr();
window(1,1,79,25);
for(count=0;count<=39;count++)
{
gotoxy(20+count,22);cprintf("%c",205);
gotoxy(20+count,24);cprintf("%c",205);
if(count<=2)
{
gotoxy(20,22+count);cprintf("%c",186);
gotoxy(60,22+count);cprintf("%c",186);
}
gotoxy(20,22);cprintf("%c",201);
gotoxy(20,24);cprintf("%c",200);
gotoxy(60,24);cprintf("%c",188);
gotoxy(60,22);cprintf("%c",187);
}
gotoxy(25,23);
cprintf("Message :");
textcolor(0);
if(col[0]!=0)
for(count=0;count<=col[0]-1;count++)
{
gotoxy(35+count,23);
cprintf("%d",phone[count]);
sport(phone[count]);
}
old=count+35;
if(col[0]!=0&&col[1]!=0)
{
gotoxy(old,23);
cprintf("-");
for(count=0;count<=8;count++)
{
gotoxy(old+1+count,23);
if(count<=col[1]-1)
cprintf("%d",number[count]);
sport(number[count]);
}
}
}

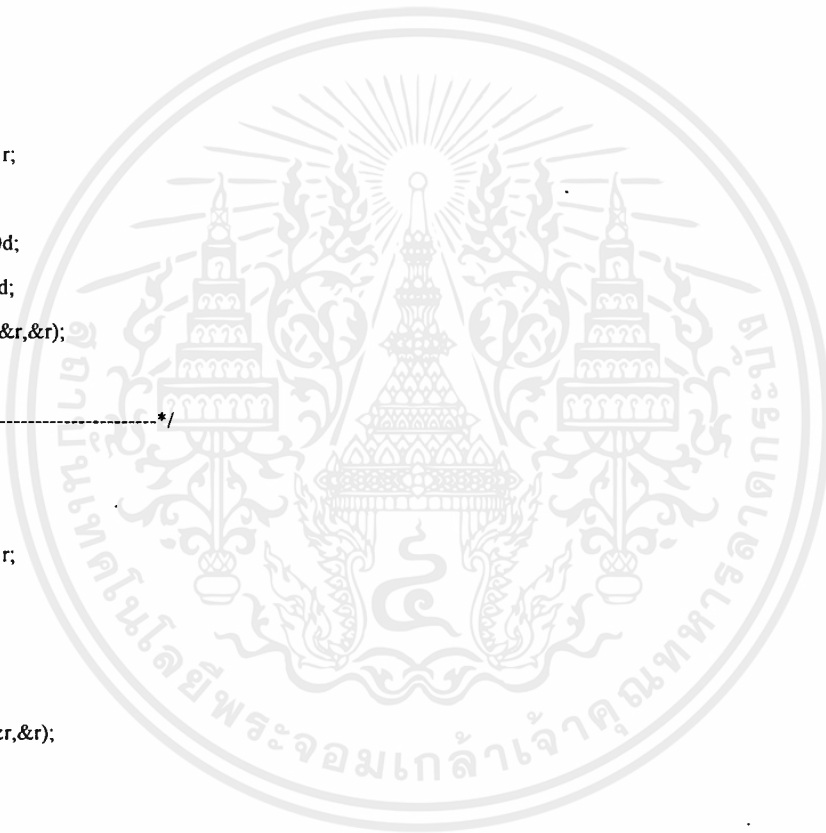
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

textcolor(15);
}
/*-----*/
, cursoroff()
{
union REGS r;
r.h.ah = 1;
r.h.ch = 0X01;
r.h.cl = 0;
int86(0X10,&r,&r);
}
cursoron()
{
union REGS r;
r.h.ah = 1;
r.h.ch = 0X0d;
r.h.cl = 0X0d;
int86(0X10,&r,&r);
}
/*-----*/
sport(int ch)
{
union REGS r;
r.x.dx = 0;
r.h.al = ch;
r.h.ah = 1;
int86(0x14,&r,&r);
}
rport()
{
union REGS r;
r.x.dx = 0;
r.h.ah = 0x02;
int86(0x14,&r,&r);
return r.h.al;
}
init()
{
union REGS r;

```

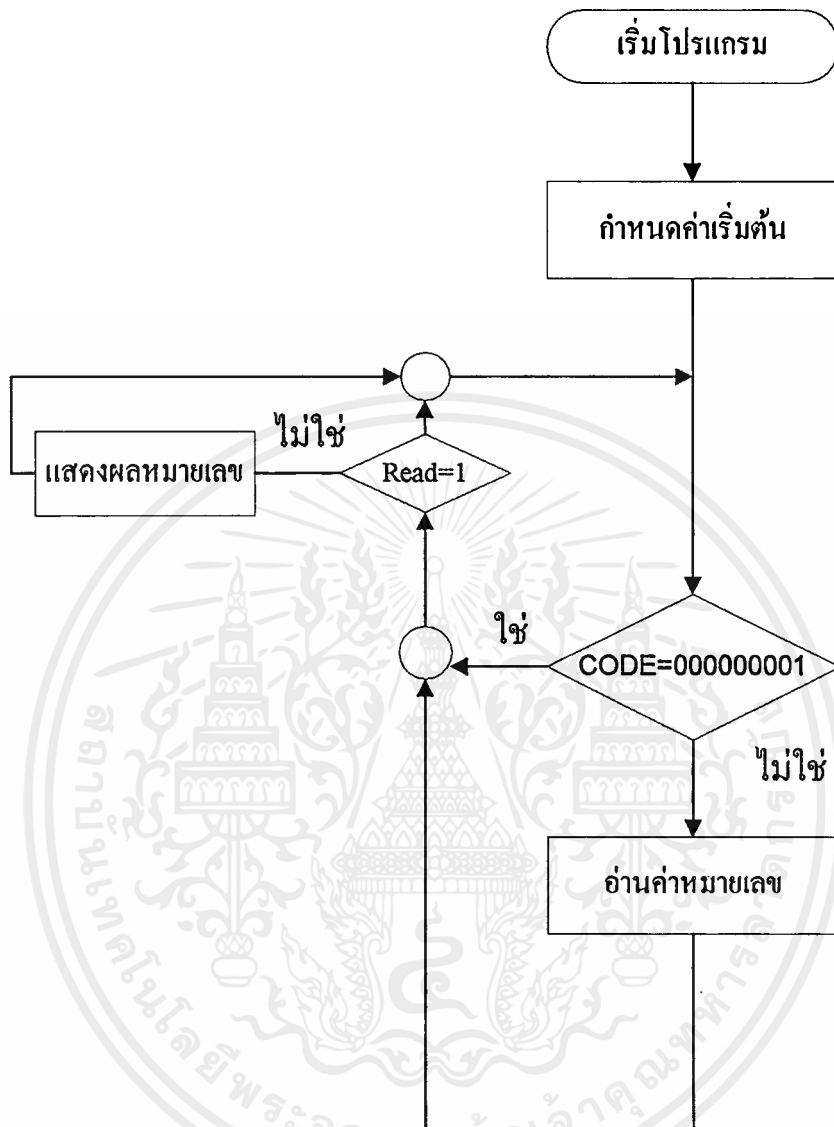


```
r.x.dx = 0;  
r.h.ah = 0;  
r.h.al = 0xe3;  
int86(0x14,&r,&r);  
}
```

L



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แผนผังชุดคำสั่งรับข้อมูล

```

P0A EQU 0F800H
P0B EQU 0F801H
P0C EQU 0F802H
P0T EQU 0F803H
    ORG 0010H
BUFF1: DS 1
BUFF2: DS 1
BUFF3: DS 1
    ORG 0000H
        SJMP START
    ORG 0100H

START:
    LCALL DELAYD
    MOV A,#89H
    MOV DPTR,#P0T
    MOVX @DPTR,A
LOOP1:
    LCALL RX
    LCALL RX1
    MOV A,BUFF1
    MOV BUFF2,#00H
    CJNE A,BUFF2,LOOP1
    LCALL RX1
    MOV A,BUFF1
    MOV BUFF2,#00H
    CJNE A,BUFF2,LOOP1
    LCALL RX1
    MOV A,BUFF1
    MOV BUFF2,#00H
    CJNE A,BUFF2,LOOP1
    LCALL RX1
    MOV A,BUFF1
    MOV BUFF2,#00H
    CJNE A,BUFF2,LOOP1
    LCALL RX1
    MOV A,BUFF1
    MOV BUFF2,#00H
    CJNE A,BUFF2,LOOP1
    LCALL RX1

```

```

MOV A,BUFF1
MOV BUFF2,#00H
CJNE A,BUFF2,LOOP1
LCALL RX1
MOV A,BUFF1
MOV BUFF2,#00H
CJNE A,BUFF2,LOOP1
LCALL RX1
MOV A,BUFF1
MOV BUFF2,#00H
CJNE A,BUFF2,LOOP1
LCALL RX1
MOV A,BUFF1
MOV BUFF2,#01H
CJNE A,BUFF2,LOOP1
MOV R0,#08H
MOV DPTR,#8400H
WI: LCALL RX1
MOV A,BUFF1
MOVX @DPTR,A
INC DPTR
DJNZ R0,WI
MOV DPTR,#P0A
MOV A,#0FFH
MOVX @DPTR,A
LCALL DELAYD
LCALL DELAYD
LCALL DELAYD
LJMP LOOP1

DISPLAY:
MOVX A,@DPTR
MOV BUFF2,#01H
CJNE A,BUFF2,NEXT2
LCALL NI

```

```

LJMP END1
NEXT2: MOV  BUFF2,#02H
      CJNE A,BUFF2,NEXT3
      LCALL N2
      LJMP END1
NEXT3: MOV  BUFF2,#03H
      CJNE A,BUFF2,NEXT4
      LCALL N3
      LJMP END1
NEXT4: MOV  BUFF2,#04H
      CJNE A,BUFF2,NEXT5
      LCALL N4
      LJMP END1
NEXT5: MOV  BUFF2,#05H
      CJNE A,BUFF2,NEXT6
      LCALL N5
      LJMP END1
NEXT6: MOV  BUFF2,#06H
      CJNE A,BUFF2,NEXT7
      LCALL N6
      LJMP END1
NEXT7: MOV  BUFF2,#07H
      CJNE A,BUFF2,NEXT8
      LCALL N7
      LJMP END1
NEXT8: MOV  BUFF2,#08H
      CJNE A,BUFF2,NEXT9
      LCALL N8
      LJMP END1
NEXT9: MOV  BUFF2,#09H
      CJNE A,BUFF2,NEXT0
      LCALL N9
      LJMP END1
NEXT0: MOV  BUFF2,#00H
      CJNE A,BUFF2,NEXTB
      LCALL N0
      LJMP END1
NEXTB: LCALL NULL
END1: RET

```

```
C1: MOV DPTR,#P0B
    MOV A,#01H
    MOVX @DPTR,A
    RET
```

```
C2: MOV DPTR,#P0B
    MOV A,#02H
    MOVX @DPTR,A
    RET
```

```
C3: MOV DPTR,#P0B
    MOV A,#04H
    MOVX @DPTR,A
    RET
```

```
C4: MOV DPTR,#P0B
    MOV A,#08H
    MOVX @DPTR,A
    RET
```

```
C5: MOV DPTR,#P0B
    MOV A,#10H
    MOVX @DPTR,A
    RET
```

```
C6: MOV DPTR,#P0B
    MOV A,#20H
    MOVX @DPTR,A
    RET
```

```
C7: MOV DPTR,#P0B
    MOV A,#40H
    MOVX @DPTR,A
    RET
```

```
C8: MOV DPTR,#P0B
    MOV A,#80H
    MOVX @DPTR,A
    RET
```

```
N1: MOV DPTR,#P0A
    MOV A,#79H
    MOVX @DPTR,A
    RET
```

```
N2: MOV DPTR,#P0A
    MOV A,#24H
```



```

MOVX @DPTR,A
RET
N3: MOV DPTR,#P0A
MOV A,#30H
MOVX @DPTR,A
RET
N4: MOV DPTR,#P0A
MOV A,#19H
MOVX @DPTR,A
RET
N5: MOV DPTR,#P0A
MOV A,#12H
MOVX @DPTR,A
RET
N6: MOV DPTR,#P0A
MOV A,#02H
MOVX @DPTR,A
RET
N7: MOV DPTR,#P0A
MOV A,#78H
MOVX @DPTR,A
RET
N8: MOV DPTR,#P0A
MOV A,#00H
MOVX @DPTR,A
RET
N9: MOV DPTR,#P0A
MOV A,#10H
MOVX @DPTR,A
RET
N0: MOV DPTR,#P0A
MOV A,#40H
MOVX @DPTR,A
RET
BANK: MOV DPTR,#P0B
MOV A,#00H
MOVX @DPTR,A
RET
IS: MOV DPTR,#P0A

```

```

MOV A,#23H
MOVX @DPTR,A
RET
OS: MOV DPTR,#P0A
MOV A,#1CH
MOVX @DPTR,A
RET
NULL: MOV DPTR,#P0A
MOV A,#07FH
MOVX @DPTR,A
RET
DELAYF: MOV R6,#02H
DE1: MOV R7,#00H
DE2: NOP
NOP
DJNZ R7,DE2
DJNZ R6,DE1
RET
DELAYD: MOV R6,#7FH
DE3: MOV R7,#00H
DE4: NOP
NOP
DJNZ R7,DE4
DJNZ R6,DE3
RET
CONDIS: MOV DPTR,#8400H
LCALL DISPLAY
LCALL C1
LCALL DELAYF
LCALL BANK
MOV DPTR,#8401H
LCALL DISPLAY
LCALL C2
LCALL DELAYF
LCALL BANK
MOV DPTR,#8402H
LCALL DISPLAY
LCALL C3
LCALL DELAYF

```

```

LCALL BANK
MOV DPTR,#8403H
LCALL DISPLAY
LCALL C4
LCALL DELAYF
LCALL BANK
MOV DPTR,#8404H
LCALL DISPLAY
LCALL C5
LCALL DELAYF
LCALL BANK
MOV DPTR,#8405H
LCALL DISPLAY
LCALL C6
LCALL DELAYF
LCALL BANK
MOV DPTR,#8406H
LCALL DISPLAY
LCALL C7
LCALL DELAYF
LCALL BANK
MOV DPTR,#8407H
LCALL DISPLAY
LCALL C8
LCALL DELAYF
LCALL BANK
RET
RX: LCALL OS
LCALL C8
MOV DPTR,#P0C
MOVX A,@DPTR
MOV BUFF2,#01H
CJNE A,BUFF2,EX02
MOV R1,#5FH
LPI: LCALL CONDIS
DJNZ R1,LPI
LJMP EX01
EX02: MOV BUFF2,#02H
CJNE A,BUFF2,EX01

```

```

LCALL CLEAR
EX01: JNB RI,RX
      LCALL BANK
      LCALL IS
      LCALL C8
      CLR RI
      MOV  BUFF1,SBUF
      MOV  BUFF2,#0FH
      MOV  A,BUFF1
      CJNE A,BUFF2,RX
      RET
RX1:  JNB RI,$
      CLR RI
      MOV  BUFF1,SBUF
      RET
CLEAR: MOV  R0,#08H
      MOV  DPTR,#8400H
CL1:  MOV  A,#0FFH
      MOVX @DPTR,A
      INC DPTR
      DJNZ R0,CL1
      RET
      END

```





ภาคผนวก ค.

รายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



XR-2206

Monolithic Function Generator

GENERAL DESCRIPTION

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

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

FEATURES

Low-Sine Wave Distortion	.5%, Typical
Excellent Temperature Stability	20 ppm/°C, Typical
Wide Sweep Range	2000:1, Typical
Low-Supply Sensitivity	0.01%V, Typical
Linear Amplitude Modulation	
TTL Compatible FSK Controls	
Wide Supply Range	10V to 26V
Adjustable Duty Cycle	1% to 99%

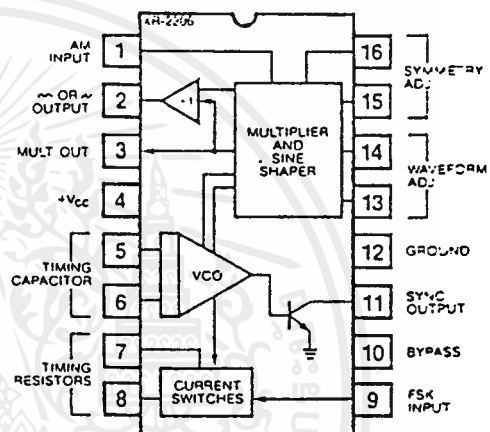
APPLICATIONS

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

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V
Power Dissipation	750 mW
Derate Above 25°C	5 mW/°C
Total Timing Current	6 mA
Storage Temperature	-65°C to +150°C

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



ORDERING INFORMATION

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

SYSTEM DESCRIPTION

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

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



Integrated Systems, Inc., 750 Palomar Avenue, Sunnyvale, CA 94086 * (408) 732-7970 * TWX 910-339-9233

XR-2206

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

PARAMETER	XR-2206M			XR-2206C			UNIT	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
GENERAL CHARACTERISTICS								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	± 5		± 13	± 5		± 13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 > 10 k\Omega$
OSCILLATOR SECTION								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000 \mu F$, $R_1 = 1 k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50 \mu F$, $R_1 = 2 M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 4		± 2		% of f_0	$f_0 = 1/R_1 C$
Temperature Stability		± 10	± 50		± 20		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C < T_A < 75^\circ C$.
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$R_1 = R_2 = 20 k\Omega$ $V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$.
Sweep Range	1000:1	2000:1		2000:1			$f_H = f_L$	$R_1 = R_2 = 20 k\Omega$ $f_H @ R_1 = 1 k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2 M\Omega$
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1 kHz$, $f_H = 10 kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100 Hz$, $f_H = 100 kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	See Figure 4.
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	k Ω	
Triangle Sine Wave Output								See Note 1, Figure 2.
Triangle Amplitude		160			160		mV/k Ω	Figure 1, S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/k Ω	Figure 1, S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		Vp-p	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Amplitude Stability		4900			4800		ppm/ $^\circ C$	See Note 2.
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30 k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.6	%	See Figures 6 and 7.
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		k Ω	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		Vp-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		nsec	$C_L = 10 pF$
Fall Time		50			50		nsec	$C_L = 10 pF$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2 mA$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	$V_{I1} = 26V$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Note 1: Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See Figure 2

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

XR-2206

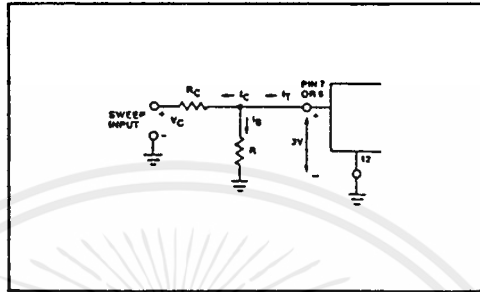


Figure 9: Circuit Connection for Frequency Sweep.

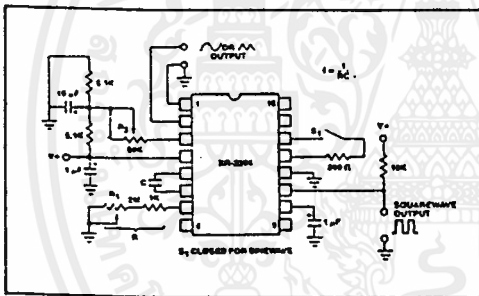


Figure 10: Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment. (See Figure 2 for Choice of R_3 .)

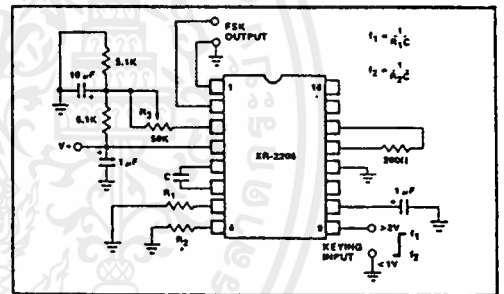


Figure 12: Sinusoidal FSK Generator.

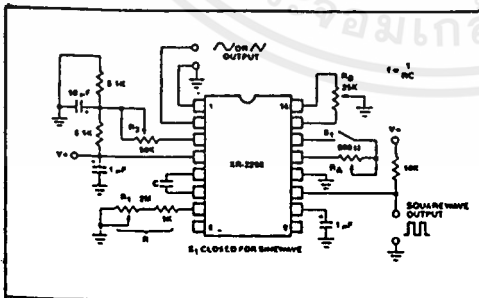


Figure 11: Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. (R_3 Determines Output Swing – See Figure 2.)

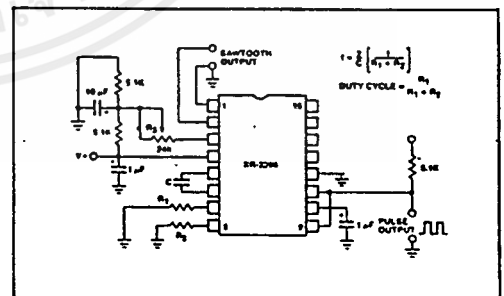


Figure 13: Circuit for Pulse and Ramp Generation.

XR-2206

Frequency-Shift Keying:

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors, R_1 and R_2 , connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in Figure 12. 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 $>2V$, only R_1 is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is $<1V$, only R_2 is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels, f_1 and f_2 , as:

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

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

Output DC Level Control:

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

APPLICATIONS INFORMATION**Sine Wave Generation****Without External Adjustment:**

Figure 10 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer, R_1 at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than $V^+/2$, and the typical distortion (THD) is $<2.5\%$. If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

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

With External Adjustment:

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

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

Triangle Wave Generation

The circuits of Figures 10 and 11 can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e., S_1 open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

FSK Generation

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

Pulse and Ramp Generation

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

XR-2206

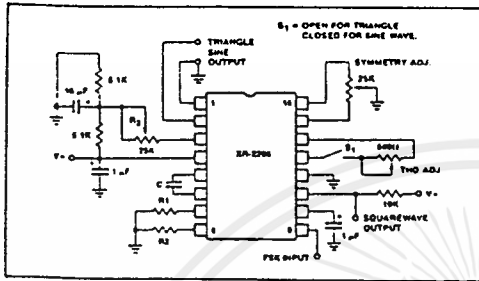


Figure 1: Basic Test Circuit.

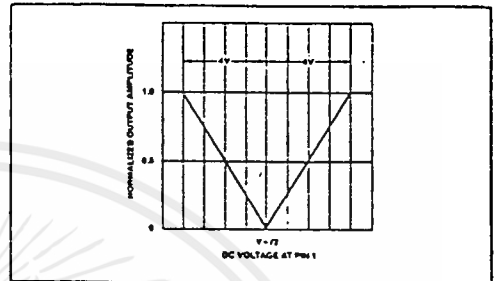


Figure 5: Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1).

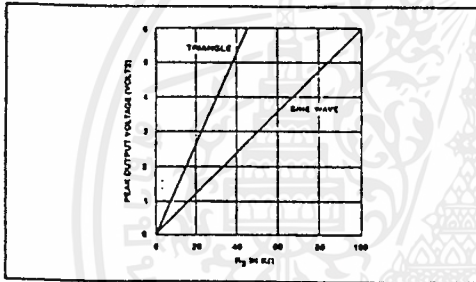


Figure 2: Output Amplitude as a Function of the Resistor, R_3 , at Pin 3.

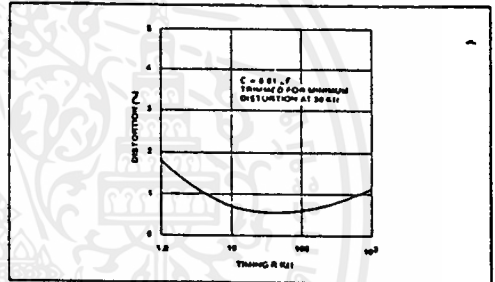


Figure 6: Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

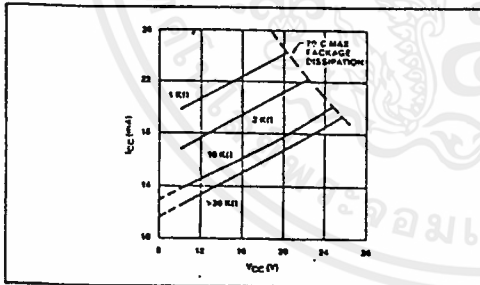


Figure 3: Supply Current versus Supply Voltage, Timing, R .

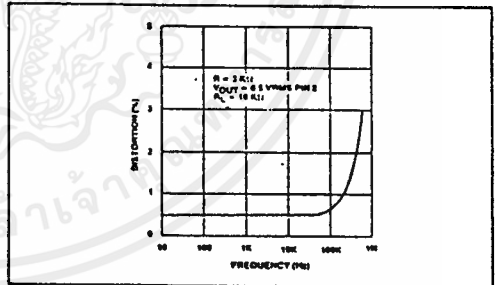


Figure 7: Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

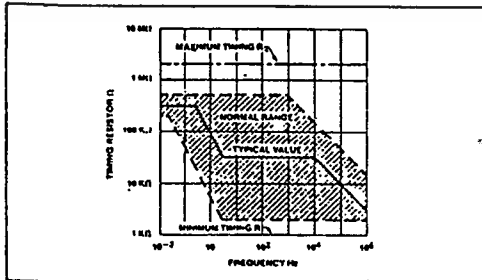


Figure 4: R versus Oscillation Frequency.

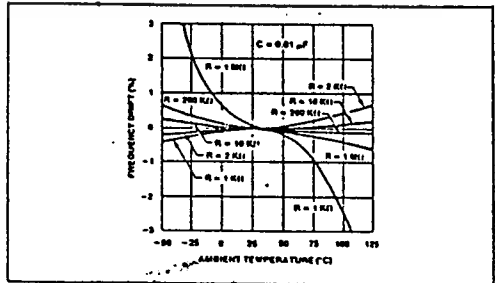


Figure 8: Frequency Drift versus Temperature.

XR-2206

PRINCIPLES OF OPERATION

Description of Controls

Frequency of Operation:

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

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

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

Frequency Sweep and Modulation:

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

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

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

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

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

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

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

Output Amplitude:

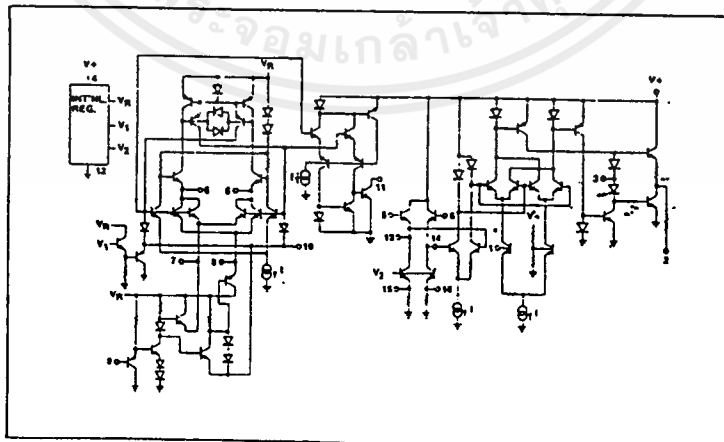
Maximum output amplitude is inversely proportional to the external resistor, R_3 , connected to Pin 3 (see Figure 2). For sine wave output, amplitude is approximately 60 mV peak per $\text{k}\Omega$ of R_3 ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160 mV peak per $\text{k}\Omega$ of R_3 . Thus, 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 ± 4 volts of $V^+/2$ as shown in Figure 5. 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.

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

EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS¹

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T _{LOW} ²		+25°C			T _{HIGH} ²		Units			
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.				
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I _{DD}	5	V _{IN} =V _{SS} or V _{DD}	—	5	—	0.05	5	—	150	μAdc		
		10	All valid input combinations	—	10	—	0.1	10	—	300			
		15		—	20	—	0.2	20	—	600			
OUTPUT HIGH (SOURCE) CURRENT C, D, F, H device Decoded Outputs	I _{OH}	5	V _{OH} = 4.6V	-0.05	—	-0.04	-0.3	—	-0.028	—	mAdc		
		10	V _{OH} = 9.5V	-0.125	—	-0.1	-0.75	—	-0.07	—			
		15	V _{OH} = 13.5V	-0.375	—	-0.3	-2.5	—	-0.21	—			
			V _{IN} =V _{SS} or V _{DD}										
		Carry Output	5	V _{OH} = 4.6V	-0.25	—	-0.2	-0.75	—	-0.14		—	mAdc
			10	V _{OH} = 9.5V	-0.62	—	-0.5	-1.1	—	-0.35		—	
	15		V _{OH} = 13.5V	-1.9	—	-1.5	-3.5	—	-1.1	—			
	E device Decoded Outputs	I _{OH}	5	V _{OH} = 4.6V	-0.048	—	-0.04	-0.3	—	-0.032	—	mAdc	
			10	V _{OH} = 9.5V	-0.12	—	-0.1	-0.75	—	-0.08	—		
			15	V _{OH} = 13.5V	-0.36	—	-0.3	-2.5	—	-0.24	—		
		Carry Output	5	V _{OH} = 4.6V	-0.24	—	-0.2	-0.75	—	-0.16	—	mAdc	
			10	V _{OH} = 9.5V	-0.6	—	-0.5	-1.1	—	-0.4	—		
15			V _{OH} = 13.5V	-1.8	—	-1.5	-3.5	—	-1.2	—			
OUTPUT LOW (SINK) CURRENT C, D, F, H device Decoded Outputs	I _{OL}	5	V _{OL} = 0.4V	0.05	—	0.04	0.4	—	0.028	—	mAdc		
		10	V _{OL} = 0.5V	0.125	—	0.1	1.0	—	0.07	—			
		15	V _{OL} = 1.5V	0.375	—	0.3	3.0	—	0.21	—			
			V _{IN} =V _{SS} or V _{DD}										
		Carry Output	-5	V _{OL} = 0.4V	0.25	—	0.2	0.75	—	0.14		—	mAdc
			10	V _{OL} = 0.5V	0.62	—	0.5	1.3	—	0.35		—	
	15		V _{OL} = 1.5V	1.9	—	1.5	4.0	—	1.1	—			
	E device Decoded Outputs	I _{OL}	5	V _{OL} = 0.4V	0.048	—	0.04	0.4	—	0.032	—	mAdc	
			10	V _{OL} = 0.5V	0.12	—	0.1	1.0	—	0.08	—		
			15	V _{OL} = 1.5V	0.36	—	0.3	3.0	—	0.24	—		
		Carry Output	5	V _{OL} = 0.4V	0.24	—	0.2	0.75	—	0.16	—	mAdc	
			10	V _{OL} = 0.5V	0.6	—	0.5	1.3	—	0.4	—		
15			V _{OL} = 1.5V	1.8	—	1.5	4.0	—	1.2	—			

NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".

² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
= -40°C for E device.

T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
= + 85°C for E device.

SCL4017AB

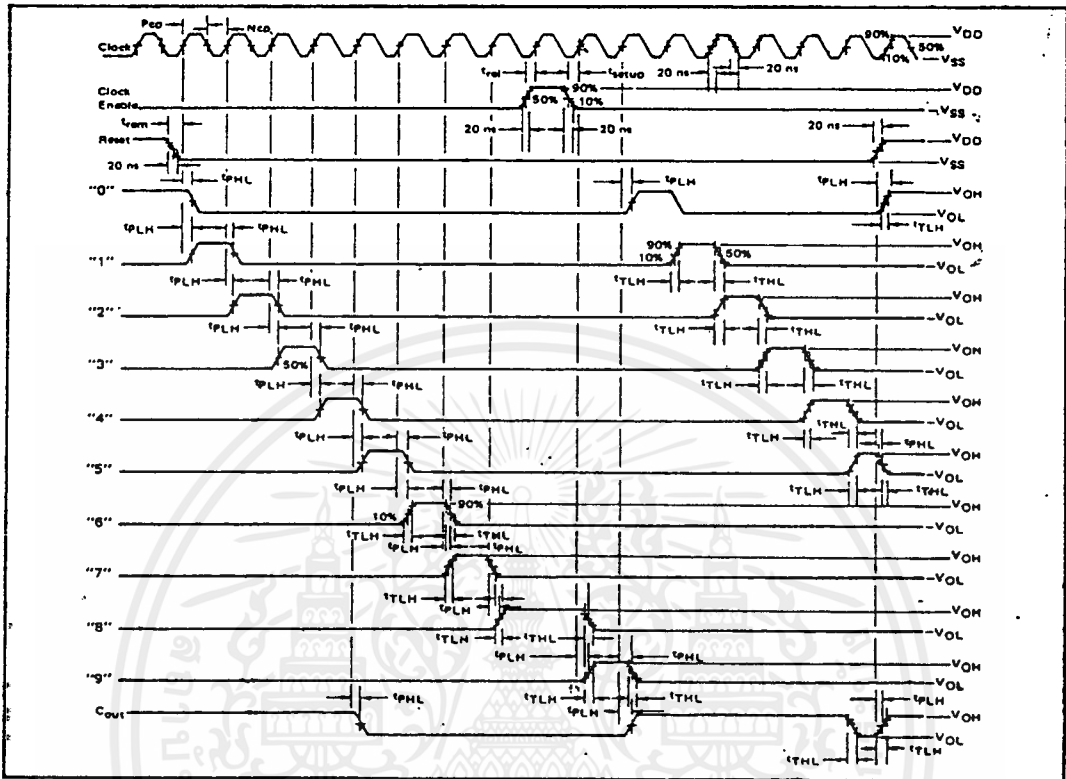
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

DYNAMIC CHARACTERISTICS ($C_L = 50\text{pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

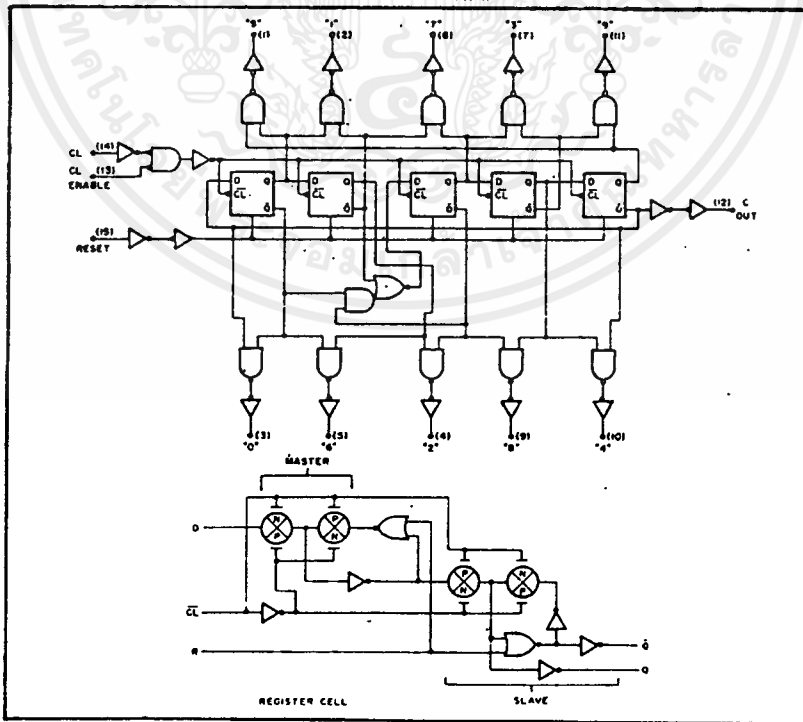
PARAMETER	V_{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units		
CLOCKED OPERATION							
PROPAGATION DELAY TIME To Decoded Outputs	t_{PLH}, t_{PHL}	5	—	600	1200	ns	
		10	—	240	480		
		15	—	180	360		
	To Carry Output	t_{PLH}, t_{PHL}	5	—	500	1000	ns
			10	—	200	400	
			15	—	150	300	
OUTPUT TRANSITION TIME Decoded Outputs	t_{TLH}, t_{THL}	5	—	250	500	ns	
		10	—	125	250		
		15	—	90	180		
	Carry Output	t_{TLH}, t_{THL}	5	—	180	360	ns
			10	—	90	180	
			15	—	65	130	
MINIMUM CLOCK PULSE WIDTH	PW_{CL}	5	—	200	400	ns	
		10	—	100	200		
		15	—	80	160		
MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	f_{CL}	5	1.25	2.5	—	MHz	
		10	2.5	5.0	—		
		15	3.0	6.0	—		
MAXIMUM CLOCK OR ENABLE RISE AND FALL TIME	t_{rCL}, t_{fCL}	5	15	—	—	μs	
		10	15	—	—		
		15	5	—	—		
MINIMUM ENABLE SETUP TIME	t_{setup}	5	—	175	350	ns	
		10	—	75	150		
		15	—	55	110		
MINIMUM ENABLE REMOVAL TIME	t_{rem}	5	—	250	500	ns	
		10	—	100	200		
		15	—	75	150		
RESET OPERATION							
PROPAGATION DELAY TIME To Decoded Outputs	t_{PLH}, t_{PHL}	5	—	500	1000	ns	
		10	—	200	400		
		15	—	140	280		
	To Carry Output	t_{PLH}	5	—	400	800	ns
			10	—	150	300	
			15	—	110	220	
MINIMUM RESET PULSE WIDTH	PW_R	5	—	150	300	ns	
		10	—	75	150		
		15	—	60	120		
RESET REMOVAL TIME	t_{rem}	5	—	250	500	ns	
		10	—	100	200		
		15	—	80	160		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC MEASUREMENT DEFINITION AND FUNCTIONAL WAVEFORMS



LOGIC DIAGRAM



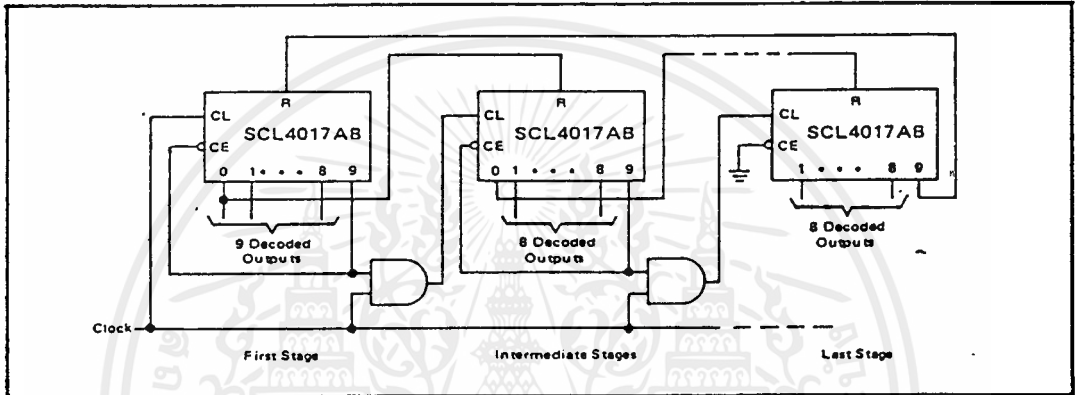
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4017AB

APPLICATIONS INFORMATION

COUNTER EXPANSION

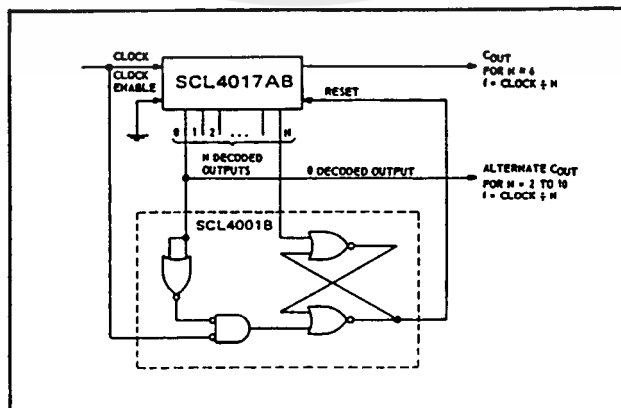
This figure shows a technique for extending the number of decoded output states for the SCL4017AB. Decoded outputs are sequential within each stage and from stage to stage, with no dead time (except propagation delay).



DIVIDE-BY-N COUNTER

When the Nth decoded output is reached (Nth clock pulse), the S-R flip-flop (constructed from the SCL4001B) generates a reset pulse which clears the SCL4017AB to its zero count. At this time, if the Nth decoded output is greater than or equal to 6, the COUT line goes high to clock the next counter section. The "0" decoded output also goes high at this time. Coincidence of the clock "low" and decoded "0" output "high" resets the S-R flip-flop to enable the SCL4017AB.

If the Nth decoded output is less than 6, the COUT line will not go high, and, therefore, cannot be used. In this case, the "0" decoded output may be used to perform the clock function for the next counter.



FSK Demodulator / Tone Decoder

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2211 is a monolithic phase-locked loop (PLL) system especially designed for data communications. It is particularly well suited for FSK modem applications. It operates over a wide supply voltage range of 4.5 to 20 V and a wide frequency range of 201 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. An internal voltage reference proportional to the power supply provides ratio metric operation for low system performance variations with power supply changes.

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

FEATURES

Wide Frequency Range	0.01 Hz to 300 kHz
Wide Supply Voltage Range	4.5 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	±1% to ±80%
Excellent Temp. Stability	20 ppm/°C typ.

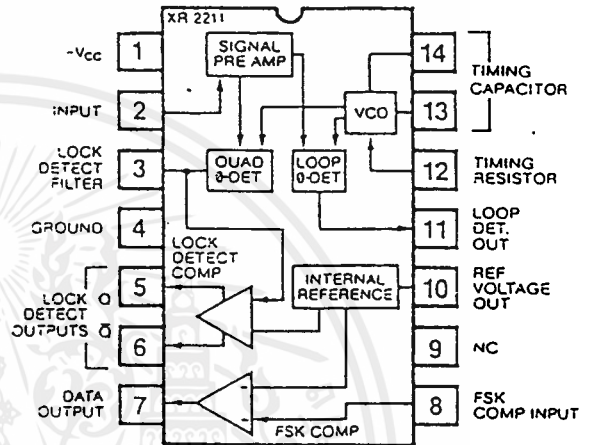
APPLICATIONS

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	
Ceramic Package	750 mW
Derate above $T_A = +25^\circ\text{C}$	6 mW/°C
Plastic Package	625 mW
Derate above $T_A = +25^\circ\text{C}$	5.0 mW/°C

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2211M	Ceramic	-55°C to +125°C
XR-2211CN	Ceramic	0°C to +75°C
XR-2211CP	Plastic	0°C to +75°C
XR-2211N	Ceramic	-40°C to +85°C
XR-2211P	Plastic	-40°C to +85°C

SYSTEM DESCRIPTION

The main PLL within the XR-2211 is constructed from an input preamplifier, analog multiplier used as a phase detector, and a precision voltage controlled oscillator (VCO). The preamplifier is used as a limiter such that input signals above typically 2MV RMS are amplified to a constant high level signal. The multiplying-type phase detector acts as a digital exclusive or gate. Its output (unfiltered) produces sum and difference frequencies of the input and the VCO output, $f_{\text{input}} + f_{\text{input}}$ (2 f_{input}) and $f_{\text{input}} - f_{\text{input}}$ (0 Hz) when the phase detector output is to remove the "sum" frequency component while passing the difference (DC) component to drive the VCO. The VCO is actually a current controlled oscillator with its nominal input current (f_0) set by a resistor (R_0) to ground and its driving current with a resistor (R_1) from the phase detector.

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

XR-2211

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 1. $V^+ = V^- = 6V$. $T_A = +25^\circ C$. $C = 5000 \text{ pF}$. $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 20 \text{ k}\Omega$. $R_L = 4.7 \text{ k}\Omega$. Binary Inputs grounded. S_1 and S_2 closed unless otherwise specified.

PARAMETERS	XR-2211/2211M			XR-2211C			UNITS	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
GENERAL								
Supply Voltage	4.5		20	4.5		20	V	
Supply Current		4	7		5	9	mA	$R_O \geq 10 \text{ k}\Omega$ See Fig. 4
OSCILLATOR SECTION								
Frequency Accuracy		± 1	± 3		± 1		%	Deviation from $f_0 = 1/R_0 C_0$
Frequency Stability								$R_1 = 1\%$
Temperature		± 20	± 50		± 20		ppm/ $^\circ C$	See Fig. 8.
Power Supply		0.35	0.5		0.05		%/V	$V^+ = 12 \pm 1 \text{ V}$. See Fig. 7.
Upper Frequency Limit	100				300		kHz	$V^+ = 5 \pm 0.5 \text{ V}$. See Fig. 7.
Lowest Practical		300						$R_0 = 8.2 \text{ k}\Omega$, $C_0 = 400 \text{ pF}$
Operating Frequency			0.01		0.01		Hz	$R_0 = 2 \text{ M}\Omega$, $C_0 = 50 \text{ }\mu\text{F}$
Timing Resistor, R_0							$\text{k}\Omega$	See Fig. 5.
Operating Range	5		2000	5		2000	$\text{k}\Omega$	
Recommended Range	15		100	15		100	$\text{k}\Omega$	See Fig. 7 and 8.
LOOP PHASE DETECTOR SECTION								
Peak Output Current	± 50	± 200	± 300	± 100	± 200	± 300	μA	Measured at Pin 11.
Output Offset Current		± 1			± 2		μA	
Output Impedance		1			1		$\text{M}\Omega$	
Maximum Swing	± 2	± 5		± 4	± 5		V	Referenced to Pin 10.
QUADRATURE PHASE DETECTOR								
Measured at Pin 3.								
Peak Output Current	± 50	150			150		μA	
Output Impedance		1			1		$\text{M}\Omega$	
Maximum Swing		11			11		V pp	
INPUT PREAMP SECTION								
Measured at Pin 2.								
Input Impedance		20			20		$\text{k}\Omega$	
Input Signal								
Voltage Required to Cause Limiting		2	10		2		mV rms	
VOLTAGE COMPARATOR SECTIONS								
Input Impedance		2			2		$\text{M}\Omega$	Measured at Pins 3 and 8.
Input Bias Current		100			100		nA	
Voltage Gain	55	70		55	70		dB	$R_L = 5.1 \text{ k}\Omega$
Output Voltage Low		300			300		mV	$I_C = 3 \text{ mA}$
Output Leakage Current		0.01			0.01		μA	$V_O = 12 \text{ V}$
INTERNAL REFERENCE								
Voltage Level	4.9	5.3	5.7	4.75	5.3	5.85	V	Measured at Pin 10.
Output Impedance		100			100		Ω	

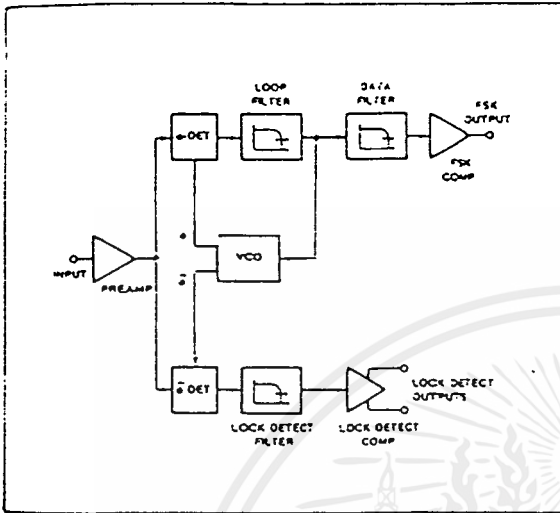


Figure 1: Functional Block Diagram of a Tone and FSK Decoding System Using XR-2211

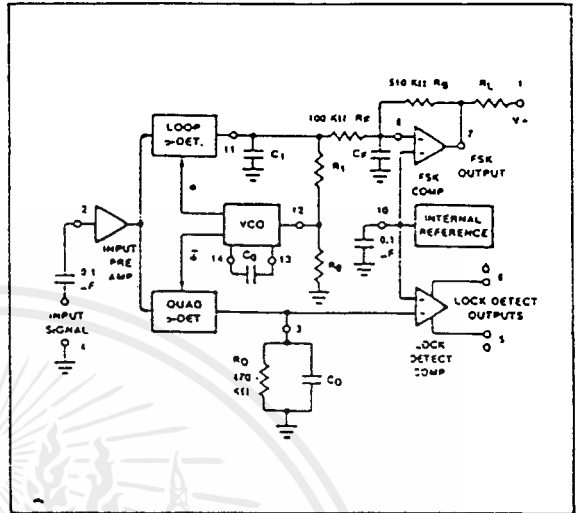


Figure 2: Generalized Circuit Connection for FSK and Tone Detection

Reference Voltage, V_R (Pin 10): This pin is internally biased at the reference voltage level, $V_R = V_{CC} / 2 = 650 \text{ mV}$. 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 $10 \mu\text{F}$ 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 $\pm V_{CC} / 2$.

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 $10 \text{ K}\Omega$ to $100 \text{ K}\Omega$ (see Figure 8).

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

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

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

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

DESIGN EQUATIONS

(See Figure 2 for definition of components.)

1. VCO Center Frequency, f_0 :

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

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

$$V_R = V_{CC} / 2 = 650 \text{ mV}$$

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

$$\tau = R_1 C_1$$

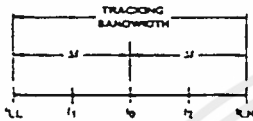
XR-2211

4. Loop Damping,
- ζ
- :

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

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

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



5. FSK Data Filter Time Constant,
- τ_F

$$\tau_F = R_F C_F$$

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

$$K\phi = -2V_R/\pi \text{ volts/radian}$$

8. VCO Conversion Gain,
- K_0
- : (
- K_0
- is the amount of change in VCO frequency, per unit of dc voltage change at Pin 11):

$$K_0 = -1/V_R C_0 R_1 \text{ Hz/volt}$$

9. Total Loop Gain,
- K_T

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

10. Peak Phase Detector Current,
- I_A

$$I_A = V_R \text{ (volts)}/25 \text{ m}\Omega$$

APPLICATIONS INFORMATION

FSK DECODING:

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

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

Design Instructions:

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

- a) Calculate PLL center frequency,
- f_0
- .

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

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

- c) Calculate value of
- C_0
- from design equation (1) or from Figure 5:

$$C_0 = 1/R_0 f_0$$

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

$$R_1 = 2\zeta [f_0/(f_1 - f_2)]$$

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

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

Then, $C_1 = C_0/4$ for $\zeta = 1/2$

- f) Calculate Data Filter Capacitance,
- C_F
- :

For $R_F = 100$ K Ω , $R_B = 510$ K Ω , the recommended value of C_F is:

$$C_F \approx 3/(\text{Baud Rate}) \mu\text{F}$$

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

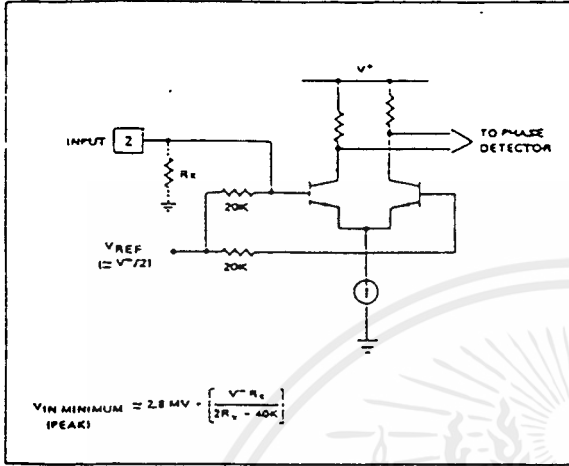


Figure 3: Desensitizing Input Stage

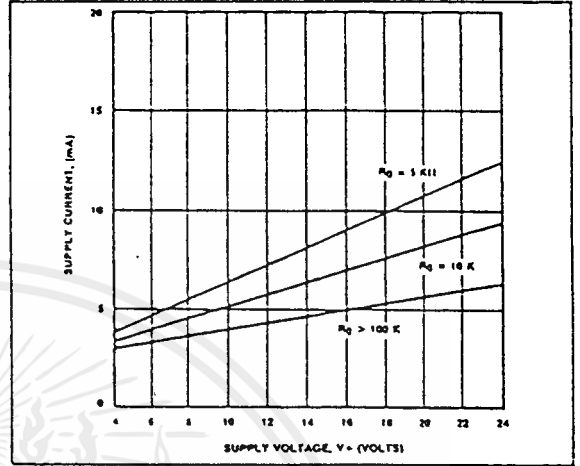


Figure 4: Typical Supply Current vs V+ (Logic Outputs Open Circuited).

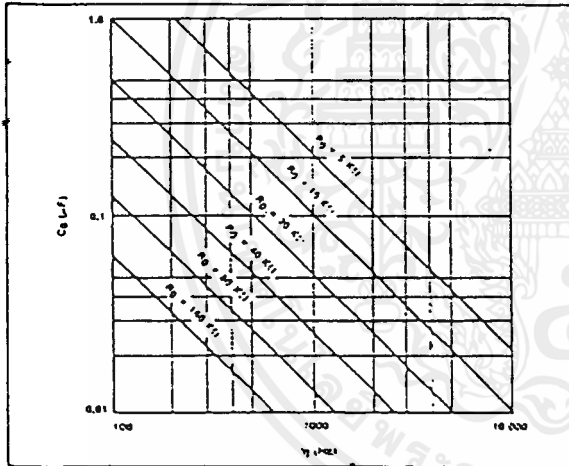


Figure 5: VCO Frequency vs Timing Resistor

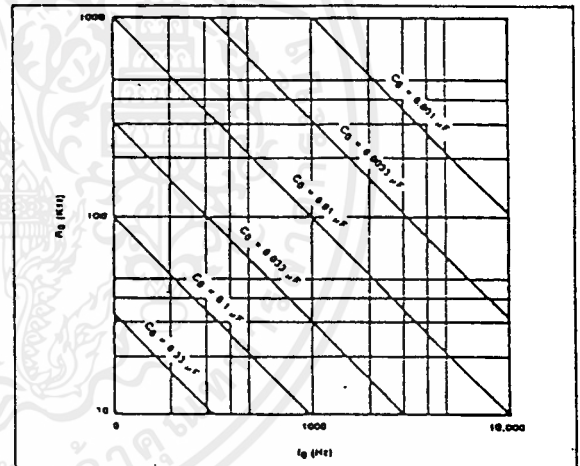


Figure 6: VCO Frequency vs Timing Capacitor

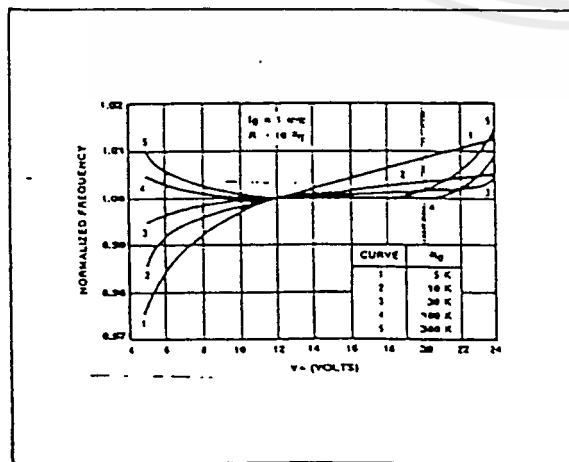


Figure 7: Typical f₀ vs Power Supply Characteristics

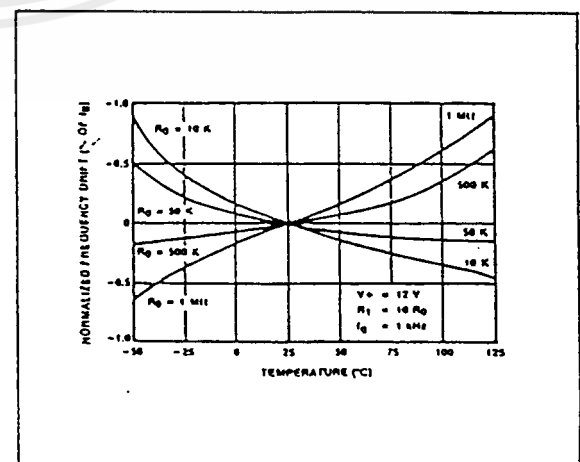


Figure 8: Typical Center Frequency Drift vs Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

XR-2211

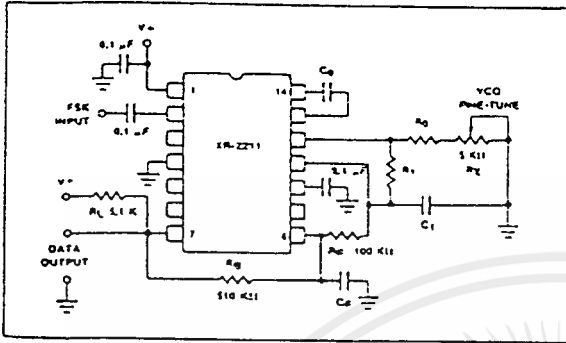


Figure 9: Circuit Connection for FSK Decoding

Design Example:

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

- Step 1: Calculate f_0 . $f_0 = (1113 + 1170) (1/2) = 1140$ Hz
- Step 2: Choose $R_0 = 20 \text{ K}\Omega$ ($1\text{E} \text{ K}\Omega$ fixed resistor in series with $5 \text{ K}\Omega$ potentiometer)
- Step 3: Calculate C_0 from Figure 6: $C_0 = 9.044 \text{ }\mu\text{F}$
- Step 4: Calculate $R_1, R_1 = F_2 (2240/60) = 380 \text{ K}\Omega$
- Step 5: Calculate $C_1, C_1 = C_0/4 = 2.261 \text{ }\mu\text{F}$

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

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

FSK BAND	COMPONENT VALUES	
300 Baud $f_1 = 1070$ Hz $f_2 = 1270$ Hz	$C_0 = 3.039 \text{ }\mu\text{F}$ $C_1 = 0.76 \text{ }\mu\text{F}$ $R_1 = 100 \text{ K}\Omega$	$C_F = 0.335 \text{ }\mu\text{F}$ $R_0 = 1\text{E} \text{ K}\Omega$
300 Baud $f_1 = 2025$ Hz $f_2 = 2225$ Hz	$C_0 = 3.022 \text{ }\mu\text{F}$ $C_1 = 0.0047 \text{ }\mu\text{F}$ $R_1 = 200 \text{ K}\Omega$	$C_F = 0.335 \text{ }\mu\text{F}$ $R_0 = 1\text{E} \text{ K}\Omega$
1200 Baud $f_1 = 1200$ Hz $f_2 = 2200$ Hz	$C_0 = 0.027 \text{ }\mu\text{F}$ $C_1 = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$ $R_1 = 30 \text{ K}\Omega$	$C_F = 0.3022 \text{ }\mu\text{F}$ $R_0 = 1\text{E} \text{ K}\Omega$

FSK DECODING WITH CARRIER DETECT:

The lock detect section of XR-2211 can be used as a carrier detect option, for FSK decoding. The recommended circuit connection for this application is shown in Figure 10. The open collector lock detect output, Pin 6, is shorted to data output (Pin 7). Thus, data output will be disabled at "low" state, until there is a carrier within the detection band of the PLL, and the Pin 6 output goes "high," to enable the data output.

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

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

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

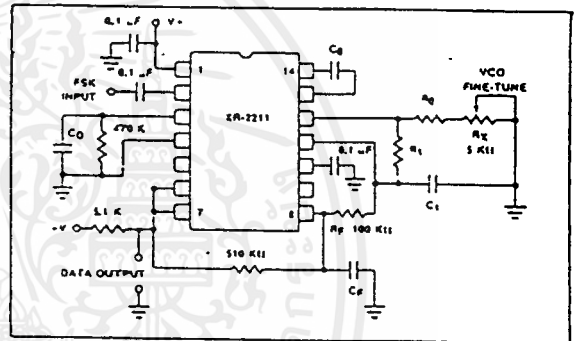


Figure 10: External Connectors for FSK Demodulation with Carrier Detect Capability

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

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

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

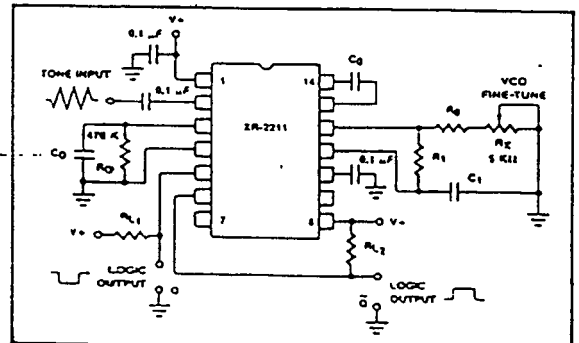


Figure 11: Circuit Connection for Tone Detection.

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

Design Instructions:

The circuit of Figure 11 can be optimized for any tone detection application by the choice of the 5 key circuit components: R_0 , R_1 , C_0 , C_1 and C_D . For a given input, the tone frequency, f_0 , these parameters are calculated as follows:

- a) Choose R_0 to be in the range of 15 K Ω to 100 K Ω . This choice is arbitrary.

- b) Calculate C_0 to set center frequency f_0 equal to f_s (see Figure 6): $C_0 = 1/R_0 f_s$

- c) Calculate R_1 to set bandwidth $\pm \Delta f$ (see design equation no. 5):

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

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

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

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

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

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

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

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

Increasing C_D slows down the logic output response time.

Design Examples:

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

- a) Choose $R_0 = 20$ K Ω (18 K Ω in series with 5 K Ω potentiometer).
 b) Choose C_0 for $f_0 = 1$ kHz (from Figure 6): $C_0 = 0.05$ μF .

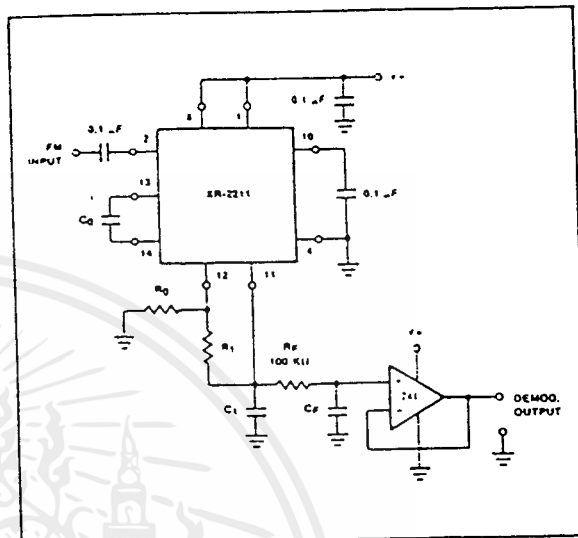


Figure 12: Linear FM Detector Using XR-2211 and an External Op Amp. (See section on Design Equation for Component Values.)

- c) Calculate R_1 : $R_1 = (R_0) (1000/20) = 1$ M Ω .
 d) Calculate C_1 for $\zeta = 1/2$: $C_1 = 0.25$, $C_0 = 0.013$ μF .
 e) Calculate C_D : $C_D = 16/38 = 0.42$ μF .
 f) Fine-tune center frequency with 5 K Ω potentiometer, R_X .

LINEAR FM DETECTION:

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

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

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

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

XR-2211

PRINCIPLES OF OPERATION

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

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

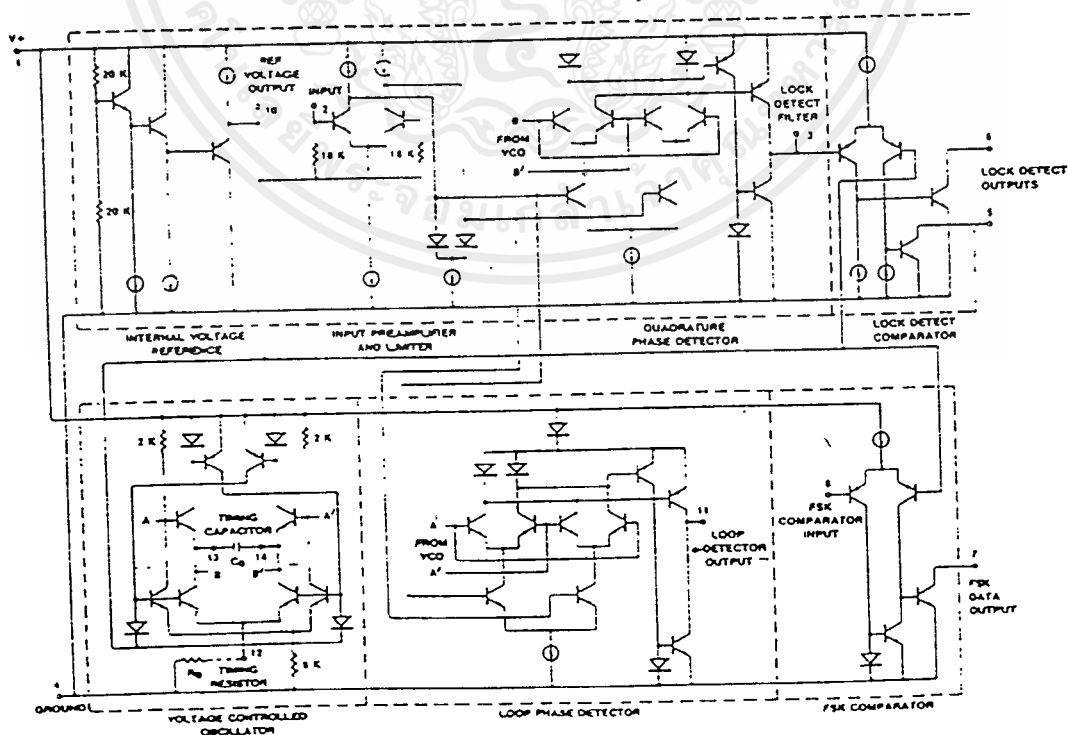
Lock Detect Output, Q (Pin 5): The output at Pin 5 is at "high" state when the PLL is out of lock and goes to "low" or conducting state when the PLL is locked. It is an open collector type output and requires a pull-up resistor, R_L, to V+ for proper operation. At "low" state, it can sink up to 5 mA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

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

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

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

EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM



54166/74166 8-Bit Shift Register (Parallel-In, Parallel-Out)

	Schottky TTL			High-Speed TTL			Low-Power Schottky TTL			Standard TTL			Low-Power TTL		
	Device Type	Package		Device Type	Package		Device Type	Package		Device Type	Package		Device Type	Package	
		C	P	C	P	M	C	P	M	C	P	M	C	P	M
T.I.							J	Q		J	Q				
FAIRCHILD							J	Q	ND	J	Q	ND			
MOTOROLA										FD	B	D			
N.S.C.										DM	54166	J	Q		WC
PHILIPS										DM	74166	J	Q	ND	WC
SIGNETICS										N74166		Q			
SIEMENS										SS4166		FD	B	D	WC
FUJITSU										N74166		FD	B	D	WC
HITACHI										FLJ 461		Q			
MITSUBISHI										HD74166		Q	P		
NEC										M53366		P			
TOSHIBA															

Electrical Characteristics SN54LS/SN74LS166

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range			
Supply voltage, V _{CC}	7V	Operating free-air temperature range	SN54LS -55°C to 125°C
Input voltage	7V	SN74LS	0°C to 70°C
		Storage temperature range	-65°C to 150°C

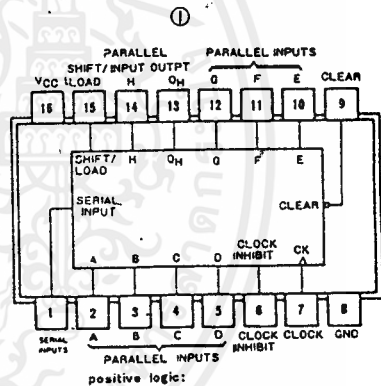
recommended operating conditions

	SN54166			SN74166			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}			-400			-400	μA
Low-level output current, I _{OL}			4			8	mA
Clock frequency, f _{clock}	0		25	0		25	MHz
Width of clock or clear pulse, t _w	20		20				ns
Mode-control setup time, t _{setup}	30		30				ns
Data setup time, t _{setup}	20		20				ns
Hold time at any input, t _{hold}	0		0				ns
Operating free-air temperature, T _A (See Note 1)	-55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	MIN	TYP ‡	MAX	UNIT		
V _{IH}	High-level input voltage		2		V		
V _{IL}	Low-level input voltage		0.8		V		
V _I	Input clamp voltage	V _{CC} =MIN, I _I =-18mA		-1.5	V		
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} =MIN, V _{IH} =2V, V _{IL} =0.8V, I _{OH} =-400 μA	2.7	3.4	V		
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} =MIN, V _{IH} =2V, V _{IL} =0.8V, I _{OL} =8mA	0.35	0.5	V		
I _I	Input current at maximum input voltage	V _{CC} =MAX, V _I =7V		0.1	mA		
I _{IH}	High-level input current	V _{CC} =MAX, V _I =2.7V		20	μA		
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} =MAX, V _I =0.4V		0.4	mA		
I _{OS}	Short-circuit output current †	V _{CC} =MAX	SN54LS -20	100	mA		
			SN74LS -20	100	mA		
I _{CC}	Supply current	V _{CC} =MAX, See Note 2	SN54LS 22	38	mA		
			SN74LS 22	38	mA		
f _{max}	Maximum clock frequency		25	35	MHz		
t _{PHL}	Propagation delay time, high-to-low-level output from clear	V _{CC} =5V, T _A =25°C, C _L =15pF, R _L =2kΩ		19	30	ns	
t _{PHL}	Propagation delay time, high-to-low-level output from clock			8	23	35	ns
t _{PLH}	Propagation delay time, low-to-high-level output from clock			8	24	35	ns

Pin Assignment (Top View)



Function Table

166 (see Note 3)

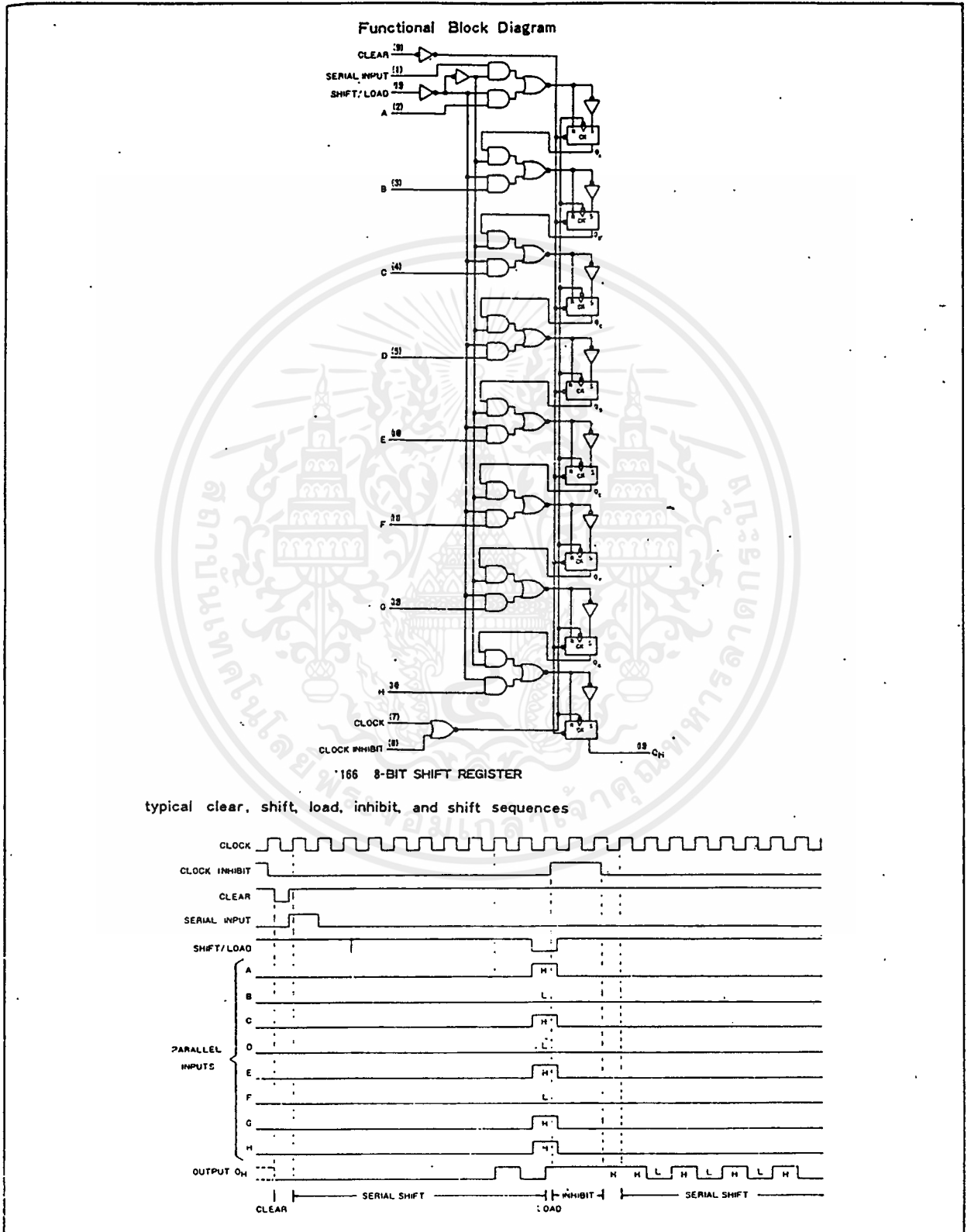
CLEAR	INPUTS					INTERNAL OUTPUTS		OUTPUT Q _n
	SHIFT/LOAD	CLOCK INHIBIT	CLOCK	SERIAL	PARALLEL A...H	Q _A	Q _B	
L	X	X	X	X	X	L	L	L
H	X	X	L	X	X	Q _{A0}	Q _{B0}	Q _{H0}
H	L	L	↑	X	a...h	a	b	h
H	H	L	↑	H	X	H	Q _{An}	Q _{Bn}
H	H	L	↑	L	X	L	Q _{An}	Q _{Bn}
H	X	H	↑	X	X	Q _{A0}	Q _{B0}	Q _{H0}

- NOTES:
- An SN54166 in the N package operating at free-air temperatures above 122°C requires a heat-sink that provides a thermal resistance from case to free-air, R_{θCA}, of not more than 48°C/W.
 - With all outputs open, 4.5V applied to the serial input, all other inputs except the clock grounded, I_{CC} is measured after a momentary ground, then 4.5V is applied to clock.
 - H = high level (steady state), L = low level (steady state)
 X = irrelevant (any input, including transitions)
 ↑ = transition from low to high level
 a...h = the level of steady-state input at inputs A thru H, respectively.
 Q_{A0}, Q_{B0}, Q_{H0} = the level of Q_A, Q_B, or Q_H, respectively, before the indicated steady-state input conditions were established.
 Q_{An}, Q_{Bn} = the level of Q_A or Q_B, respectively, before the most-recent ↑ transition of the clock.

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
 ‡ All typical values are at V_{CC}=5V, T_A=25°C.
 * Not more than one output should be shorted at a time.

CONTINUED ON NEXT PAGE

54166/74166(CONTINUED)

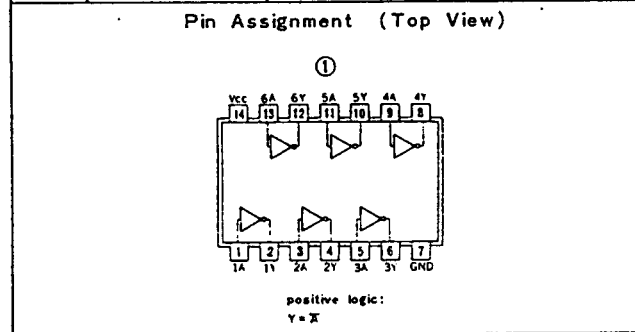
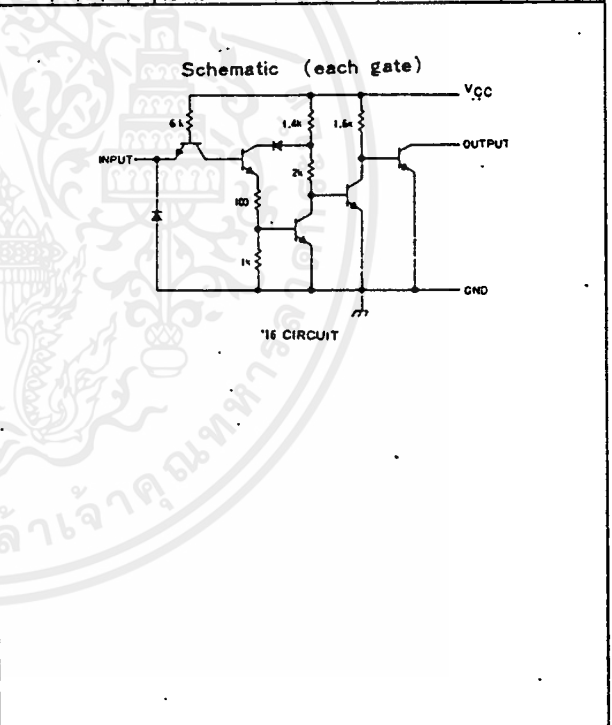


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5416/7416 Hex Inverter Buffer/Driver with Open-Collector High-Voltage Output

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL					
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package			
	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF		
T.I.													SN5416	J	D		I	W	D			
FAIRCHILD													SN7416	J	D		N	D				
													FMS416/FM3N16	D	D		F	C				
													FC7416/FC9N16	D	D		P	D				
MOTOROLA													SN7416				P					
N.S.C.													DMS416	J	D		N	D		I	W	D
													DM7416	J	D		N	D				
PHILIPS													FJH321/7405-S1				C					
SIGNETICS													SS416	F	D		A	D		I	W	D
													N7416	F	D		A	D				
SIEMENS													FLH481T				C					
FUJITSU																						
HITACHI													HD7416	C	P		D					
MITSUBISHI													M7416				P					
NEC																						
TOSHIBA													TD7416				P					

Electrical Characteristics SN5416/SN7416								
absolute maximum ratings over operating free-air temperature range								
Supply voltage, VCC	7V	Operating free-air temperature range	SN5416	-55°C	to	125°C		
Input voltage	5.5V	temperature range	SN7416	0°C	to	70°C		
Dit-state (high-level) voltage applied to open-collector outputs	15V	Storage temperature range		-65°C	to	150°C		
recommended operating conditions								
			SN5416		SN7416	UNIT		
Supply voltage, VCC		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	V
High-level output voltage, VOH			15			15		V
Low-level output current, IOL			30			40		mA
Operating free-air temperature, TA		-55		125	0		70	°C
electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range								
PARAMETER	TEST CONDITIONS †	MIN	TYP ‡	MAX	UNIT			
VIH	High-level input voltage		2		V			
VIL	Low-level input voltage			0.8	V			
VI	Input clamp voltage	VCC = MIN, II = -12mA		-1.5	V			
IOH	High-level output current	VCC = MIN, VIL = VIL max, VOH = MAX		250	µA			
VOL	Low-level output voltage	VCC = MIN, VIH = 2V, IOL = 16mA		0.4	V			
		VCC = MIN, VIH = 2V, IOL = MAX		0.7	V			
II	Input current at maximum input voltage	VCC = MAX, VI = 5.5V		1	mA			
IIH	High-level input current	VCC = MAX, VIH = 2.0V		40	µA			
IIl	Low-level input current	VCC = MAX, VIL = 0.4V		-1.6	mA			
ICCH	Supply current	VCC = MAX		30	mA			
ICCL	Supply current	VCC = MAX		32	mA			
ICC	Supply current	VCC = 5V		5.17	mA			
IPLH	Propagation delay time, low-to-high-level output	VCC = 5V, TA = 25°C, CL = 15pF, RL = 110Ω		10	15	ns		
IPHL	Propagation delay time, high-to-low-level output			15	23	ns		



Resistor values shown are nominal and in ohms.

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions
 ‡ All typical values are at VCC = 5V, TA = 25°C

5474/7474 Dual D-Type Positive-Edge-Triggered Flip-Flop with Preset and Clear

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL				
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		
	C	P	M	ICF	C	P	M	ICF	C	P	M	ICF	C	P	M	ICF	C	P	M	ICF	
T.I.	SN54S74	J	D	W	SN54H74	J	D	W	SN54LS74	J	D	W	SN5474	J	D	W	SN54L74	J	D	W	Z
FAIRCHILD	SN74S74	J	D	W	SN74H74	J	D	W	SN74LS74	J	D	W	SN7474	J	D	W	SN74L74	J	D	W	Z
MOTOROLA	FM54S74/FM9S74	J	D	W	FMS4H74/FM9H74	J	D	W	FM54LS74/FM9LS74	J	D	W	FM5474/FM974	J	D	W	FM54L74/FM9L74	J	D	W	Z
N.S.C.	GM74S74	J	D	W	DM74H74	J	D	W	DM74LS74	J	D	W	DM7474	J	D	W	DM74L74	J	D	W	Z
PHILIPS	N74S74	J	D	W	GJJ131/74H74	J	D	W	N74LS74	J	D	W	FJJ131/7474	J	D	W					
SIGNETICS	S54S74	J	D	W	S54H74	J	D	W	S54LS74	J	D	W	S5474	J	D	W					
SIEMENS	N74S74	J	D	W	N74H74	J	D	W	N74LS74	J	D	W	N7474	J	D	W					
FUJITSU									74LS74	J	D	W	MB420	J	D	W					
HITACHI	HO74S74	J	D	W					HD74LS74	J	D	W	HO7474/HO2510	J	D	W					
MITSUBISHI	M74S74	J	D	W					M74LS74	J	D	W	M5327/M5374	J	D	W					
NEC	74S74	J	D	W					74LS74	J	D	W	μPB214	J	D	W					
TOSHIBA													TD3474A	J	D	W					

Electrical Characteristics SN54LS74/SN74LS74

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range

Supply voltage, V _{CC}	TV	Operating free-air temperature range	SN54LS	-55°C to 125°C
Input voltage	5.5V	Storage temperature range	SN74LS	-65°C to 175°C
				-55°C to 150°C

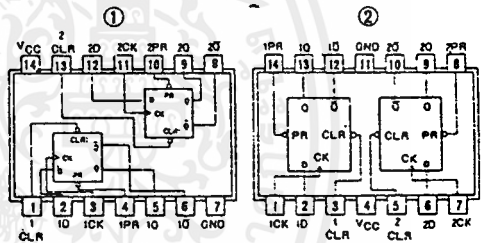
recommended operating conditions

	SN54LS74			SN74LS74			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}			-400			-400	mA
Low-level output current, I _{OL}			4			8	mA
Pulse width, t _p	Clamp high	25		25			nS
	Preset or clear low	25		25			
Input setup time, t _{su}	High-level data	25†		25†			nS
	Low-level data	20*		20*			
Input hold time, t _h		5†		5†			nS
Operating free-air temperature, T _A		-55	125	0	70		°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

PARAMETER*	TEST CONDITIONS †	MIN	TYP ‡	MAX	UNIT
V _{IH}	High-level input voltage		2		V
V _{IL}	Low-level input voltage			0.8	V
V _I	Input clamp voltage	V _{CC} =MIN, I _I =-18mA		-1.5	V
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} =MIN, V _{IH} =2V, V _{IL} =0.8V, I _{OH} =MAX	2.7	3.4	V
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} =MIN, V _{IH} =2V, V _{IL} =0.8V, I _{OL} =4mA	0.25	0.4	V
I _I	Input current at maximum input voltage	D, J, K, Clear, Preset, Clock		0.1	mA
		V _{CC} =MAX, V _I =7V		0.2	
				0.2	
				0.1	
I _{IH}	High-level input current	D, J, K, Clear, Preset, Clock		20	μA
		V _{CC} =MAX, V _I =2.7V		40	
				40	
				20	
I _{IL}	Low-level input current	D, J, K, Clear, preset, Clock		-0.4	mA
		V _{CC} =MAX, V _I =0.4V		-0.8	
				-0.8	
				-0.4	
I _{OS}	Short-circuit output current †	Series 54LS, Series 74LS		-20	mA
		V _{CC} =MAX		-100	
I _{OC}	Supply current (Average per flip-flop)	V _{CC} =MAX, See Note 1		4	mA
f	clock frequency	V _{CC} =5V, T _A =25°C, C _L =15pF, R _L =2kΩ	25	33	MHz
t _{PLH}	from clear, preset or clock (as appropriate) to Q or Q̄		13	25	ns
t _{PHL}			25	40	

Pin Assignments (Top View)

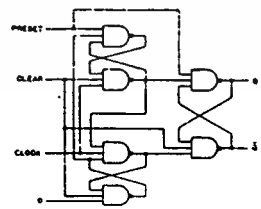


Functional Table

'74, 'H74, 'LS74, 'S74 (See Note 2)

	INPUTS			OUTPUTS	
	PRESET	CLEAR	CLOCK	Q	Q̄
L	H	X	X	H	L
H	L	X	X	L	H
L	L	X	X	H*	H*
H	H	I	H	H	L
H	H	I	L	L	H
H	H	L	X	Q ₀	Q̄ ₀

Functional Block Diagram



'74, 'S74, 'H74, 'LS74, 'L74-DUAL D FLIP-FLOP WITH CLEAR AND PRESET

- NOTES: 1 With all outputs open, I_{CC} is measured with the Q and Q̄ outputs high in turn. At the time of measurement, the clock input is grounded.
 2 H=high level (steady state), L=low level (steady state), X=irrelevant
 * = transition from low to high level.
 Q₀ = the level of Q before the indicated output conditions were established.
 † This configuration is nonstable; that is, it will not persist when preset and clear inputs return to their inactive (high) level.

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values are at V_{CC}=5V, T_A=25°C.

• Not more than one output should be shorted at a time.

* t_{PLH} = propagation delay time, low-to-high-level output.

† t_{PHL} = propagation delay time, high-to-low-level output.

‡ The arrow indicates the edge of the clock pulse used for reference. * for the rising edge.

เอกสารนี้เป็นเอกสารทรัพย์สินทางปัญญาของบริษัทฯ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

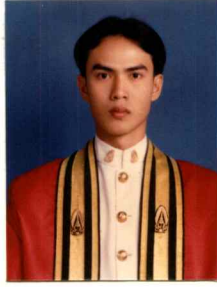
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้จัดทำ



ชื่อผู้ทำปริญญาบัตร	นายันทชัย ทองขาว
วันเดือนปีเกิด	9 กันยายน พ.ศ. 2516
สถานที่เกิด	จังหวัดสงขลา
ภูมิลำเนา	จังหวัดสงขลา
ที่อยู่ปัจจุบัน	65 ซอย 3 ถนนทะเลหลวง ตำบลบ่อยาง อำเภอเมือง จังหวัดสงขลา 90000
โทรศัพท์	074-325-023
ประวัติการศึกษา	
ประถมศึกษา	โรงเรียนวิเชียรชม
มัธยมศึกษาตอนต้น	สงขลาวิทยาคม
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ(ปวช.)	โรงเรียนสงขลาเทคโนโลยี
ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง(ปวส.)	มหาวิทยาลัยสยาม
ปริญญาตรี	สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
คติพจน์	อยู่อย่างสามัญทำตัวอย่างบัณฑิต

ประวัติผู้จัดทำ



ชื่อผู้ทำปริญญาบัตร	นายมณฑป ไชยบัณฑิต
วันเดือนปีเกิด	30 กันยายน พ.ศ. 2517
สถานที่เกิด	จังหวัดพัทลุง
ภูมิลำเนา	จังหวัดพัทลุง
ที่อยู่ปัจจุบัน	49 หมู่ที่ 6 ตำบลเขาเจ็ยก อำเภอเมือง จังหวัดพัทลุง 93000
โทรศัพท์	074-620-071
ประวัติการศึกษา	
ประถมศึกษา	โรงเรียนอนุบาลพัทลุง
มัธยมศึกษาตอนต้น	โรงเรียนพัทลุง
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ(ปวช.)	วิทยาลัยเทคนิคพัทลุง
ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง(ปวส.)	มหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ สาขาช่างอิเล็กทรอนิกส์
ปริญญาตรี	สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
คติพจน์	จงพึงลมหายใจของตัวเองให้มากที่สุด

ประวัติผู้จัดทำ



ชื่อผู้ทำปริญญาบัตร	นายวิชัย มุลพัฒน์
วันเดือนปีเกิด	1 พฤศจิกายน 2509
สถานที่เกิด	ปัตตานี
ภูมิลำเนา	126 หมู่ 5 ต.ถ้ำทะลุ อ.บันนังสตา จ.ยะลา 95130
ที่อยู่ปัจจุบัน	52/239 แขวงบางกะปิ เขตบางกะปิ กรุงเทพฯ 10240
ที่ทำงาน	บริษัท สยามเทลเทคคอมพิวเตอรส์ จำกัด
โทรศัพท์	3772541-2 ,3776373-4 ต่อ 4208 ,5760502-7
ประวัติการศึกษา	
ประถมศึกษา	โรงเรียนตังกะตัง
มัธยมศึกษาตอนต้น	โรงเรียนบันนังสตาวิทยา
ประกาศนียบัตรวิชาชีพ(ปวช.)	วิทยาลัยเทคนิคยะลา
ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง(ปวส.)	วิทยาลัยเทคนิคยะลา
ปริญญาตรี	สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
กติพจน์	ความสำเร็จพิชิตได้ด้วยความพยายาม

บรรณานุกรม

1. โชคชัย เดชสุวรรณ,วัชระ โฉสูงเนิน,สาคร คำเสน, อภินพ คุระจีน ปฏิญานิพนธ์ระบบการส่งข้อมูลในช่องสัญญาณกระจายเสียงแบบเอฟเอ็ม-เอสซีเอ ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง,2538
2. ดำรงพงศ์ พลบูรณ์, นุกูล สว่างเมฆ, ประวิทย์ อนุการ, เอกชัย เอี่ยมคง. ระบบวิทยุติดตามตัว. ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม.คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง,2538
3. ไพโรจน์ ไวนิชกิจ "เรื่องเล็กๆ ของเพจเจอร์" เขมิกอนคักเตอร์ฉบับที่159 พฤษภาคม, 2539
4. สุเจตน์ จันทรัมย์"ไมโครคอนโทรลเลอร์ซีพเดียว 8051" โครงการตำรา.วิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร,2535
5. สุชาติ กังวาลจิตต์"เครื่องรับส่งวิทยุและระบบสื่อสาร.กรุงเทพมหานคร: เอช-เอนการพิมพ์,2521
6. Motorola communications device data. Motorola, In., 1989.
7. Motorola linear/interface Ics device data vol 2. Motorola, Inc., 1989.

