



(17) 4
4 1 1

ระบบปฏิบัติการทางภาษาโดยใช้เทคนิคเอฟดีเอ็ม ด้วยวิธีแอมพลิจูดมอดูเลชัน
FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX BY AMPLITUDE MODULATION
SOUND-LAB SYSTEM



โดย
นางสาวศิริพร ศิริกิจพาณิชย์กุล
นางสาวสิริวรรณ หวังเกียรติ

วัน เดือน ปี..... 18.ค.ค. 2541
เลขทะเบียน..... 039067
เลขเรียกหนังสือ..... T.10308 ๗116๖ ๕

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง 039067

ระบบปฏิบัติการทางภาษาโดยใช้เทคนิคเอฟดีเอ็ม ด้วยวิธีแอมพลิจูดมอดูเลชัน
FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX BY AMPLITUDE MODULATION
SOUND-LAB SYSTEM



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2540

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบปฏิบัติการทางภาษาโดยใช้เทคนิคเอฟดีเอ็ม ด้วยวิธีแอมพลิจูดมอดูเลชัน

FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX BY AMPLITUDE MODULATION

SOUND-LAB SYSTEM

ผู้จัดทำ

1. นางสาวศิริพร ศิริกิจพาณิชย์กุล 37014438
2. นางสาวศิริวรรณ หวังเกียรติ 37014494

ปรโมทย์
(ผศ.ดร. ปรโมทย์ วาดเขียน)
อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบปฏิบัติการทางภาษาโดยใช้เทคนิคเอฟดีเอ็ม ด้วยวิธีแอมพลิจูดมอดูเลชัน
FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX BY AMPLITUDE MODULATION
SOUND-LAB SYSTEM

โดย นางสาวศิริพร ศิริกิจพานิชย์กุล 37014438

นางสาวสิริวรรณ หวังเกียรติ 37014494

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน

บทคัดย่อ

ในโครงการปริญญาโทฉบับนี้ เป็นการออกแบบระบบปฏิบัติการทางภาษา โดยใช้เทคนิคเอฟดีเอ็ม (Frequency Division Multiplex) ซึ่งออกแบบให้บุทควบคุม และบุทลูกข่ายสามารถติดต่อถึงกันได้ โดยส่งสัญญาณในระบบแอมพลิจูดมอดูเลชัน นอกจากนี้บุทลูกข่ายยังสามารถเลือกรับสัญญาณที่ส่งมาจากบุทควบคุมได้ โดยในระบบนี้จะถูกควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์ ซึ่งจะแสดงสถานะของลูกข่ายถึงความต้องการติดต่อกับแม่ข่าย ทำให้แม่ข่ายสามารถเลือกติดต่อกลับมายังลูกข่ายที่ต้องการได้

ABSTRACT

In this project , A sound-lab system with used frequency division multiplex technique is presented. It is also designed to be able communicated between control booth and sub-booth. A amplitude modulation is used to be shift spectrum of information for FDM technique.

Moreover sub-booth can select data signal from control booth. The system is controlled by computer that can show status of sub-booth when they want to communicate with control booth . So control booth can choose to response.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	3
2.1 ระบบวิทยุเบื้องต้น	3
2.2 การมอดูเลตทางแอมพลิจูด	3
2.3 การคิ่อมอดูเลชันสัญญาณ AM	6
2.4 เครื่องส่งวิทยุ AM	6
2.5 หลักการรับวิทยุ	7
2.5.1 หลักการรับวิทยุแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์	7
2.5.2 วงจรดีเทกเตอร์ใช้ไดโอด	9
2.6 โวลต์เตจคอลลทรลอสซิลเลเตอร์	10
2.6.1 ฟังก์ชันบล็อกไดอะแกรมของ XR2206	10
2.7 ฟิลเตอร์ช่วงความถี่ผ่าน	12
2.8 การไบแอสไดโอด	12
2.9 หลักการเลือกความถี่ของสัญญาณคี่ทีเอ็มเอฟ	13
2.10 การอินเตอร์เฟสพื้นฐาน	14
2.10.1 8255 พอร์คอินพุท / เอาท์พุท ของระบบ	14
2.10.2 การโปรแกรม 8255	16
บทที่ 3 หลักการคำนวณและการสร้าง	19
3.1 หลักการออกแบบระบบปฏิบัติการทางภาษา	19
3.2 การออกแบบและการสร้างภาคเครื่องส่ง	20
3.2.1 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์	21
3.2.2 วงจรผสมสัญญาณแบบเอเอ็ม	22
3.2.3 วงจรรวมสัญญาณ	22
3.2.4 วงจรเข้ารหัสคี่ทีเอ็มเอฟ	23
3.3 การออกแบบและการสร้างภาคเครื่องรับ	30
3.3.1 วงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์	30
3.3.2 วงจรแบนพาสฟิลเตอร์	31
3.3.3 ส่วนดีเทกเตอร์	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
3.3.4 วงจรถอดรหัสสัญญาณดิจิทัลที่เอ็มเอฟ	32
3.4 การออกแบบและการสร้างส่วนควบคุมสวิตช์	41
3.5 การออกแบบและการสร้างส่วนอินเทอร์เฟซกับคอมพิวเตอร์	45
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	50
4.1 การทดลองส่วนส่งสัญญาณทางด้านบุทควบคุม	50
4.2 การทดลองส่วนรับสัญญาณจากบุทควบคุม	57
4.3 การทดลองส่วนส่งสัญญาณทางด้านบุทลูกข่าย	59
4.4 การทดลองส่วนรับสัญญาณจากบุทลูกข่าย	62
4.5 การทดลองส่วนควบคุมการทำงานของไมค์	63
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	65
5.1 สรุปผลการทดลอง	65
5.2 แนวทางในการพัฒนา	65
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงการติดต่อเชื่อมโยงระหว่างบุทควบคุมกับบุทลูกข่าย	2
รูปที่ 2.1 แผนผังแสดงภาคเครื่องส่งและเครื่องรับ	3
รูปที่ 2.2 หลักการผสมคลื่นทางแอมพลิฟูด	4
รูปที่ 2.3 แรงดันสูงสุดและต่ำสุดบนคลื่น AM	4
รูปที่ 2.4 การโอเวอร์มอดูเลตและรูปคลื่นสัญญาณ	5
รูปที่ 2.5 แถบความถี่สัญญาณ AM	6
รูปที่ 2.6 หลักการคีมอดูเลชันสัญญาณ AM	6
รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งวิทยุโดยพื้นฐาน	7
รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับวิทยุโดยพื้นฐาน	7
รูปที่ 2.9 หลักการเปลี่ยนความถี่ตามวิธีซูเปอร์เฮเทอโรไดน์	8
รูปที่ 2.10 การตีเทคสัญญาณ AM ด้วยไดโอด	9
รูปที่ 2.11 วงจรตีเทคเตอร์ AM ใช้ไดโอด	9
รูปที่ 2.12 อิมิตเตอร์คัปเปิ้ลมัลติไวเบรเตอร์	10
รูปที่ 2.13 บล็อกไดอะแกรมของ XR-2206	11
รูปที่ 2.14 หลักการใช้ไดโอดเป็นตัวตีเทคเตอร์สัญญาณ AM	13
รูปที่ 2.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างหมายเลขบนแป้นกดกับความถี่ประจำแถวและหลัก	14
รูปที่ 2.16 แสดงแผนผังและการจัดขาของ 8255A-5	15
รูปที่ 2.17 แสดงรูปแบบการกำหนดค่าของคอลโทรลไบต์	16
รูปที่ 3.1 แสดงลักษณะการติดต่อสื่อสารระหว่างบุทควบคุมกับบุทลูกข่าย	20
รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงภาคเครื่องส่ง	21
รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์	21
รูปที่ 3.4 วงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์	22
รูปที่ 3.5 วงจรรวมสัญญาณ	23
รูปที่ 3.6 แสดงขาของไอซี MC145412	23
รูปที่ 3.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของไอซี MC145412	24
รูปที่ 3.8 แสดงไดอะแกรมของเวลาของไอซี MC145412	27
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรใช้งานของไอซี MC145412	27
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรรวมทางด้านเครื่องส่งสำหรับบุทควบคุม	28
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรรวมทางด้านเครื่องส่งสำหรับบุทลูกข่าย	29
รูปที่ 3.12 บล็อกไดอะแกรมแสดงภาคเครื่องรับ	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 3.13 วงจรโลกออกออสซิลเลเตอร์	31
รูปที่ 3.14 แสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของเซรามิกฟิลเตอร์	31
รูปที่ 3.15 วงจรไดโอดคิเทคเตอร์	32
รูปที่ 3.16 แสดงรายละเอียดขาของไอซี MT8870	33
รูปที่ 3.17 แสดงโครงสร้างภายในของไอซี MT8870	34
รูปที่ 3.18 แสดงแผนภูมิเวลาการทำงานของไอซี MT8870	35
รูปที่ 3.19 แสดงวงจรตรวจสอบสัญญาณ (Steering) อย่างง่าย	36
รูปที่ 3.20 แสดงวงจรตรวจสอบสัญญาณที่ใช้งานจริง	37
รูปที่ 3.21 แสดงการต่อวงจรภาคอินพุท	38
รูปที่ 3.22 แสดงการต่อวงจรกำเนิดความถี่	39
รูปที่ 3.23 แสดงวงจรใช้งานเบื้องต้นของ MT8870	39
รูปที่ 3.24 วงจรรวมทางด้านเครื่องรับ	40
รูปที่ 3.25 วงจรควบคุมการทำงานของไมค์	42
รูปที่ 3.26 แสดงรายละเอียดขาของ ไอซี 74LS42	43
รูปที่ 3.27 วงจรสวิตช์ควบคุม	44
รูปที่ 3.28 วงจรคาร์คินเตอร์เฟส	45
รูปที่ 3.29 แสดงโฟลวชาร์ตการรับข้อมูล	47
รูปที่ 3.30 แสดงโปรแกรมการรับข้อมูล	48
รูปที่ 3.31 แสดงวงจรรวมทางด้านบุทลูกข่าย	49
รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรออสซิลเลเตอร์ กำเนิดคลื่นพาหะความถี่ 470 kHz	50
รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรออสซิลเลเตอร์ กำเนิดคลื่นพาหะความถี่ 500 kHz	51
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรออสซิลเลเตอร์ กำเนิดคลื่นพาหะความถี่ 530 kHz	51
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรออสซิลเลเตอร์ กำเนิดคลื่นพาหะความถี่ 560 kHz	52
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรออสซิลเลเตอร์ กำเนิดคลื่นพาหะความถี่ 590 kHz	52
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรออสซิลเลเตอร์ กำเนิดคลื่นพาหะความถี่ 650 kHz	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของไอซี MC1496 ซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 470 kHz	53
รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของไอซี MC1496 ซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 500 kHz	54
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของไอซี MC1496 ซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 530 kHz	54
รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของไอซี MC1496 ซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 560 kHz	55
รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของไอซี MC1496 ซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 590 kHz	55
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณดีทีเอ็มเอฟที่ถูกมอดูเลตซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 650 kHz	56
รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรวมสัญญาณทั้ง 6 ช่อง	56
รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	58
รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณรูปขายน้ความถี่ 1 kHz ที่ต้องการส่งทางด้านส่ง (รูปบน) เทียบกับ สัญญาณรูปขายน้ความถี่ 1 kHz ที่ตีเทคได้ทางด้านรับ (รูปล่าง)	58
รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณรูปขายน้ความถี่ 1 kHz ที่ต้องการส่งทางด้านรับ (รูปบน) เทียบกับ สัญญาณรูปขายน้ความถี่ 1 kHz ที่ตีเทคได้ทางด้านส่ง (รูปล่าง)	59
รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรออสซิลเลเตอร์ กำเนิดคลื่นพาหะความถี่ 620 kHz	59
รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรออสซิลเลเตอร์ กำเนิดคลื่นพาหะความถี่ 680 kHz	60
รูปที่ 4.19 แสดงสัญญาณเสียงที่ถูกมอดูเลตซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 620 kHz	60
รูปที่ 4.20 แสดงสัญญาณดีทีเอ็มเอฟที่ถูกมอดูเลตซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 680 kHz	61
รูปที่ 4.21 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรวมสัญญาณ 2 ช่อง	61
รูปที่ 4.22 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์	62
รูปที่ 4.23 แสดงสัญญาณเสียงที่ตีเทคได้ทางด้านรับ (รูปบน) เทียบกับ สัญญาณเสียงที่ต้องการส่งทางด้านส่ง (รูปล่าง)	63
รูปที่ 4.24 แสดงสัญญาณดีทีเอ็มเอฟที่ตีเทคได้ (รูปบน) เทียบกับ สัญญาณดีทีเอ็มเอฟที่ต้องการส่งทางด้านส่ง (รูปล่าง)	63
รูปที่ 4.25 แสดงแผนภูมิเวลาการทำงานของวงจรควบคุมการทำงานของไมค์	64

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 หน้าที่และข้อสัญญาต่างๆของ 8255	15
ตารางที่ 3.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ขา MS และโหมดการทำงาน	25
ตารางที่ 3.2 แสดงการทำงานของไอซี MC8870	35
ตารางที่ 3.3 แสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของ ไอซี 74LS42	44
ตารางที่ 3.4 แสดงการถอดรหัสแอดเดรสพอร์ต	47
ตารางที่ 4.1 แสดงความถี่ออสซิลเลตที่ได้จาก VCO ที่ระดับแรงดันไฟฟ้าค่าต่างๆ	57



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันการสื่อสารในทุกรูปแบบได้ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อเพิ่มควมมีประสิทธิภาพ ในการดำเนินการ ตลอดจนการปฏิบัติการ ไม่ว่าจะเป็นทางด้าน เทคโนโลยี หรือ การศึกษา ซึ่งรูปแบบการพัฒนาการสื่อสาร นั้น อาศัยลักษณะพื้นฐานที่สำคัญ คือ วิธีการเปลี่ยนเสียงพูดเป็นสัญญาณไฟฟ้า ขยายให้เป็นคลื่นเสียง จากนั้นทำการเกาะผสมกับคลื่นพาหะ (คลื่นวิทยุ) แล้วส่งไปยังเครื่องรับที่อยู่ห่างออกไป

สำหรับในด้านการพัฒนาเทคโนโลยีการสื่อสาร เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในการศึกษา ในปัจจุบันมีความสำคัญ และ บทบาทอย่างมากต่อการพัฒนาบุคคลากร ให้มีความรู้ และความสามารถ ยกตัวอย่างเช่น ระบบปฏิบัติการทางภาษาหรือ ห้องขาวน์แลบ, สื่อการสอนผ่านทางโทรทัศน์ ฯลฯ ในที่นี้จะขอกกล่าวถึง ระบบปฏิบัติการทางภาษาหรือ ห้องขาวน์แลบ ถูกนำมาใช้ประโยชน์อย่างมากในด้านการศึกษา ด้านการฝึกฝนทักษะในการฟัง การสนทนา ซึ่งผู้ฟัง จะได้รับทักษะเหล่านี้จาก สัญญาณเสียงจริง

โดยทั่วไปแล้วห้องขาวน์แลบจะประกอบด้วย บุทควบคุมและบุทลูกข่าย โดยบุทควบคุมจำนวน 1 บุท จะทำหน้าที่ควบคุมและเป็นศูนย์กลางในการกระจายข่าวสาร ไปยังบุทลูกข่ายจำนวนมาก สำหรับในโครงการนี้ เราจะออกแบบให้บุทควบคุมสามารถส่งข่าวสาร จำนวน 4 ข่าวสาร, สัญญาณเสียง และสัญญาณคิตีเอ็มเอฟ ได้พร้อมๆกัน ไปยังบุทลูกข่ายโดยจะทำการรวมสัญญาณข่าวสารทั้งหมดส่งไปยังสายส่งเดียวกัน เพื่อเป็นการลดจำนวนสายส่ง นอกจากนี้ยังสะดวก และสวยงามในการติดตั้งอีกด้วย ซึ่งแต่ละบุทลูกข่ายสามารถจะเลือกรับข่าวสารใดก็ได้ และเมื่อบุทลูกข่ายต้องการจะซักถามกับอาจารย์ที่อยู่ที่บุทควบคุมก็สามารถทำได้โดย บุทลูกข่ายจะส่งสัญญาณ คิตีเอ็มเอฟ (DTMF) เพื่อแสดงเลขหมายของบุทที่ร้องขอไปยังบุทควบคุมโดยผ่านพอร์ตของคอมพิวเตอร์เพื่อจะได้ทราบว่ามิบุทใดต้องการติดต่อด้วย ซึ่งเป็นส่วนควบคุมที่อยู่ที่บุทควบคุม ทางด้านบุทควบคุมถ้าจะอนุญาตให้บุทลูกข่ายทำการติดต่อ ก็จะส่งสัญญาณ ไปปลดล๊อคลูกข่ายนั้น บุทลูกข่ายและบุทควบคุมก็สามารถสนทนากันได้

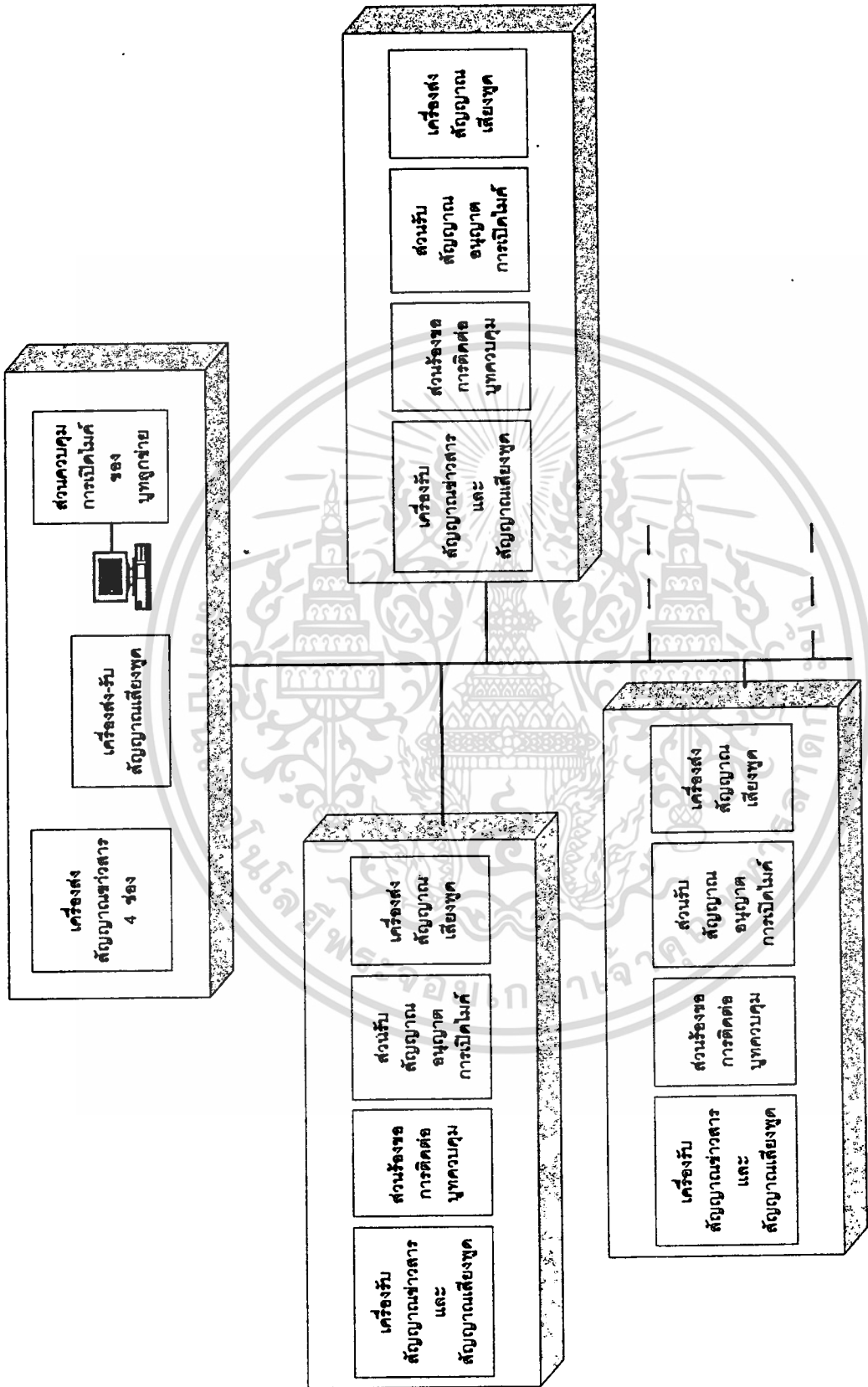
บุทควบคุม และบุทลูกข่ายจะประกอบด้วยส่วนหลัก ๆ ดังนี้

บุทควบคุม ประกอบด้วย

1. ส่วนส่งสัญญาณข่าวสาร และสัญญาณเสียง
2. ส่วนควบคุมบุทลูกข่าย

บุทลูกข่าย ประกอบด้วย

1. ส่วนรับสัญญาณข่าวสาร
2. ส่วนร้องขอการติดต่อ



รูปที่ 1.1 แสดงการติดต่อเชื่อมโยงระหว่างบุทควบคุมกับบุทลูกข่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎี

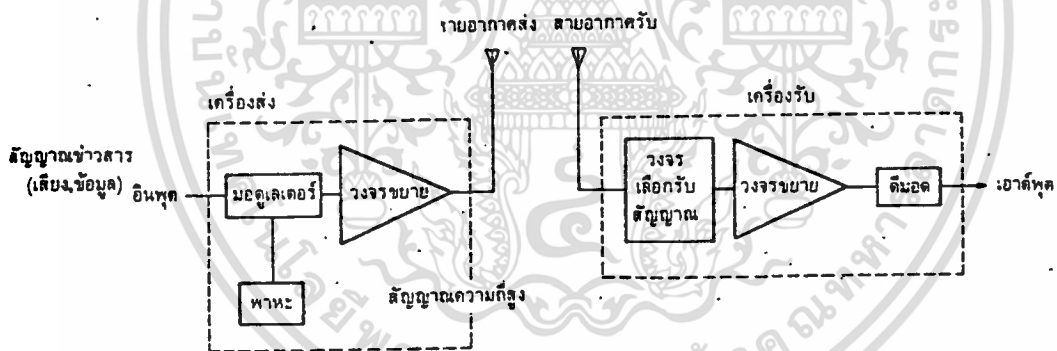
2.1 ระบบวิทยุเบื้องต้น

ระบบวิทยุโดยทั่วไปมักจะมีรูปแบบคล้ายคลึงกับรูปที่ 2.1 ซึ่งจะเห็นว่าประกอบด้วยส่วนสำคัญคือ เครื่องส่ง เครื่องรับ สายอากาศ และ สัญญาณข่าวสาร (เช่น จากเสียงพูด จากไมโครโฟน) ถูกป้อนเข้าที่อินพุต ทำให้เกิดเอ้าท์พุท เป็นคลื่นที่ได้รับการมอดูเลต แล้วแพร่กระจายออกจากสายอากาศส่งไปยังเครื่องรับ คลื่นที่รับได้จากสายอากาศรับจะถูกแปลงโดยเครื่องรับ เพื่อให้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมา

ที่เครื่องส่ง สัญญาณข่าวสารและสัญญาณพาหะความถี่สูงจะถูกส่งไปยังวงจรมอดูเลต ซึ่งทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณข่าวสารลงบนสัญญาณพาหะความถี่สูง สัญญาณพาหะที่ถูกมอดูเลตแล้ว จะต้องไปผ่านการขยายให้มีกำลังมากขึ้น แล้วป้อนแก่สายอากาศส่งเพื่อให้สามารถส่งไปได้ไกล โดยที่เครื่องรับสามารถรับได้ชัดเจน

ที่เครื่องรับ คลื่นที่ส่งมาจะได้โดยสายอากาศรับ เครื่องรับจะรับเฉพาะคลื่นที่ต้องการเท่านั้น และขยายให้คลื่นนั้นมีกำลังแรงขึ้น เพื่อป้อนให้วงจรมอดูเลตทำหน้าที่แปลงคลื่นพาหะที่ถูกมอดูเลตกลับมากขึ้น เพื่อให้สัญญาณข่าวสารที่ต้องการตามเดิม

สำหรับในโครงการนี้ เราออกแบบให้การติดต่อระหว่างเครื่องรับส่งผ่านสายเคเบิล โดยใช้หลักการเบื้องต้นดังที่กล่าวมาแล้ว

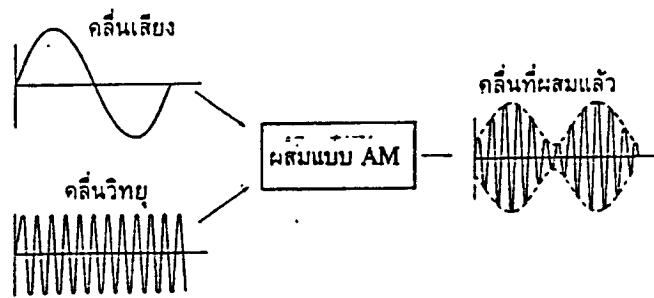


รูปที่ 2.1 แผนผังแสดงภาคเครื่องส่งและเครื่องรับ

2.2 การมอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation)

การผสมคลื่นเสียงเข้ากับคลื่นวิทยุเพื่อการส่งวิทยุนั้นมักเรียกกันว่า การมอดูเลชัน (Modulation) หรือเรียกสั้น ๆ ว่าการมอดูเลต การมอดูเลตทางแอมพลิจูด หมายถึง การนำเอาสัญญาณความถี่เสียงหรือข้อมูลข่าวสารไปผสมกับสัญญาณความถี่วิทยุ เป็นคลื่นพาหะทางแอมพลิจูด โดยปกติก่อนการผสมคลื่นพาหะจะมีแอมพลิจูดสม่ำเสมอ เมื่อนำสัญญาณเสียงหรือข้อมูลข่าวสารผสมเข้าไป ผลลัพธ์ที่ได้จะทำให้ยอดแอมพลิจูดของคลื่นพาหะสูงต่ำเปลี่ยนไปตามความแรงของสัญญาณที่เข้าไปผสม ส่วนความถี่ของคลื่นพาหะยังคงเดิมจึงอาจเรียกได้ว่า เป็นการผสมทางขนาดความสูงของคลื่น โดยสัญญาณที่เข้าไปผสมจะปรากฏเป็นกรอบคลื่น (Envelope) อยู่บน แอมพลิจูดของคลื่นพาหะทั้งด้านบนและด้านล่าง ดังรูปที่ 2.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 หลักการผสมคลื่นทางแอมพลิจูด

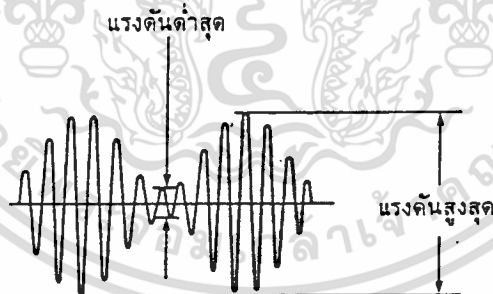
ถ้าหากแอมพลิจูดของสัญญาณเสียงมีค่าต่ำก็จะทำให้ยอดคลื่นวิทยุบีบเข้าหาจุดกึ่งกลางเล็กน้อย แต่ถ้าแอมพลิจูดของคลื่นเสียงมีค่าสูง ก็จะทำให้ยอดคลื่นวิทยุ บีบเข้าหาจุดกึ่งกลางมาก ความสัมพันธ์ของแอมพลิจูดของคลื่นเสียงที่ทำให้คลื่นวิทยุเปลี่ยนแปลงสูงสุดและต่ำสุดเท่าใดเมื่อคิดเป็นเปอร์เซ็นต์แล้วจะเรียกว่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งหาได้จากสูตรดังนี้

สูตร

$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต (AM)} = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}} \times 100$$

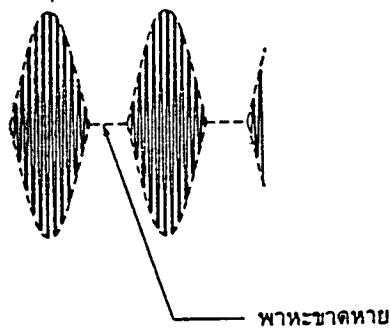
เมื่อ E_{\max} คือ แรงดันสูงสุดวัดจากยอดบนถึงยอดล่างของสัญญาณ AM

E_{\min} คือ แรงดันต่ำสุดขณะที่ยอดแอมพลิจูดบนล่างบีบเข้าหากันมากที่สุด

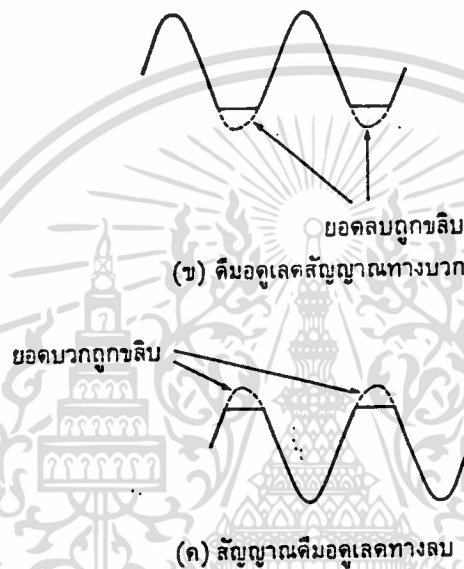


รูปที่ 2.3 แรงดันสูงสุดและต่ำสุดบนคลื่น AM

ปกติการมอดูเลต AM จะต้องมีค่าไม่เกิน 100 เปอร์เซ็นต์ เพราะถ้าอัตราการมอดูเลตมีค่าเกิน 100 เปอร์เซ็นต์ จะทำให้รูปร่างของสัญญาณความถี่เสียงผิดเพี้ยนไปจากเดิม คลื่นสัญญาณพาหะจะบีบเข้าหากันจนขาดช่วงเรียกว่า โอเวอร์มอดูเลต (Over modulation) ดังนั้นการสื่อสารระบบ AM ที่ต้องการคุณภาพเสียงที่ดี จะต้องมีการควบคุมระดับแอมพลิจูดของสัญญาณเสียงไม่ให้มีการมอดูเลตเกิน 100 เปอร์เซ็นต์ ถ้าเกิน 100 เปอร์เซ็นต์ จะมีข้อเสียคือ เมื่อไปถึงเครื่องรับที่ปลายทางจะทำการแยกสัญญาณเสียงออกมาจะทำให้ยอดแอมพลิจูดบางส่วนถูกขลิบ สัญญาณที่ได้จะเพี้ยนไปไม่เหมือนกับสัญญาณที่ต้นทาง ดังแสดงในรูปที่ 2.4 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) สัญญาณ AM โอเวอร์มอดูเลต

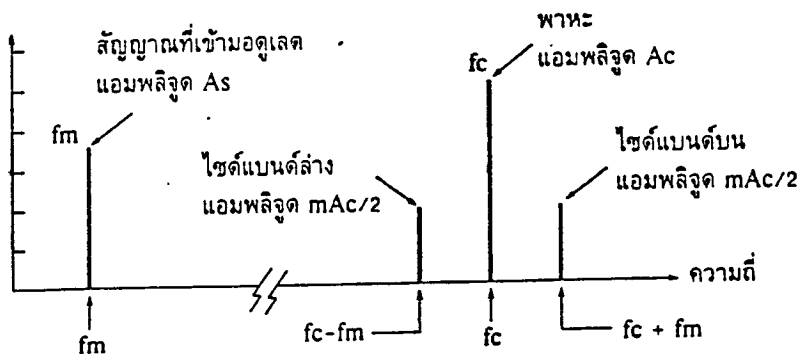


รูปที่ 2.4 การ โอเวอร์มอดูเลตและรูปคลื่นสัญญาณ

ปกติเราใช้คลื่นแบบไซน์เป็นสัญญาณพาหะแล้วมอดูเลตสัญญาณเสียงเข้าไป ผลจากการมอดูเลตจะได้คลื่นที่เป็นความถี่มูลฐาน คือความถี่ของเสียง 1 ความถี่ ความถี่ของสัญญาณพาหะ 1 ความถี่ และ สัญญาณที่เป็นผลบวกหรือผลต่างของความถี่เสียงอีกอย่างละ 1 ความถี่ ซึ่งเป็นความถี่ที่เกิดขึ้นใหม่อยู่ข้างๆความถี่พาหะ ถ้าให้ f_m เป็นความถี่เสียงที่มาผสม และ f_c เป็นความถี่พาหะ เมื่อผสมแล้วจะเกิดสเปกตรัม (Spectrum) แถบความถี่ ดังรูปที่ 2.5

ในทางปฏิบัติจริงความถี่พาหะจะมีความถี่สูงกว่าสัญญาณเสียงมาก แถบความถี่ของสัญญาณเสียงที่เกิดขึ้นจึงห่างจากสัญญาณพาหะมาก แต่แถบความถี่ผลบวกและแถบความถี่ผลลบจะอยู่ใกล้ชิดกับความถี่พาหะ ที่เรียกว่าแถบความถี่ก็เพราะความถี่เสียงสามารถเปลี่ยนแปลงได้ในช่วง 20 - 20,000 Hz เราจะเรียกความถี่ที่เป็นผลบวก ($f_c + f_m$) มีความถี่สูงกว่าความถี่พาหะเรียกว่า ความถี่แถบบนหรืออัพเปอร์ไซด์แบนด์ (USB : upper sideband) ความถี่ที่เป็นผลลบ ($f_c - f_m$) มีความถี่ต่ำกว่าความถี่พาหะเรียกว่า ความถี่แถบล่างหรือโลเวอร์ไซด์แบนด์ (LSB : lower sideband)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

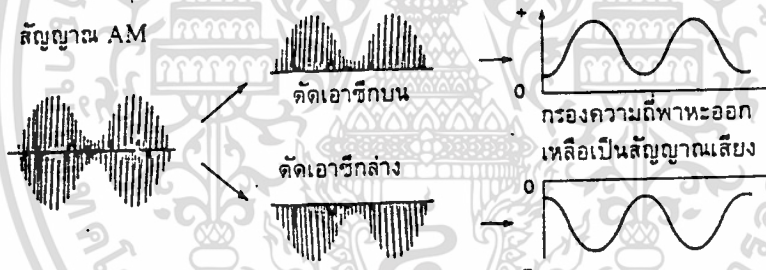


รูปที่ 2.5 แถบความถี่สัญญาณ AM

2.3 การคิมอดูเลชันสัญญาณ AM (AM Demodulation)

การคิมอดูเลชันสัญญาณ AM อาจเรียกว่า การคิมอดูเลชันสัญญาณ AM (AM Detection) หมายถึง การกรอง การถอด หรือการแยกเอาสัญญาณเสียงหรือสัญญาณข้อมูลข่าวสารออกมาจากสัญญาณ AM

เมื่อสังเกตสัญญาณ AM ทั้งซีกบนและซีกล่าง จะมีรูปร่างเช่นเดียวกับสัญญาณเสียงที่นำมามอดูเลต ดังนั้นวิธีการคิมอดูเลชันสัญญาณ AM จะใช้วิธีตัดเอาคลื่นซีกบนหรือซีกล่างของสัญญาณ AM แล้วกรองเอาความถี่พาหะออก ความถี่ที่เหลือก็จะเหมือนกับความถี่เสียงที่มอดูเลตมาตอนแรก ซึ่งจะนำไปขยายเสียงออกลำโพงเพื่อการรับฟังได้



รูปที่ 2.6 หลักการคิมอดูเลชันสัญญาณ AM

2.4 เครื่องส่งวิทยุ AM

การทำงานของเครื่องส่งวิทยุ AM ดังรูปที่ 2.7 อธิบายได้ดังนี้

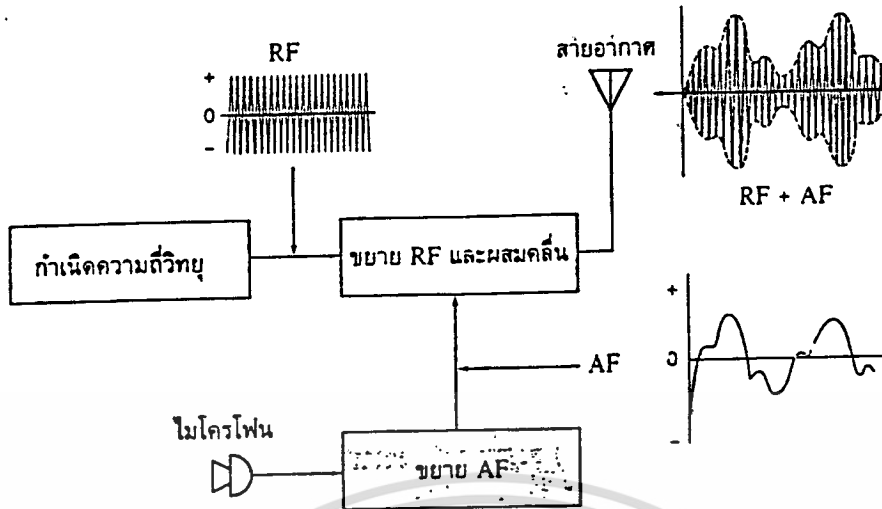
ภาคกำเนิดความถี่วิทยุ (RF oscillator) จะกำเนิดสัญญาณวิทยุความถี่สูงที่ทำหน้าที่ เป็นคลื่นพาหะ สัญญาณวิทยุหรือสัญญาณ RF นี้ มีความถี่คงที่มีขอดแอมพลิจูดสม่ำเสมอแล้วส่งเข้าภาคขยาย RF และผสมคลื่น

ภาคขยายเสียง (AF amplifier) ประกอบด้วยไมโครโฟนทำหน้าที่เปลี่ยนคลื่นเสียงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้วส่งไปขยายในเครื่องขยายเสียง สัญญาณไฟฟ้าความถี่เสียงที่ขยายแล้วส่งเข้าไปผสมกับคลื่นพาหะแบบ AM ในภาคขยาย RF และผสมคลื่น

ภาคขยาย RF และผสมคลื่น (RF amplifier and modulator) จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณ RF ที่เป็นพาหะ ให้แรงขึ้นแล้วผสมคลื่นพาหะกับคลื่นเสียงเข้าด้วยกันแบบ AM คือคลื่นพาหะจะเปลี่ยนแปลงความสูงตามคลื่น

เสียงได้เอาที่พูดส่งผ่านสายเคเบิล โดยคลื่นที่ส่ง ไปเป็นคลื่น AM (RF + AF)

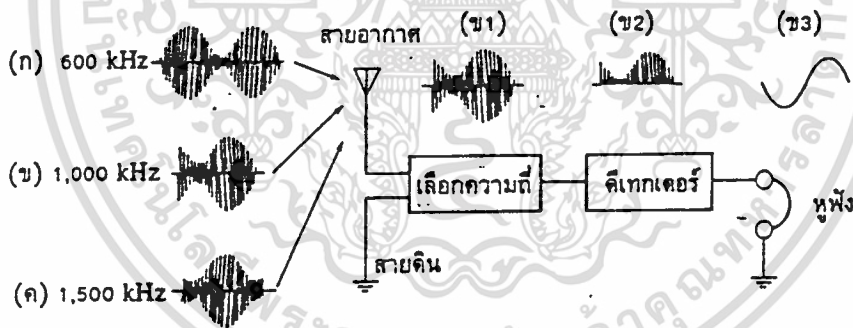
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งวิทยุโดยพื้นฐาน

2.5 หลักการรับวิทยุ

วงจรเครื่องรับวิทยุอย่างง่ายแสดงดังรูปที่ 2.8 เนื่องจากมีเครื่องส่งส่งคลื่นพร้อมๆกันเป็นจำนวนมากที่เครื่องรับจึงต้องมีวงจรพิเศษเพื่อเลือกรับสัญญาณเฉพาะที่ต้องการเท่านั้นแล้วจึงตีโมดหรือตีเทคเพื่อป้อนไปขยายออกลำโพงต่อไป

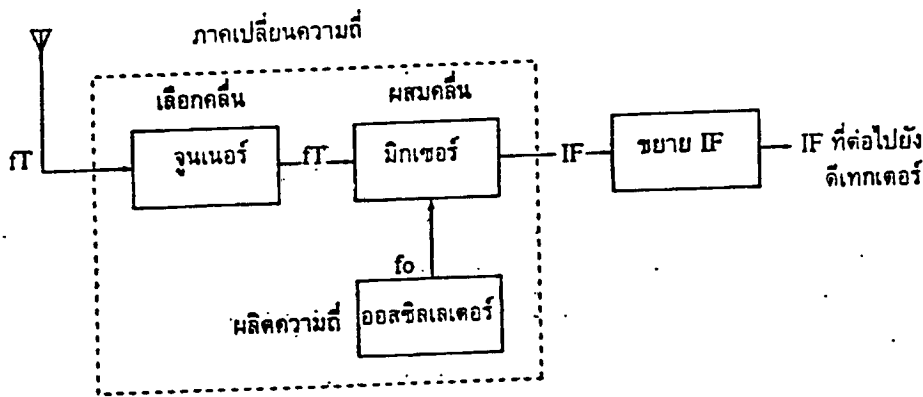


รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับวิทยุโดยพื้นฐาน

2.5.1 หลักการรับวิทยุแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์

กระบวนการของเครื่องรับแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ก็คือ คลื่นวิทยุทุกความถี่ที่ถูก ฐนรับเข้ามาจากสายอากาศ เมื่อเข้าเครื่องรับแล้วจะถูกเปลี่ยนเป็นความถี่ปานกลางหรือความถี่ไอเอฟ (IF : intermediate frequency) เหมือนกันหมดทุกสถานี ส่วนวิธีการเปลี่ยนความถี่จะใช้วงจรมิกเซอร์ (mixer) ผสมคลื่น RF ที่ฐนเลือกได้จากสถานีต่าง ๆ เข้ากับคลื่นความถี่เฉพาะที่สร้างขึ้นเองภายในเครื่องรับนั้น การเปลี่ยนความถี่ของทุกสถานีให้เป็นความถี่ปานกลางค่าเท่ากันหมด จะช่วยให้การขยายคลื่นปานกลางของทุกสถานี มีความแรงเท่าๆ กัน ผลการรับจะได้ดีทุก ๆ สถานี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.9 หลักการเปลี่ยนความถี่ตามวิธีซูเปอร์เฮเทอโรไดน์

พิจารณาจากรูปที่ 2.9 มีหลักการทำงานดังต่อไปนี้

สายอากาศทำหน้าที่รับคลื่นวิทยุที่ส่งมาจากสถานีต่าง ๆ ทุกสถานีส่งเข้าภาคจูนเนอร์โดยจูนเนอร์จะทำการคัดเลือกความถี่ของสถานีที่ต้องการเพียงความถี่เดียว การเลือกอาจใช้วิธีจูนตัวเก็บประจุแบบปรับค่าได้ จูนขดลวด หรืออิเล็กทรอนิกส์ก็ได้ ซึ่งความถี่ของสถานีที่เลือกแล้วจะถูกส่งไปยังภาคผสมคลื่น

วงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรที่ผลิตความถี่ RF ขึ้นมาในเครื่องรับวิทยุ อาจเรียกว่า ภาคโคคอสซิลเลเตอร์ (local oscillator) ทำหน้าที่สร้างความถี่ RF ที่มีความถี่สูงกว่าความถี่ที่ จูนเนอร์เลือกรับเข้ามาเท่ากับค่าความถี่ IF ตามปกติค่าความถี่ของเครื่องรับวิทยุ AM ใช้ค่าความถี่ 455 kHz เป็นมาตรฐาน ความถี่ออสซิลเลเตอร์นี้จะกำเนิดขึ้นมาอย่างอิสระ และส่งเข้าไปยังภาคผสมคลื่น

วงจรผสมคลื่นจะรับคลื่นความถี่มา 2 ความถี่ คือคลื่นวิทยุจากสถานีส่งที่ถูกจูนเนอร์เลือกเข้ามา 1 ความถี่ และความถี่ที่ออสซิลเลเตอร์สร้างเข้ามาอีก 1 ความถี่ การมิกซ์ (mix) หรือรวมความถี่จะใช้อุปกรณ์แอกทีฟ (active) ที่ไม่เป็นเชิงเส้น เช่น ทรานซิสเตอร์ การรวมความถี่จะให้ความถี่ออกมาหลายความถี่ แต่จะเลือกเอาความถี่ที่เป็นความถี่ปานกลาง คือความถี่ผลลบระหว่างความถี่ออสซิลเลเตอร์กับความถี่ที่จูนเนอร์รับเข้ามา

$$\text{ถ้าให้ความถี่ที่จูนเนอร์เลือกรับเข้ามา} = fT$$

$$\text{ความถี่ที่ออสซิลเลเตอร์สร้างขึ้น} = fo$$

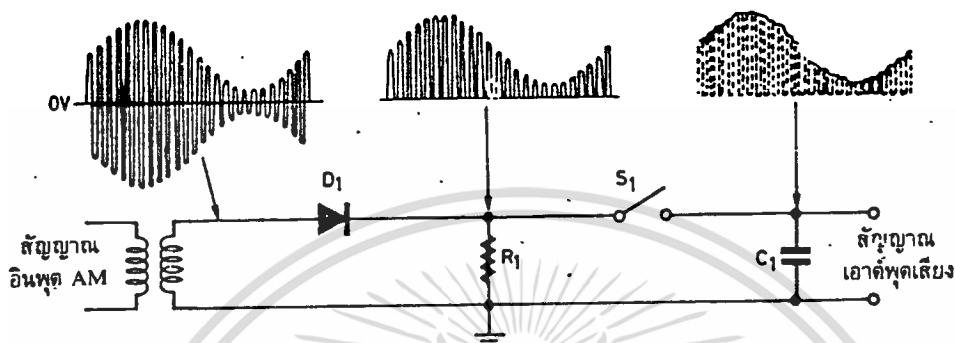
$$\text{และ ความถี่ปานกลาง} = IF$$

$$\text{จะได้ } fo - fT = IF$$

วงจรขยาย IF หรือวงจรขยายความถี่ปานกลางจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่ IF ที่ส่งมาจากภาคผสมคลื่นให้แอมพลิจูดของสัญญาณ IF สูงขึ้น การขยาย IF อาจขยาย 1 ครั้ง, 2 ครั้ง หรือ 3 ครั้งต่อเนื่องกัน ปกติเครื่องรับวิทยุ AM จะถูกออกแบบวงจรขยาย IF ให้มีกำลังขยายสูงสุดเฉพาะสัญญาณ 455 kHz (มีแบนด์วิดธ์ 9 kHz) ความถี่อื่นที่อยู่นอกแบนด์วิดธ์จะไม่ถูกขยายและจะผ่านภาค IF ไปไม่ได้ ดังนั้นคลื่นวิทยุจากสถานีส่งต่าง ๆ ที่รับเข้ามาจะต้องเปลี่ยนความถี่มาเป็นความถี่ IF ทุกสถานี ความถี่ IF จึงเป็นความถี่กลางที่ทุก ๆ สถานีใช้ร่วมกัน

2.5.2 วงจรดีเทคเตอร์ใช้ไดโอด

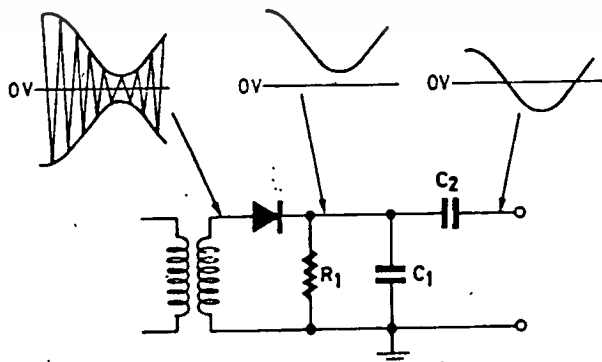
วงจรดีมอดสัญญาณ AM ที่นิยมมากที่สุดคือ วงจรดีเทคเตอร์ใช้ไดโอด วงจรนี้ง่ายและใช้ได้ในเรื่องรับ AM ทุกชนิด ในรูปที่ 2.10 ตอนแรกสมมติให้ S_1 เปิดวงจร วงจรนี้เป็นวงจรเรกติฟายครึ่งคลื่นธรรมดา ไดโอดจะนำกระแสเฉพาะในช่วงเวลาที่คลื่น AM เป็นบวกเท่านั้น เกิดพัลส์บวกคร่อม R_1 ในช่วงเวลาที่คลื่น AM เป็นลบ D_1 จะ OFF



รูป 2.10 การดีเทคสัญญาณ AM ด้วยไดโอด

เมื่อ S_1 ปิดวงจร C_1 จะต่อขนานกับ R_1 โดย C จะถูกประจุด้วยพัลส์บวกของ AM ทันที และในระหว่างช่วงเวลาที่ D_1 เป็น OFF (พัลส์ลบเข้ามา) C_1 ก็พยายามคายประจุออกให้แก่ R_1 เนื่องจากค่าคงตัวเวลา $R_1 C_1$ นั้นสั้นทำให้ C_1 มีแรงดันตกคร่อมเล็กน้อย เอาท์พุท จึงปรากฏเป็นลักษณะกรอบของสัญญาณ AM ส่วนบนมีริปล (ripple) ปะปนอยู่เล็กน้อยซึ่งโดยปกติความถี่พาหะสูงกว่า ความถี่ของกรอบคลื่นอยู่แล้ว ริปลเปิดจึงแทบจะมองไม่เห็น

ลองพิจารณาขบวนการดีมอดในแง่ความถี่ จะได้ว่าคลื่น AM ประกอบด้วยองค์ประกอบ 3 ตัว คือคลื่นพาหะ 1 ตัว และคลื่นไซด์แบนด์ อีก 2 ตัว (USB กับ LSB) เมื่อสัญญาณทั้ง 3 ตัวป้อนให้แก่ D_1 จะเกิดการผสมคลื่นแบบไม่ลิเนียร์ ทำให้เกิดผลลัพท์เป็นความถี่ผลต่าง ซึ่งความถี่ผลต่างนี้ก็คือความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาอูดเด้นนั่นเอง ฉะนั้นการที่จะแยกสัญญาณความถี่ต่ำออกมาจากความถี่สูง (RF) ก็ทำได้โดยการใช้ C_1 ต่อในลักษณะลัดวงจรที่ความถี่สูงให้เหลือแต่เฉพาะความถี่สัญญาณเสียงเท่านั้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.11 วงจรดีเทคเตอร์ AM ใช้ไดโอด เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

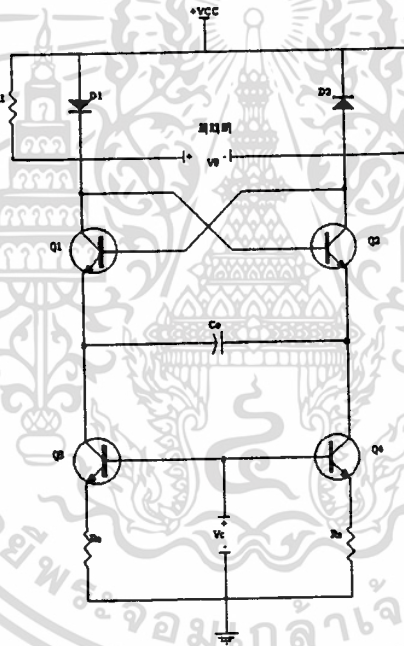
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาท์พุทที่ได้จากการตีเทคจะมีแรงดัน DC ปนมาด้วย ซึ่งถ้าเราต่อเอาท์พุทผ่าน C_2 โดย C_2 ทำหน้าที่กันไฟ ดีซี ไว้ ดังรูปที่ 2.11

2.6 โวลต์เตจคอนโทรลลอสซิลเลเตอร์ (VCO : Voltage Control Oscillator)

VCO ทำหน้าที่สร้างคลื่น ได้ออกเป็นคลื่นไซน์ ขณะเดียวกันสามารถ ออสซิลเลทเป็นรูปสี่เหลี่ยม และ พัลส์ (pulse) ได้ VCO ที่นิยมใช้กันมากที่สุด มี 2 แบบ คือ แบบกราวด์แคปปาซิเตอร์และอิมิตเตอร์คัปเปิล และยังสามารถใช้เป็น เฟสล็อกคูลูป (PLL) โวลต์เตจ ทู ฟรีควเอนซี คอนเวอร์เตอร์ (Voltage to frequency convertor) ได้อีกด้วย ในที่นี้ใช้ IC เบอร์ XR2206 เป็นฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ ซึ่งทำงานแบบอิมิตเตอร์คัปเปิล

อิมิตเตอร์คัปเปิล VCO ใช้คาร์ลิงตันแอมพลิไฟเออร์ 2 คู่ต่อกันอยู่ และมีไทม์มิง (Timing) แคปปาซิเตอร์ ต่อ คัปปลิ่งอยู่กับอิมิตเตอร์ ดังรูปที่ 2.12

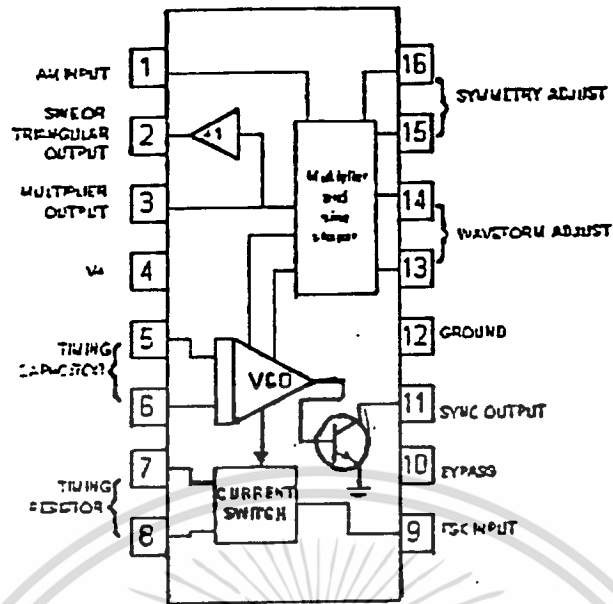


รูปที่ 2.12 อิมิตเตอร์คัปเปิลมัลติไวเบรเตอร์

2.6.1 ฟังก์ชันบล็อกไดอะแกรมของ XR-2206

XR-2206 ประกอบด้วย โวลต์เตจคอนโทรลลอสซิลเลเตอร์ (voltage - controlled oscillator), อนุกรมคูณหลายเออร์ (analog multiplier), ไซน์ชาร์เพอร์ (Sine - shaper), วงจรบัฟเฟอร์แบบอัตรายายเดียว (unity gain buffer amplifier) และ วงจรสวิตช์กระแส (current switches) ดังรูปที่ 2.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 บล็อกไดอะแกรมของ XR-2206

ขาและการทำงานของ XR-2206

ขาที่ 1 เอเอ็มอินพุท (AM input) เป็นขาที่ได้รับสัญญาณจากภายนอก เพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณแบบ แอมพลิจูดมอดูเลชัน (Amplitude Modulation) โดยสัญญาณจากภายนอกจะควบคุมขนาดของสัญญาณเอาต์พุท

ขาที่ 2 สัญญาณซายน์ และสัญญาณสามเหลี่ยม เอาต์พุตเป็นขาที่ให้สัญญาณเอาต์พุทที่เป็นสัญญาณซายน์ หรือสัญญาณสามเหลี่ยม

ขาที่ 3 มัลติเอาต์ (Multi out) เป็นขาสำหรับกำหนดขนาดของสัญญาณเอาต์พุท โดยต่อขานี้ไปยังจุดอ้างอิงในการสวิง (Swing) หรือใช้เป็นออฟเซต (offset)

ขาที่ 4 เป็นขาซัพพลาย (Supply) V_{cc} ซึ่งจะจ่ายไฟขนาด 5 โวลต์ ใช้กระแสประมาณ 14 mA

ขาที่ 5 และ 6 เป็นขาสำหรับใส่ตัวเก็บประจุ เพื่อใช้ในการปรับความถี่ ที่สองขาจะมีสวิทช์ เลือกเพื่อปรับย่านความถี่ โดยที่เมื่อ C มีค่าน้อยความถี่จะมีค่ามากตาม $f = 1/RC$

ขาที่ 7 และ 8 ไทม์มิงรีจิสเตอร์ (Timing Register) เป็นขาที่ใช้ปรับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุทอย่างต่อเนื่อง โดยเลือกใช้เพียงขาใดขาหนึ่งเท่านั้น

ขาที่ 9 FSK อินพุท เป็นขาสำหรับใช้ค่า R_1 หรือ R_2 ในการใช้ความถี่เอาต์พุทเมื่อโวลต์ที่ขา 9 สูงกว่า 2 โวลต์ ควรจะเลือกใช้ความต้านทานที่ขา 7 เพื่อกำหนดความถี่และเมื่อโวลต์ที่ขา 9 ต่ำกว่า 1 โวลต์ วงจรจะเลือกใช้ความต้านทานที่ขา 8 ในการกำหนดความถี่

ขาที่ 10 บายพาส (By pass) เป็นขาที่ใช้ต่อตัวเก็บประจุกับกราวด์

ขาที่ 11 ซิงค์เอาต์พุท (Sync output) เป็นขาที่ให้สัญญาณเอาต์พุทแบบ โอเพนคอลเลกเตอร์ (open collector) โดยสัญญาณที่ ซิงค์โครนัส (Synchronous) กับขา 2

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขาที่ 12 กราวนด์ (Ground)

ขาที่ 13 และ 14 เวฟฟอร์มแอดจัสต์ (Waveform adjust) เป็นขาที่ปรับให้สัญญาณเอาต์พุตมี ลักษณะที่ สมบูรณ์

ขาที่ 15 และ 16 การปรับสมมาตร (Symmetry adjust) เป็นขาที่ใช้ปรับสมมาตรของสัญญาณเอาต์พุต

2.7 ฟิลเตอร์แบบช่วงความถี่ผ่าน

ฟิลเตอร์แบบช่วงความถี่ผ่าน เป็นวงจรซึ่งออกแบบไว้ให้เฉพาะสัญญาณในช่วงความถี่ใดความถี่ หนึ่งผ่านเท่านั้น ส่วนสัญญาณนอกเหนือจากช่วงความถี่นี้จะถูกลดระดับหมด ฟิลเตอร์ดังกล่าวจะมีระดับค่า ขยายสัญญาณสูงสุด (A_v) ที่ความถี่เพียงความถี่เดียว ซึ่งจะเรียกว่าเป็นความถี่รีโซแนนท์ (ω_r) ถ้าความถี่แตก ต่างไปจากความถี่รีโซแนนท์ระดับสัปดาห์สัญญาณออกจะลดลง และจะมีความถี่คู่หนึ่งขนาด ω_c ซึ่งที่จุดความถี่ ทั้งสอง ค่าขยายสัปดาห์สัญญาณจะเท่ากับ $0.707A_v$ จุดความถี่ดังกล่าวที่อยู่สูงกว่า ω_c จะเรียกว่าความถี่คัทออฟสูง หรือ ω_h ส่วนจุดความถี่อีกจุดหนึ่งที่อยู่ต่ำกว่า ω_c จะเรียกว่าความถี่คัทออฟต่ำหรือ ω_l ช่วงความถี่ระหว่าง ω_h และ ω_l เรียกว่า แบนวิด (B) หรือ

$$B = \omega_h - \omega_l$$

ฟิลเตอร์ช่วงความถี่ผ่านอาจจะแบ่งออกได้เป็นประเภท แบนแคบหรือแบนกว้าง ฟิลเตอร์แบนแคบ หมายถึงฟิลเตอร์ซึ่งมีแบนวิดแคบกว่า 1/10 เท่าของความถี่รีโซแนนท์ ($B < 0.1 \omega_r$) ถ้าแบนวิดมีค่าสูงกว่า 1/10 เท่าของความถี่รีโซแนนท์ ($B > 0.1 \omega_r$) จะจัดเป็นฟิลเตอร์ประเภทแบนกว้าง อัตราส่วนของความถี่รีโซแนนท์ ต่อแบนวิดจะเรียกว่า Quality Factor หรือ Q ของวงจร ดังนั้น Q จึงเป็นจำนวนแสดงความละเอียดของวงจร ต่อสัญญาณ Q ยิ่งสูงเท่าใด ความละเอียดของวงจรต่อความถี่ก็ยิ่งมากขึ้นเท่านั้น เราอาจจะเขียน Q ใน ลักษณะของสมการได้เป็น

$$Q = \frac{\omega_r}{B}$$

หรือ
$$B = \frac{\omega_r}{Q}$$

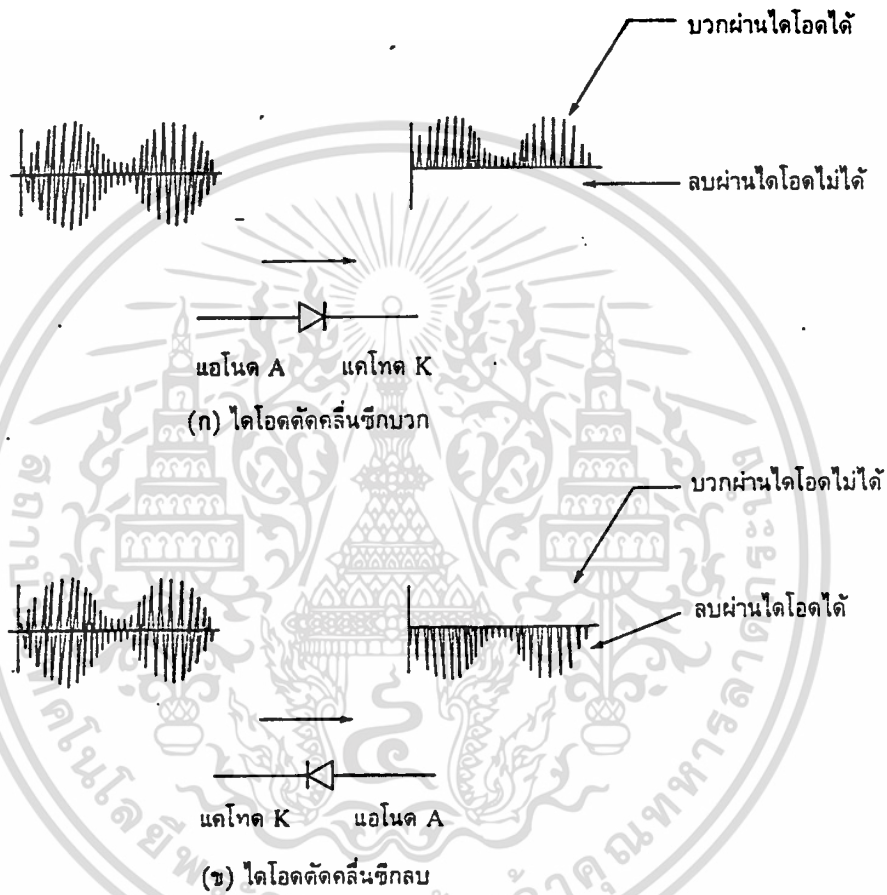
2.8 การไบแอสไดโอด

การไบแอสตรง (forward bias) หมายถึง ภาวะที่ไดโอดนำกระแสและมีกระแสไหลจาก แอโนดไปยังแคโทด โดยการจัดให้แรงดันที่แอโนดมีศักย์เป็นบวกสูงกว่าแคโทดและในกรณีที่ป้อนไฟสลับ ความถี่ความถี่ต่างๆเข้าที่แอโนด กระแสที่ผ่านไดโอดได้จะปรากฏเฉพาะซีกบวกเท่านั้น จึงเรียกว่าใช้ไดโอดตัด แยกคลื่นหรือดีเทคเอาเฉพาะซีกบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าหากกลับขั้วไดโอดแล้วป้อนไฟเข้าทางด้านแคโทด การทำให้แคโทดเกิดไบแอสตรงที่ขาแคโทดจะต้องมีศักย์ไฟลบสูงกว่าแอนโนด กระแสลบจึงจะผ่านจำกัดแคโทดไปยังแอนโนดได้หรือถ้าป้อนไฟสลับต่างๆเข้าที่แคโทดของไดโอด กระแสที่ผ่านจากแคโทดไปยังแอนโนดได้จะปรากฏเฉพาะซีกลบเท่านั้น ซึ่งเรียกว่าใช้ไดโอดตัดแยกคลื่นหรือดีเทคเอาเฉพาะคลื่นซีกลบ

การไบแอสกลับ (reverse bias) หมายถึงสถานะที่ไดโอดไม่นำกระแสหรือกั้นกระแสไว้ในขณะที่ขาแอนโนดเป็นลบและขาแคโทดเป็นบวก ในขณะที่จะไม่มีกระแสไหลผ่านไดโอดเลย ถ้าหากป้อนสัญญาณความถี่กระแสสลับให้ไดโอดช่วงที่เป็นไบแอสกลับสัญญาณจะหายทั้งแถบดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.14 หลักการใช้ไดโอดเป็นตัวดีเทคเตอร์สัญญาณ AM

2.9 หลักการเลือกความถี่ของสัญญาณคี่ทีเอ็มเอฟ

การเลือกความถี่ของสัญญาณคี่ทีเอ็มเอฟ นั้นไม่ใช่มาจากการสุ่มตัวเลข หรือกำหนดตามใจชอบ แต่มาจากการศึกษาถึงผลดี-ผลเสียอย่างรอบคอบ โดยเราจะเลือกความถี่ที่อยู่ในย่านความถี่ของสัญญาณโทรศัพท์ (300 - 3400 Hz) และจะต้องไม่มีโทนที่เป็นฮาร์โมนิก (Harmonic) หรือใกล้เคียงฮาร์โมนิกซึ่งกันและกัน และปกคิสัญญาณความถี่คี่ทีเอ็มเอฟต้องเป็นสัญญาณรูปซายน์ล้วนๆ (Pure Sine Wave) จึงมีจุดอ่อน ถ้ามีฮาร์โมนิกที่ n เกิดไปตรงกับอีกความถี่หนึ่ง ในกรณีที่เกิดความเพี้ยนจากวงจรผลิตความถี่ ไม่ให้ความถี่เป็นสัญญาณรูปซายน์ล้วนๆจริง ความถี่คี่ทีเอ็มเอฟที่เรานำมาใช้ทดลองค้นคว้าโดยระบบกระดิ่ง (Bell Telephone System) ความถี่ต่างๆที่ใช้งานมีดังรูปที่ 2.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1209 1336 1477

697	1	2	3
770	4	5	6
852	7	8	9
941	*	0	#

รูปที่ 2.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างหมายเลขบนแป้นกดกับความถี่ประจำแถวและหลัก

2.10 การอินเตอร์เฟซพื้นฐาน

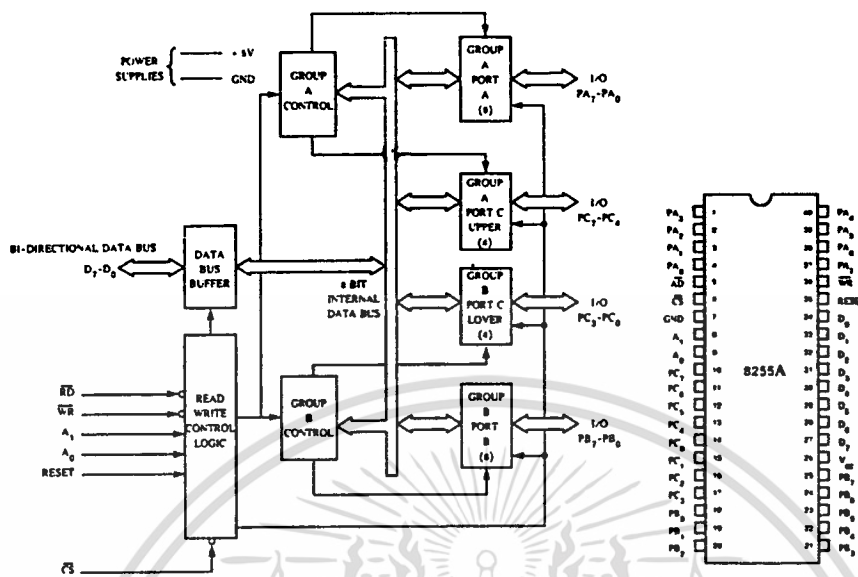
เครื่องคอมพิวเตอร์ทุกรุ่นจะมีหมายเลขพอร์ตสำหรับใช้งานต่าง ๆ ซึ่งมีบางพอร์ตที่ไม่ได้ถูกใช้งาน (สงวนไว้) เช่น 360-36F, 3C0-3CF เราสามารถที่จะนำหมายเลขพอร์ตเหล่านี้ไปประยุกต์ใช้งานได้ หรือจะใช้งานหมายเลขพอร์ตที่ถูกกำหนดเอาไว้แล้ว แต่เครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ของเราไม่ได้ต่ออุปกรณ์ใช้งานกับพอร์ตนั้น เช่น พอร์ตหมายเลข 278-27F (เครื่องพิมพ์ขานานพอร์ต 2) เพราะโดยทั่วไปจะนิยมต่อเครื่องพิมพ์ที่พอร์ตหมายเลข 3BC หรือ 378

การใช้งานพอร์ตสามารถทำได้ โดยการเขียนโปรแกรมควบคุมพอร์ตนั้น ๆ สามารถจะใช้ภาษาเบสิกภาษาซี ภาษาปาสคาล และแอสเซมบลี ก่อนอื่นจะต้องทราบหมายเลขพอร์ตที่จะใช้งาน แล้วศึกษารายละเอียดของตัวอุปกรณ์ที่ทำงานอยู่ในพอร์ตนั้น ว่ามีการทำงานอย่างไร จากนั้นจึงเขียนโปรแกรมควบคุมการทำงานของพอร์ตนั้น บนเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์จะมีพอร์ตที่ทำหน้าที่ควบคุมการรับคีย์บอร์ดสแกนได้เป็นพอร์ตขานาน แล้วยังผลิตเสียงได้ด้วย คือพอร์ตหมายเลข 060-06F พอร์ตนี้จะใช้ชิป 8255 ในการทำงาน

2.10.1 8255 พอร์ตอินพุท/เอาต์พุทของระบบ (Programmable Peripheral Interface)

8255 เป็นชิปขับพอร์ตที่ทำหน้าที่เป็นพอร์ตขยาย สามารถรับส่งข้อมูลแบบขยายได้รวดเร็ว โดยมีพอร์ตให้ใช้งาน 3 พอร์ตด้วยกันคือ พอร์ต A, พอร์ต B และพอร์ต C นอกจากนั้นยังมีพอร์ตควบคุมอีก 1 พอร์ต ในพอร์ต A และพอร์ต B จะมีขนาด 8 บิต ส่วนพอร์ต C จะถูกแบ่งออกเป็น 4 บิตบนและล่าง โดยที่ 4 บิตบน (PC4 - PC7) จะถูกควบคุมด้วยพอร์ต A ส่วน 4 บิตล่าง (PC0 - PC3) จะถูกควบคุมโดยพอร์ต B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



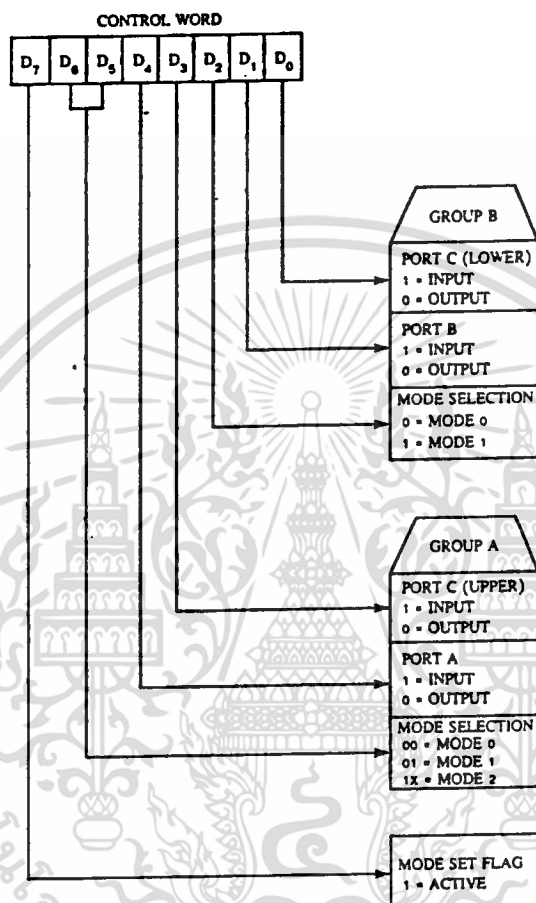
รูปที่ 2.16 แสดงแผนผังและการจัดขาของ 8255A-5

ตารางที่ 2.1 หน้าที่และขาสัญญาณต่าง ๆ ของ 8255

ขาสัญญาณ	หน้าที่
PA, PB, PC (Port A, B, C)	เป็นขาสัญญาณของพอร์ตทั้ง 3 ของ 8255 คือ พอร์ต A, พอร์ต B และพอร์ต C การเลือกใช้งาน 1 ใน 3 พอร์ต จะใช้น็อคเรส A0, A1 เลือกอีกทีหนึ่ง
CS (Chip Select)	สัญญาณเลือกชิป 8255 ก่อนจะทำกรโปรแกรม ต้องให้สัญญาณนี้แอกทีฟ คือ เป็น 0 ด้วย
RD (Read)	เป็นสัญญาณอินพุท เพื่อให้อ่านข้อมูลภายในพอร์ตของ 8255 สัญญาณนี้จะต้องแอกทีฟพร้อม CS
WR (Write)	เป็นสัญญาณอินพุท เพื่อใช้เขียนข้อมูลภายในพอร์ตของ 8255 สัญญาณนี้จะต้องแอกทีฟพร้อม CS
D0-D7 (Data Bus)	เป็นขาสัญญาณแบบไบโคเรกแชนเนล คือ 2 ทิศทาง สามารถใช้รับ/ส่งข้อมูลจากชิพได้
A0-A1 (Address)	เป็นสัญญาณอินพุทใช้งานร่วมกับสัญญาณ RD และ WR เพื่อเลือกและควบคุม 1 ใน 3 พอร์ต หรือคอนโทรลเวอร์จิเตอร์
Reset	เป็นสัญญาณอินพุทใช้รีเซตแก่ 8255 เพื่อทำการเคลียร์สถานะต่าง ๆ ของ 8255 และทำให้พอร์ตทั้ง 3 เป็นอินพุททั้งหมด

2.10.2 การโปรแกรม 8255

การใช้งาน 8255 จะต้องทำการโปรแกรมเสียก่อน โดยกำรส่งค่าคอนโทรลไบต์ให้แก่พอร์ตควบคุมจะเป็นคำสั่งขนาด 8 บิต หรือ 1 ไบต์ ซึ่งแต่ละบิตจะมีความหมาย และใช้งานต่างกัน คอนโทรลไบต์นี้จะเป็นคำสั่งกำหนดโหมดการทำงานของ 8255 และการกำหนดให้พอร์ตทั้ง 3 (A,B,C) เป็นอินพุต หรือเอาต์พุต ดังแสดงในรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงรูปแบบการกำหนดค่าของคอนโทรลไบต์

บิต D0 = ข้อมูลในบิตนี้ กำหนดให้พอร์ต C ล่าง (PC0 - PC3) เป็นอินพุตหรือเอาต์พุต ถ้าบิตนี้เป็น 1 จะเป็นอินพุต แต่ถ้าเป็น 0 จะเป็นเอาต์พุต

บิต D1 = ข้อมูลในบิตนี้ กำหนดให้พอร์ต B เป็นอินพุตหรือเอาต์พุต ถ้าบิตนี้เป็น 1 จะเป็นอินพุต แต่ถ้าเป็น 0 จะเป็นเอาต์พุต

บิต D2 = ข้อมูลในบิตนี้ กำหนดการเลือกโหมดของกลุ่ม B ถ้าบิตนี้เป็น 1 จะทำงานในโหมด 1 ถ้าบิตนี้เป็น 0 จะทำงานในโหมด 0

บิต D3 = ข้อมูลในบิตนี้ กำหนดให้พอร์ต C บน (PC4 - PC7) เป็นอินพุตหรือเอาต์พุต ถ้าบิตนี้เป็น 1 จะเป็นอินพุต แต่ถ้าเป็น 0 จะเป็นเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

บิต D4 = ข้อมูลในบิตนี้กำหนดให้พอร์ต A เป็นอินพุทหรือเอาต์พุท ถ้าบิตนี้เป็น 1 จะเป็นอินพุท แต่ถ้าเป็น 0 จะเป็นเอาต์พุท

บิต D5, D6 = ข้อมูลทั้ง 2 บิตนี้เป็นตัวเลือกโหมดการทำงานของกลุ่ม A ถ้ามีค่าเป็น 00 จะทำงานโหมด 0 หรือถ้ามีค่าเป็น 01 จะทำงานโหมด 1 แต่ถ้ามีค่าเป็น 1X (10 และ 11) จะทำงานในโหมด 2

บิต D7 = ข้อมูลในบิตนี้เกี่ยวกับการเซ็ตเฟลทใน 8255

โหมดการทำงานของ 8255

8255 มีโหมดการทำงานอยู่ 3 โหมดด้วยกัน คือ

1. โหมด 0 (อินพุท/เอาต์พุทพื้นฐาน)
2. โหมด 1 (อินพุท/เอาต์พุทสโตรบ)
3. โหมด 2 (บัสมอบสองทิศทาง)

1. โหมด 0 (โหมดอินพุท/เอาต์พุทพื้นฐาน)

ในโหมด 0 นี้จะกำหนดให้พอร์ต A, B และ C เป็นอินพุท/เอาต์พุทก็ได้ ไม่มีสัญญาณแฮนด์เชกกิ้ง (Handshaking) เอาต์พุทที่ออกจากพอร์ต A, B และ C จะแลตช์ (Latched) ค่าไว้ด้วย สามารถจัดรูปแบบของอินพุท/เอาต์พุทได้ 16 แบบด้วยกัน

2. โหมด 1 (โหมดอินพุท/เอาต์พุทสโตรบ)

การทำงานในโหมด 1 มีการตรวจสอบสัญญาณแฮนด์เชกกิ้ง คือเป็นการทำงานระหว่างอุปกรณ์ภายนอกซีพียู และชิป 8255 โดยให้พอร์ต 8255 เป็นตัวกลางในการทำงาน สามารถใช้งานได้ 2 พอร์ต คือพอร์ต A และพอร์ต B เป็นได้ทั้งอินพุทและเอาต์พุท โดยใช้พอร์ต C บน (PC4 - PC7) ทำการตรวจสอบสัญญาณแฮนด์เชกกิ้งของพอร์ต A และใช้พอร์ต C ต่ำ (PC0 - PC3) คอยตรวจสอบสัญญาณแฮนด์เชกกิ้งของพอร์ต B

การใช้งาน 8255 ในโหมด 1 นี้ จะมีประโยชน์ในกรณีที่อุปกรณ์ภายนอกไม่สามารถจะทำงานได้เร็วทันการทำงานของซีพียู และเพื่อให้การรับส่งของข้อมูลเป็นไปอย่างถูกต้อง จะเห็นว่า 8255 ส่งสัญญาณอินเตอร์รัปต์ (INTR) ไปให้ซีพียู เพื่อให้ซีพียูทำการอ่าน หรือเขียนข้อมูลกับอุปกรณ์ภายนอก

เมื่ออุปกรณ์ภายนอกต้องการจะส่งข้อมูลให้ซีพียูส่งสัญญาณ STB (Strobe Input) มาให้ชิป 8255 (รูปที่ 2.21) พร้อมทั้งส่งข้อมูลเข้าไปเก็บไว้ในพอร์ต จากนั้นชิป 8255 จะส่งสัญญาณ IBF (Input Buffer Full) ไปยังอุปกรณ์ภายนอกเพื่อไม่ให้ส่งข้อมูลเข้าไปอีก และ 8255 ก็จะส่งสัญญาณ INTR_A ไปให้ซีพียู จากนั้นซีพียูจะส่งสัญญาณ RD เพื่อทำการอ่านข้อมูลจากพอร์ต B เมื่ออ่านเสร็จแล้วสัญญาณ INTR_B จะไม่ทำงาน และสัญญาณ IBF จะไม่ทำงานด้วย เป็นการบอกให้อุปกรณ์ภายนอกส่งข้อมูลชุดใหม่มาได้

ถ้าซีพียูต้องการจะส่งข้อมูลออกไปให้อุปกรณ์ภายนอกสามารถทำได้โดยส่งสัญญาณ WR ออกมา พร้อมทั้งข้อมูล 8255 จะรับข้อมูลจากซีพียูไว้ในพอร์ต แล้วส่งสัญญาณ OBF (Output Buffer Full) ให้อุปกรณ์

ภายนอกได้รับข้อมูลไปได้ เมื่ออุปกรณ์ภายนอกได้รับข้อมูลไปแล้วจะส่งสัญญาณ ACK (Acknowledge) ไปให้ 8255 ว่ารับข้อมูลเรียบร้อยแล้ว ทำให้สัญญาณ INTR_A ทำงาน เพื่อให้ซีพียูส่งข้อมูลชุดใหม่ออกไป

3. ไหมค 2 (บัสแบบสองทิศทาง)

ไหมคสองนี้ยังคงใช้สัญญาณการตรวจสอบแฮนด์เชกก็งอยู่ เป็นบัสแบบสองทิศทาง จัดได้เฉพาะพอร์ต A โดยให้พอร์ต A เป็นทั้งอินพุตและเอาต์พุต พอร์ตจะใช้งานเกี่ยวกับการสื่อสารระหว่างอุปกรณ์ 2 ตัวที่สลับกันรับ/ส่งข้อมูล และใช้พอร์ต C ขนาด 5 บิต ในการตรวจสอบสัญญาณ สัญญาณที่เข้า/ออกจากพอร์ต A จะแลชต์ค่าไว้ด้วย การทำงานจะคล้าย ๆ กับไหมค 1 ของชิป 8255



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



หลักการคำนวณและการสร้าง

3.1 หลักการออกแบบระบบปฏิบัติการทางภาษา

ในโครงการนี้เป็นเรื่องเกี่ยวกับระบบการสื่อสารภายในห้องปฏิบัติการทางภาษา (Sound-Lab) โดยออกแบบให้มีการเชื่อมต่อแบบใช้สาย ซึ่งโครงสร้างของระบบประกอบไปด้วย บุทควบคุม และบุทลูกข่าย

ส่วนอุปกรณ์สำหรับการส่ง มีดังนี้

1. เครื่องส่ง ใช้ในการส่งข่าวสารติดต่อข่าวสารได้ต่อกัน ภายในห้องชาวด์แลบ เช่นอาจารย์ที่ประจำที่บุทควบคุมต้องการเปิดเทปสำหรับที่จะสอนให้นักเรียนแต่ละบุทได้ฟัง เสียงจากเทปก็จะผ่านเครื่องส่งนี้ แล้วทำการส่งผ่านสายส่งต่อไปยังด้านรับต่อไป หรือในกรณีที่อาจารย์ต้องการอธิบายบทเรียนให้นักเรียนฟังเสียงของอาจารย์ก็จะมาผ่านเครื่องส่งก่อนจากนั้นก็ทำการส่งผ่านสายส่งไปยังเครื่องรับ เช่นเดียวกัน

2. ส่วนส่งสัญญาณคู่ความถี่ที่เอ็มเอฟ เนื่องจากภายในห้องชาวด์แลบจะมีบุทลูกข่ายหลายบุท ดังนั้นจึงต้องมีตัวบอกให้บุทควบคุมรับรู้ว่ ขณะนี้บุทใดกำลังทำการติดต่ออยู่ จึงได้กำหนดหมายเลขประจำแต่ละบุท โดยออกแบบโดยใช้คู่ความถี่ที่เอ็มเอฟเมื่อบุทใดต้องการติดต่อกับบุทควบคุมก็จะทำการกรรหส์ดีทีเอ็มเอฟเพื่อ ไปบอกให้ทางบุทควบคุมรับทราบว่บุทหมายเลขใดได้ทำการเรียกหรือร้องขอการติดต่อ เช่น เมื่อนักเรียนบุทหมายเลขหนึ่ง มีปัญหาต้องถามอาจารย์ผู้สอน ก็จะทำการกรรหส์หมายเลขบุทของตัวเองไป

ส่วนอุปกรณ์สำหรับการรับ จะมีดังนี้

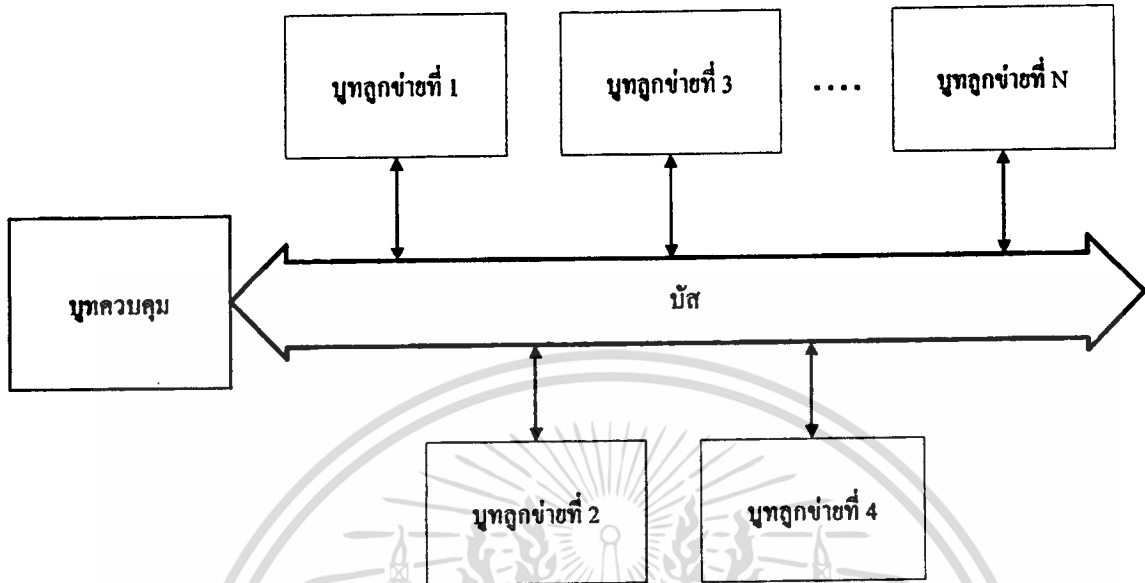
1. เครื่องรับ ใช้ในการรับข่าวสารที่ทางด้านส่งได้ทำการส่งมา เช่น เสียงจากเทปที่อาจารย์ผู้สอนเปิดให้ฟัง หรือเสียงพูดของอาจารย์ที่เครื่องรับเมื่อรับสัญญาณได้จะทำการดีเทคเอาคลื่นพาหะออก จากนั้นนำสัญญาณเสียงที่ส่งมาออกทางหูฟังหรือลำโพงทางด้านนักเรียนก็จะรับรู้ได้เนื้อหาที่เรียน ได้หรือรับรู้ว่อาจารย์จะพูดอะไรออกมา

2. ส่วนถอดรหัสสัญญาณคู่ความถี่ที่เอ็มเอฟ ใช้ในการดีเทคสัญญาณคู่ความถี่ที่เอ็มเอฟ ที่ทางด้านส่งได้ส่งมา เช่นกรณีที่อาจารย์ผู้สอน มีความต้องการ ที่จะอธิบายบทเรียนให้กับนักเรียนฟังเป็นรายบุคคล ดังนั้นอาจารย์ผู้สอนก็ทำการกรรหส์ดีทีเอ็มเอฟที่เป็นหมายเลขบุทของนักเรียนคนที่อาจารย์ต้องการพูดด้วยทางด้านนักเรียน เมื่อส่วนนี้รับสัญญาณคู่ความถี่ที่เอ็มเอฟที่ส่งมาได้ก็จะทำการดีเทคสัญญาณออกมาเป็นหมายเลขที่บอกให้นักเรียนที่นั่งประจำบุทนั้นรับทราบ ได้ว่ตัวเองได้รับเลือกให้สามารถพูดคุยซักถามบทเรียนกับอาจารย์ได้

ส่วนควบคุมสวิทซ์

จะเป็นส่วนที่ใช้ควบคุมสวิทซ์เพื่อ ใช้ในการส่งสัญญาณเสียงของผู้นั่งประจำบุทออกไป

จากที่กล่าวมาข้างต้นนี้สามารถสรุปฟังก์ชันการทำงานของระบบได้ 2 ฟังก์ชันโดยรูปที่ 3.1 จะแสดงลักษณะการติดต่อสื่อสารระหว่างบุทควบคุมกับบุทลูกข่าย



รูปที่ 3.1 แสดงลักษณะการติดต่อสื่อสารระหว่างบุทควบคุมกับบุทลูกข่าย

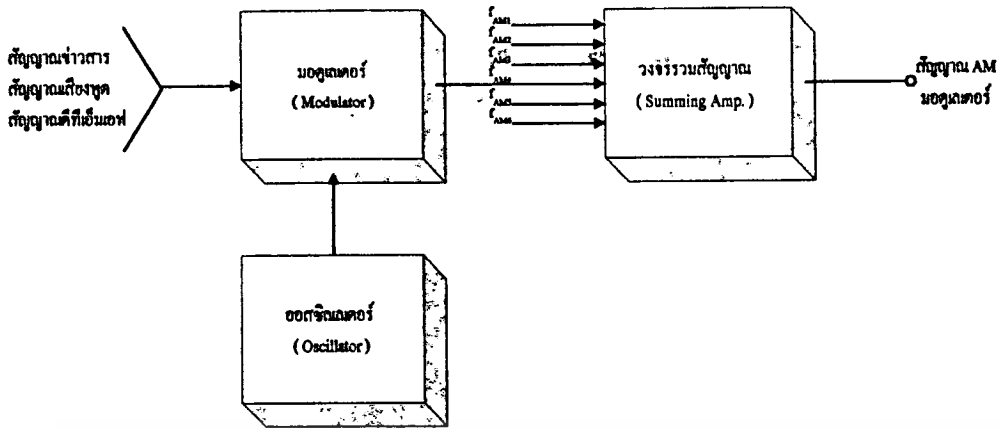
สามารถแสดงรายละเอียดของทั้ง 2 ฟังก์ชัน ได้ดังนี้

ฟังก์ชันที่ 1 : บุทควบคุม จะมีลักษณะการส่งสัญญาณข่าวสารเป็นแบบกระจายเสียงไป 4 ช่อง โดยทำการมัลติเพล็กซ์สัญญาณข่าวสารทั้งหมดแล้วส่งผ่านบัสไปยังบุทลูกข่ายต่างๆ โดยที่บุทลูกข่ายทุกตัวสามารถเลือกรับสัญญาณข่าวสารได้ทั้ง 4 ช่องเท่ากันหมด

ฟังก์ชันที่ 2 : เป็นส่วนของการติดต่อระหว่างบุทลูกข่ายกับบุทควบคุม เมื่อมีบุทลูกข่ายใดต้องการติดต่อไปยังบุทควบคุม บุทลูกข่ายนั้นจะต้องส่งทั้งสัญญาณเสียงและหมายเลขประจำของแต่ละบุทผ่านบัสไปยังบุทควบคุม โดยออกแบบให้ใช้สัญญาณคู่ความถี่ทีเอ็มเอฟ 2 หลัก ในกรณีที่บุทควบคุมต้องการจะติดต่อกลับไปยังบุทลูกข่ายใด ก็จะทำการปลดล็อกบุทลูกข่ายนั้น ทำให้ติดต่อสื่อสารกันได้

3.2 การออกแบบและการสร้างภาคเครื่องส่ง

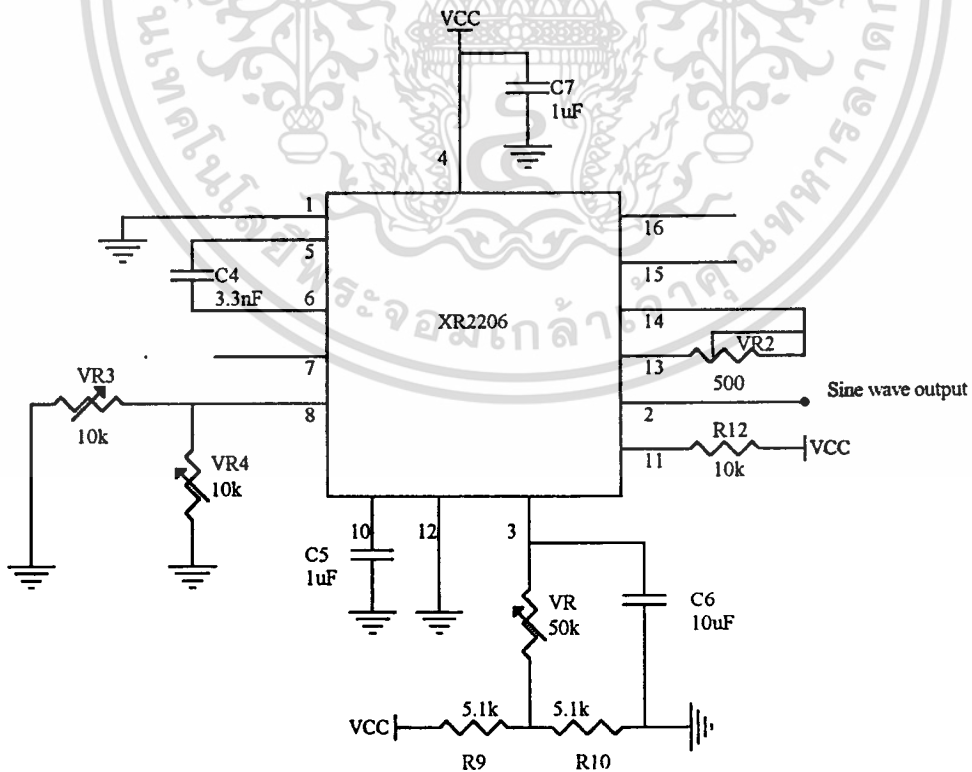
ในส่วนของโครงการนี้ต้องทำการสร้างเครื่องส่งสัญญาณข่าวสาร , สัญญาณเสียง และสัญญาณคู่ความถี่ทีเอ็มเอฟ ซึ่งประกอบด้วยวงจรหลักๆคือ วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) และ วงจรมอดูเลเตอร์ (Modulator) โดยแสดงบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงภาคเครื่องส่ง

3.2.1 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์

ในส่วนของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์นี้ ได้เลือกใช้ไอซีเบอร์ XR2206 เพื่อกำเนิดสัญญาณคลื่นพาหะรูปไซน์ที่มีความถี่ 470 kHz, 500 kHz, 530 kHz, 560 kHz สำหรับนำพาข่าวสารทั้ง 4 ชุด ส่วนที่ความถี่ 590 kHz และ 650 kHz จะใช้นำพาสัญญาณเสียงและสัญญาณคู่ความถี่ดีทีเอ็มเอฟทางด้านบวกควบคุมตามลำดับ และที่ความถี่ 620 kHz และ 680 kHz จะใช้สำหรับนำพาสัญญาณเสียงและสัญญาณคู่ความถี่ดีทีเอ็มเอฟทางด้านบวกถูกขยับตามลำดับ ซึ่งใช้วงจรดังรูปที่ 3.3

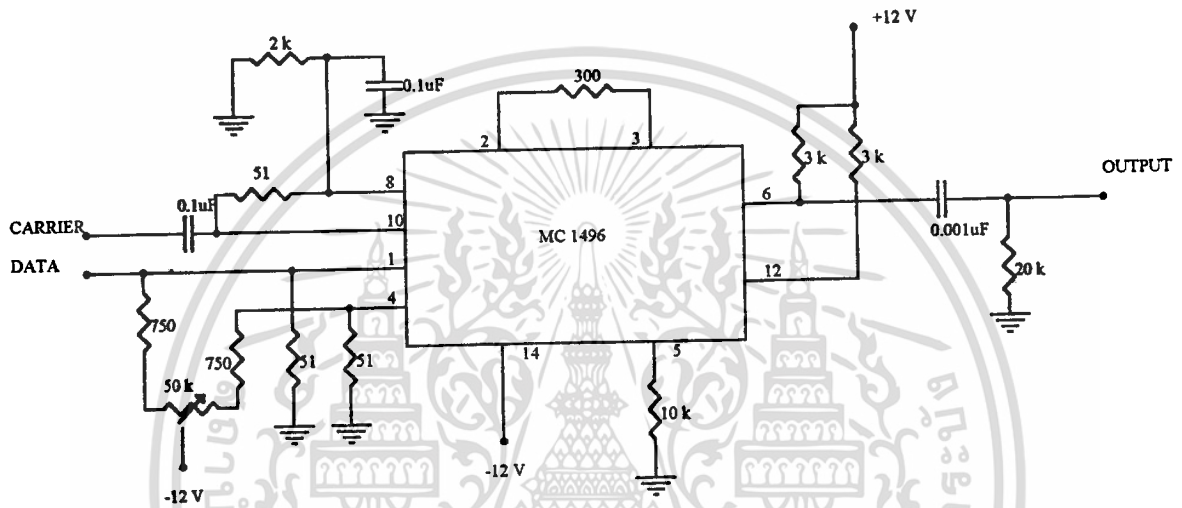


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์นี้ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการป้อนไฟเลี้ยงให้กับวงจร วงจรนี้จะทำการออสซิลเลตความถี่ โดยการปรับค่า VR₃ และ VR₄ ที่ขา 8 ซึ่งใช้ในการปรับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต และสามารถปรับขนาดของสัญญาณได้โดยปรับค่า VR 50 kΩ ที่ขา 3

3.2.2 วงจรผสมสัญญาณแบบเอเอ็ม

เป็นวงจรที่ใช้ในการผสมคลื่นความถี่ออสซิลเลเตอร์กับสัญญาณข่าวสาร (หรือสัญญาณเสียง หรือสัญญาณคู่ความถี่ทีเอ็มเอฟ) ซึ่งในตอนนี้เราเลือกใช้ไอซีเบอร์ MC1496 ทำเป็นวงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์ (AM modulator) ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์

จากรูปที่ 3.4 เมื่อมีสัญญาณข้อมูลเข้ามาที่ขา 1 และสัญญาณคลื่นพาหะเข้ามาที่ขา 10 จะได้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตเรียงขนาดตามที่ต้องการ

3.2.3 วงจรรวมสัญญาณ (Summing amplifier)

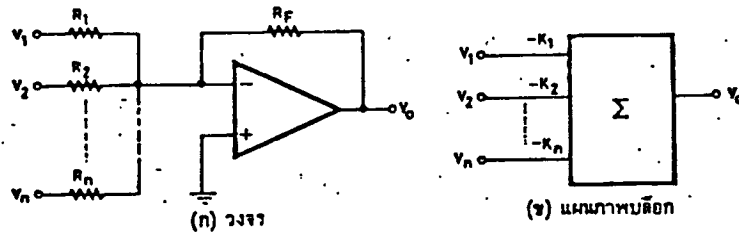
ในโครงงานนี้ ส่วนของเครื่องรับ - ส่ง จะทำการติดต่อโดยผ่านสายเส้นเดียว เราจึงต้องทำการรวมสัญญาณทั้งหมดเข้าด้วยกันเพื่อส่งออกไปทางด้านรับ โดยใช้วงจรรวมสัญญาณดังรูปที่ 3.5

ซึ่งสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง โวลต์เดจเอาต์พุต กับ โวลต์เดจอินพุต ต่าง ๆ ดังนี้

$$V_o = -R_F \left[\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n} \right]$$

$$= -(K_1V_1 + K_2V_2 + \dots + K_nV_n)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสาร โดยที่ K_i เป็นค่าคงตัวเท่ากับ R_F / R_i ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

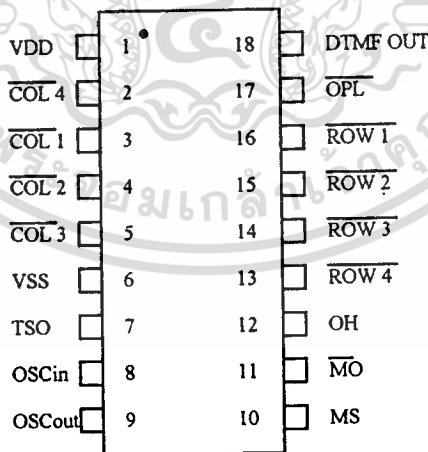


รูปที่ 3.5 วงจรรวมสัญญาณ

วงจรในรูปที่ 3.5 จึงทำหน้าที่บวกสัญญาณ V_1, V_2, \dots, V_n โดยมีสัมประสิทธิ์ในการบวกเป็นค่าลบ ดังนั้นในส่วนของวงจรนี้ เราเลือกใช้ค่าความต้านทานเท่ากันหมดซึ่งมีค่าเท่ากับ 2.8 k Ω

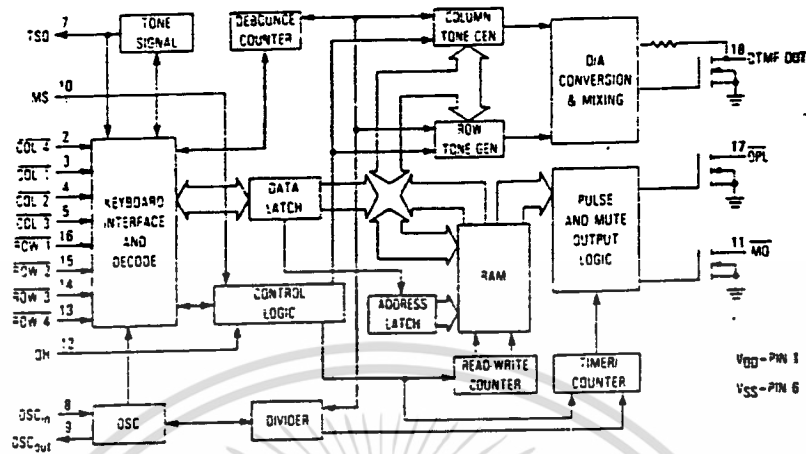
3.2.4 วงจรเข้ารหัสดีทีเอ็มเอฟ

ในส่วนนี้จะใช้กับเครื่องส่งสัญญาณคู่ความถี่ดีทีเอ็มเอฟเพื่อสร้างรหัสดีทีเอ็มเอฟขึ้นมาโดยเลือกใช้ไอซีเบอร์ MC145412 ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 แสดงขาของไอซี MC145412

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้



รูปที่ 3.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของไอซี MC145412

ไอซีเบอร์ MC145412 สามารถทำงานได้ทั้งแบบพัลส์ (Pulse) และแบบโทน (Tone) โดยการเลือกที่ขา MS มีหน่วยความจำ 10 ช่อง แต่ละช่องมี 18 หลัก มีการรีไดอัล (redial) หมายเลขสุดท้ายที่โทรออก

เมื่อให้ไฟเลี้ยงแก่ไอซี จะมีการใช้เวลา 64 ms ในการตรวจสอบวงจรกำเนิดความถี่และแบบของแป้นกด หากขา COL_n มีอิมพีแดนซ์เป็น 1 จะเป็นการบอกให้ไอซีรู้ว่าใช้แป้นกดแบบ 3*4 หากขา COL_n มีอิมพีแดนซ์เป็น 0 จะเป็นการบอกให้ไอซีรู้ว่าใช้แป้นกดแบบ 4*4

การส่งสัญญาณหมายเลข วงจรกำเนิดความถี่จะทำงานหลังจากการกดปุ่มแรก 32 ms ภายในช่วงเวลานี้ จะไม่มีการทำงานของหน่วยความจำแบบแรม (RAM) และวงจรภายในไอซีทั้งหมด หลังจากนั้นขา MS จะถูกตรวจสอบโหมดการทำงาน (ว่าเป็น 10 pps, 20 pps หรือ DTMF) หลังจากนั้นการกดปุ่มใด ๆ ก็จะถูกตรวจสอบ และเก็บไว้ในรีไดอัลหมายเลขสุดท้าย (Last Number Redial : LNR) ตามด้วยรหัสหยุด (stop code) กระบวนการนี้จะดำเนินการไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งครบ 18 หลัก หากมีการใส่หลักที่ 19 ตามไป มันจะไปเขียนทับหลักที่ 1 แล้วตามด้วยรหัสหยุด เมื่อมีการส่งสัญญาณหมายเลข ไอซีจะส่งข้อมูลที่มาจกหน่วยความจำออกไป จนกระทั่งเจอรหัสหยุดหรือครบ 18 หลัก

ในระหว่างการส่งสัญญาณดีทีเอ็มเอฟ โดยใช้มือกดแป้น จะมีสัญญาณดีทีเอ็มเอฟที่น้อยที่สุดที่ส่งออกมาคือ 60 ms จากนั้นก็จะส่งออกมาเรื่อยๆ ทีละ 32 ms จนกว่าจะยกมือขึ้นจากแป้นกด ขา DTMF OUT ได้ถูกออกแบบมาให้สามารถขับทรานซิสเตอร์แบบ PNP ได้ ซึ่งทรานซิสเตอร์นี้จะสามารถนำไปมอดูเลตแรงดันที่พ (tip) และริง (ring) ที่ความถี่ดีทีเอ็มเอฟได้

ถ้าปุ่มแรกที่กดเป็นปุ่มรีไดอัล หรือ รีคอล (recall) ไอซีจะดึงข้อมูลตามที่ต้องการออกมาจากหน่วยความจำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไอซีเบอร์นี้สามารถที่จะต่อกับแหล่งจ่ายไฟภายนอกได้ แหล่งจ่ายไฟนี้ใช้สำหรับการเก็บรักษาหน่วยความจำ และการโปรแกรมในขณะที่ยังไม่ได้ยกหูโทรศัพท์ หากมีส่วนนี้ในวงจร และทำการกดปุ่มในขณะที่ยังไม่ได้มีการยกหูโทรศัพท์ วงจรกำเนิดความถี่ก็จะเริ่มทำงาน เลขหมายที่ถูกกดก็จะถูกเก็บไว้ในรีดัลทอยหมายเลขท้ายเช่นเดียวกับการโปรแกรมขณะยกหูโทรศัพท์

คุณสมบัติของขาต่างๆของ MC145412

- V_{DD} , V_{SS} (ขา 1 และขา 6) : แหล่งจ่ายไฟ (Power Supply)

กระแสไฟตรงจะถูกป้อนเข้ามายัง 2 ขานี้ โดยที่ขา 1 จะเป็นค่าบวก มีค่า ตั้งแต่ 1.7-5.5 โวลท์ ซึ่งในโครงงานนี้เราเลือกใช้ค่า 5 โวลท์ ส่วนขา 6 นิยมต่อลงกราวด์

- MS (ขา 10) : Mode Select

เป็นขาที่ใช้เลือกโหมดการทำงานของไอซีว่าจะเป็นการส่งสัญญาณแบบไหน ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ขา MS และโหมดการทำงาน แสดงไว้ในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ขา MS และ โหมดการทำงาน

MS	Dialing Mode
V_{DD}	20 pps Pulse Dialing
Open	10 pps Pulse Dialing
V_{SS}	DTMF Dialing

- CH (ขา 12) : On-Hook

ป้อนแรงดัน V_{DD} หรือปล่อยลอยไว้ เป็นการเลือกการทำงานของไอซีให้อยู่ในโหมด On-Hook หากต่อกับ V_{SS} เป็นการเลือกโหมด Off-Hook

- TSO (ขา 7) : Tone Signal Output

TSO กำเนิดสัญญาณความถี่ 500 MHz หลังจากที่มีการกดหมายเลขเพื่อให้ได้ทราบว่ามีกรกดหมายเลข ยกเว้นเมื่อมีการกำเนิดสัญญาณดีทีเอ็มเอฟ

- DTMF OUT (ขา 18) : Dual Tone Multifrequency Output

เมื่อขา MS ถูกกำหนดแรงดันเป็น V_{SS} ขา DTMF OUT จะกำเนิดสัญญาณดีทีเอ็มเอฟตามแถวและแนวของแป้นกดที่ถูกกด ขานี้เป็นค่าอิมพีแดนซ์สถานะสูงในโหมดพัลส์และการโปรแกรมในขณะที่ On-Hook

- OPL (ขา 17) : Outputing

กำเนิดสัญญาณพัลส์ 10 pps เมื่อขา MS ถูกป้อนด้วยแรงดัน V_{DD} มีอัตราการเปิด-ปิดเป็น 60/40 ในโหมด DTMF เอาท์พุทเป็นอิมพีแดนซ์สถานะสูง ในระหว่างการโปรแกรมขณะ On-Hook จะไม่มีเอาท์พุทออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- MO (ขา 11) : Mute Output

ขานี้จะเปลี่ยนสถานะเป็น 0 เมื่อขา OPL ทำงาน หรือระหว่างการกดปุ่ม Off-Hook หรือการหมุนเบอร์โทรศัพท์จากหน่วยความจำในโหมด DTMF

- Keyboard Input (ขา 2,3,4,5,13,14,15,16)

การกดปุ่มที่ใช้ได้ คือ การที่แถวหนึ่งแถวถูกต่อเข้ากับแถวหนึ่งแถว หรือแถวหนึ่งแถวและแถวหนึ่งแถวถูกต่อเข้ากับกราวด์ การต่อขา 2 เข้ากับ V_{DD} เป็นการบอกให้ไอซีรู้ว่ามีการใช้แป้นกดแบบ 3 * 4 การเลือกแบบของแป้นกดจะถูกเลือกเมื่อมีการป้อนแรงดันไฟเลี้ยงให้ไอซี

- OSC_{in}, OSC_{out} (ขา 8 และ ขา 9)

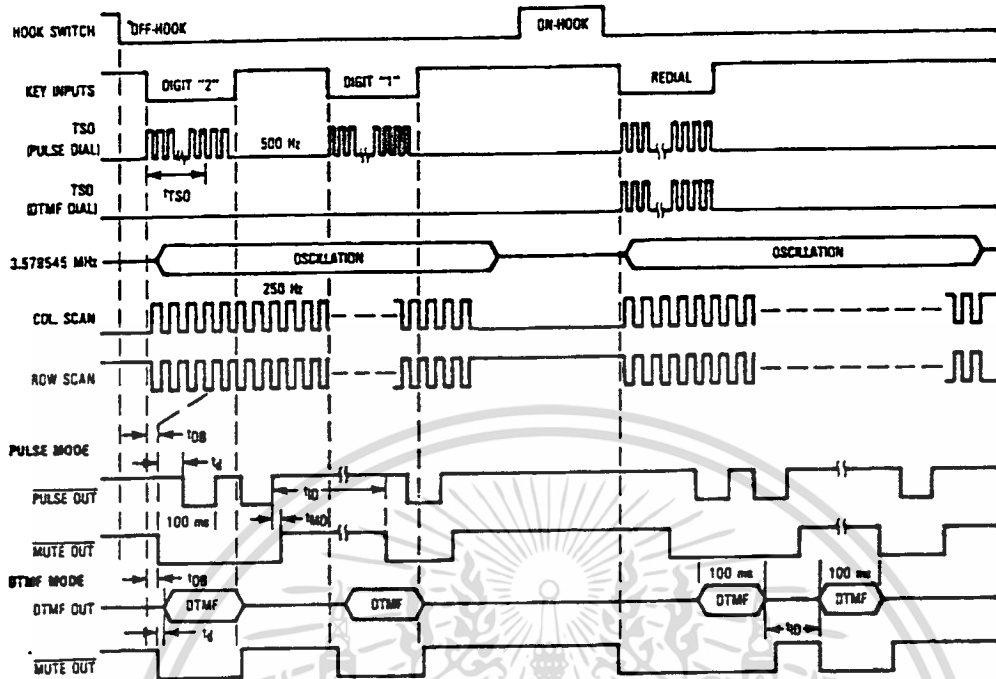
วงจรกำเนิดความถี่ภายในชิปต้องการคริสตอลขนาด 3.579545 MHz เพื่อการอ้างอิงความถี่ คริสตอลถูกไบอัสโดยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุภายใน

การใช้งาน MC145412

- การส่งหมายเลขโดยการกดแป้น สามารถทำได้โดยการกดเลขหมายโทรศัพท์ที่ต้องการได้เลย
- การเก็บหมายเลขไว้ในหน่วยความจำ ทำได้โดยกดเลขหมายที่ต้องการแล้วตามด้วย [*] และ [A] คือ หมายเลขของช่องหน่วยความจำ
- การส่งเลขหมายจากหน่วยความจำ ทำได้โดยการกด [*] แล้วตามด้วย [A] โดยที่ A คือหมายเลขของช่องหน่วยความจำ
- การส่งหมายเลขสุดท้ายที่โทรออกจากหน่วยความจำ ทำได้โดยการกด [*] แล้วตามด้วย [0]
- การเปลี่ยนระบบการส่งจากพัลส์เป็นโทน หรือ โทนเป็นพัลส์ ในระหว่างการส่งสัญญาณออกไปสามารถกดปุ่ม MS เพื่อที่จะเปลี่ยนระบบการส่งได้เลย แต่หากว่าเลขหมายหลังจากที่เปลี่ยนระบบการส่งจะไม่สามารถเข้าไปเก็บในรีดอิลหมายเลขสุดท้าย
- การส่งสัญญาณ * และ # (สามารถทำได้เฉพาะในการทำงานแบบ โทนเท่านั้น) สามารถทำได้โดยการกดปุ่มที่ต้องการส่งซ้ำ 2 ครั้ง เช่น [*] [*] หรือ [#] [#]
- การเรียกซ้ำอัตโนมัติ

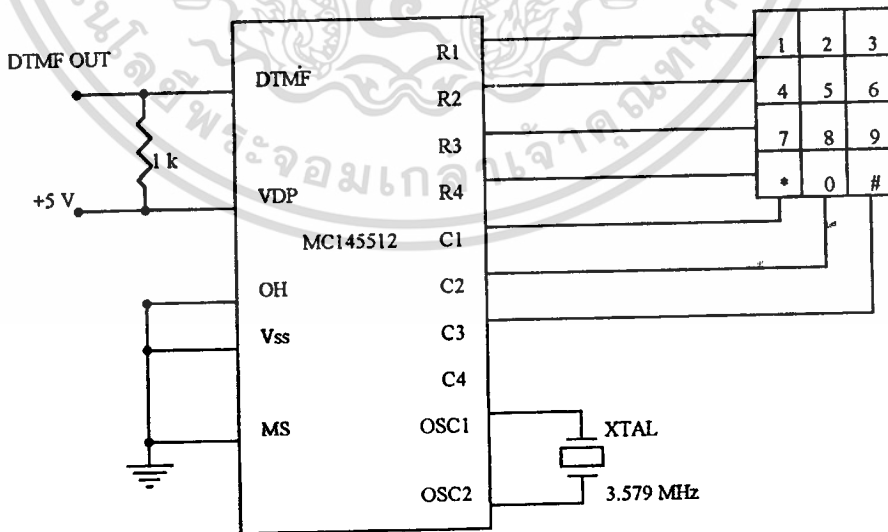
การโทรออกจากหน่วยความจำไม่ว่าจะเป็นการโทรจากช่องที่เก็บหมายเลขไว้ หรือ การโทรจากหมายเลขสุดท้ายที่โทรออก จะเป็นการเรียกซ้ำอัตโนมัติ คือ เป็นการเรียกซ้ำต่อไปเรื่อยๆ จนกว่าจะมีคนมารับสาย เพื่อประโยชน์ในกรณีที่ต้องการติดต่อให้เร็วที่สุด แต่คู่สายยังไม่ว่างและไม่ต้องการที่จะเรียกซ้ำครั้งแล้วครั้งเล่า หากไม่ต้องการที่จะให้เครื่องเรียกซ้ำอัตโนมัติก็สามารถทำได้โดยการวางหูโทรศัพท์ (hand set) เข้าที่เดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



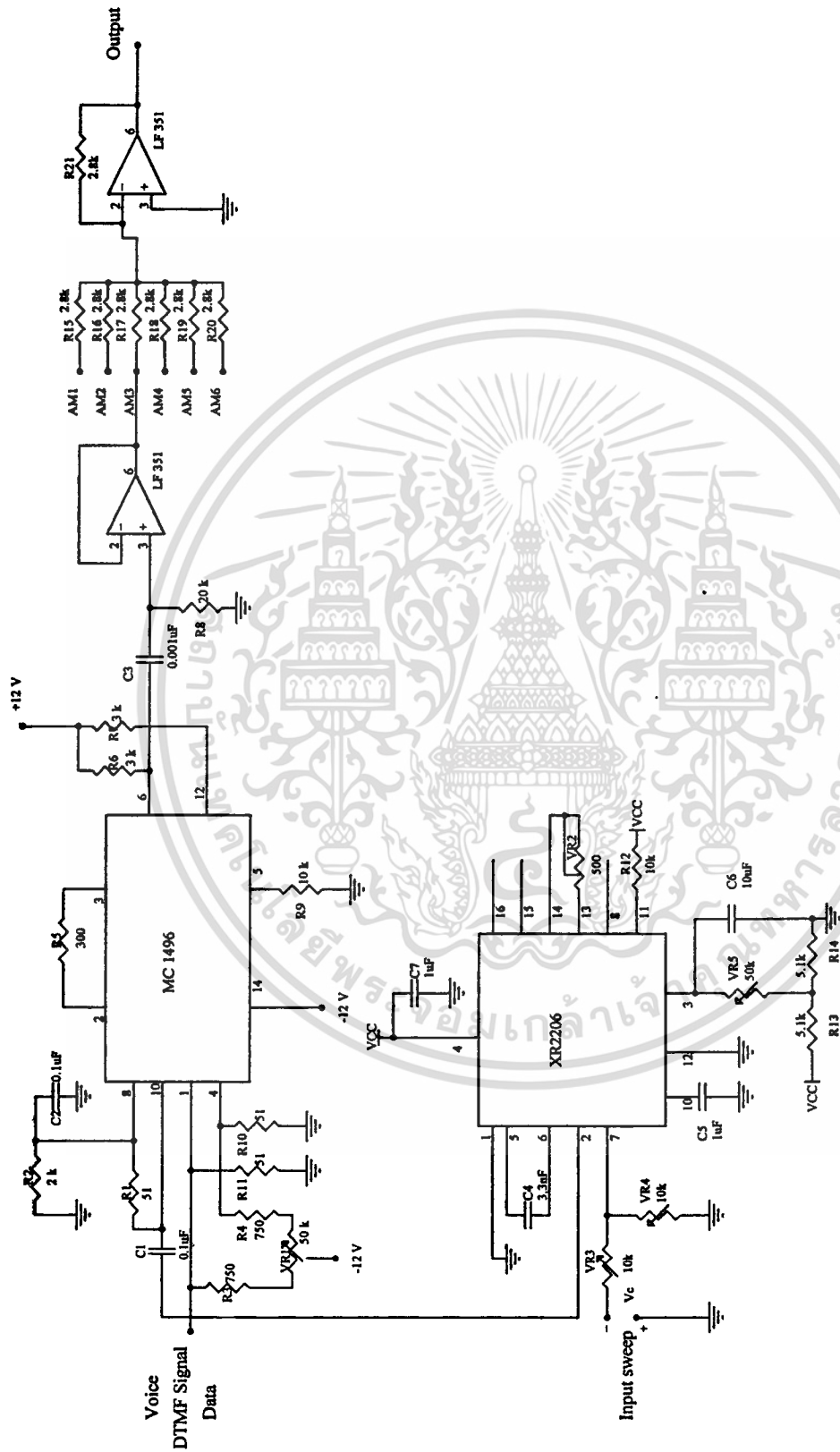
รูปที่ 3.8 แสดงไทม์ไลน์ของเวลาของไอซี MC145412

สำหรับวงจรใช้งานของไอซี MC145512 แสดงดังรูปที่ 3.9



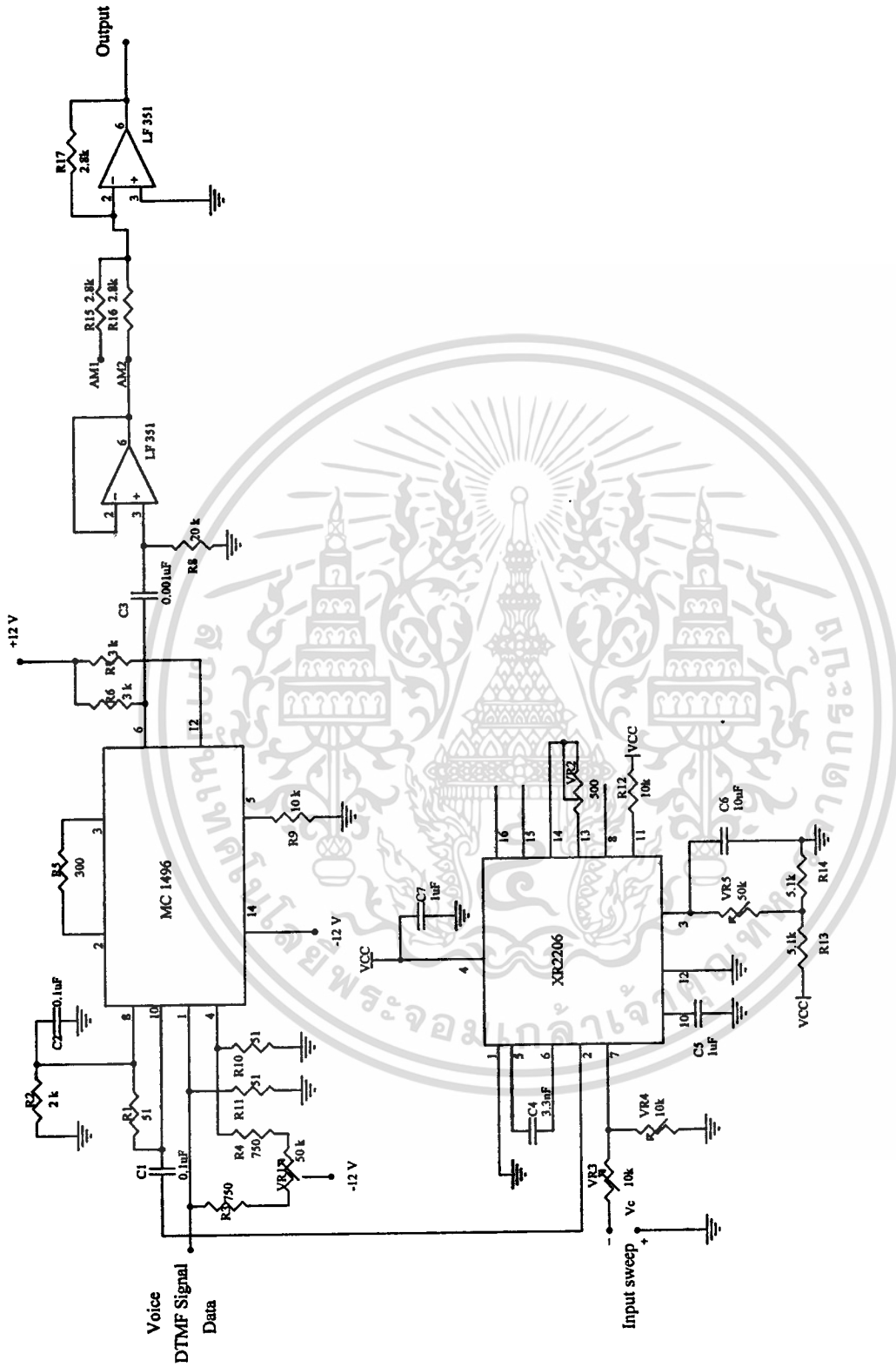
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรใช้งานของไอซี MC 145412

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรรวมทางค่านเครื่องส่งสำหรับพูดควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

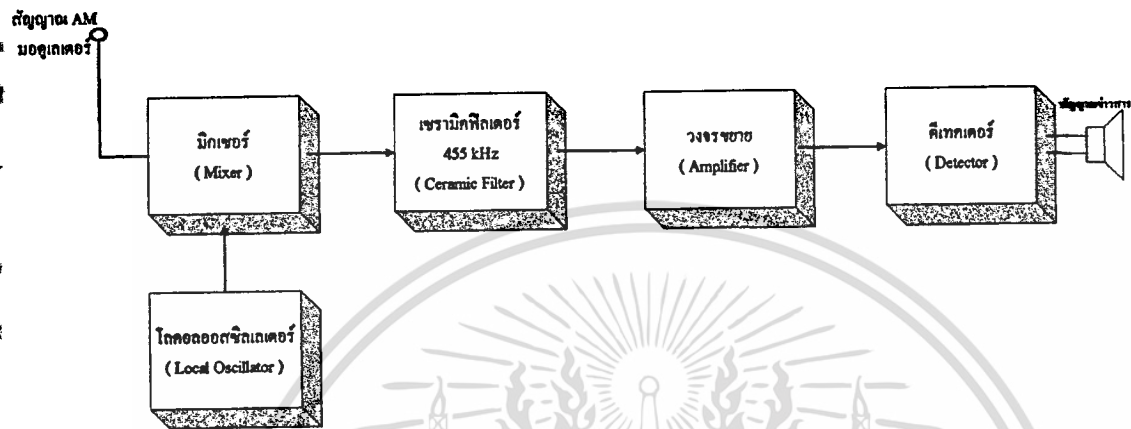


รูปที่ 3.11 แสดงวงจรรวมทางคานเครื่องส่งตำหรับพูดง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การออกแบบและการสร้างภาคเครื่องรับ

ในส่วนของภาคเครื่องรับนี้ เราใช้เครื่องรับชนิดซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ ซึ่งประกอบไปด้วยส่วนหลักๆ คือ วงจรมิกเซอร์ , ส่วนกำเนิดสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ , วงจรแบนพาสฟิลเตอร์ และ ส่วนดีเทคเตอร์ แสดงดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 บล็อกไดอะแกรมแสดงภาคเครื่องรับ

3.3.1 วงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์

วงจรส่วนนี้จะทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ทางด้านรับ เราเลือกใช้ไอซีเบอร์ XR2206 ซึ่งมีคุณสมบัติการทำงาน เป็น โวลต์เดจคอลลออสซิลเลเตอร์ ให้กำเนิดสัญญาณรูปไซน์ทางด้านบวกทุกขั้วที่ความถี่ 925 kHz , 955 kHz , 985 kHz , 1015 kHz , 1045 และ 1105 kHz ส่วนเครื่องรับทางด้านบวกแม่ข่ายเรากำหนดให้ใช้ความถี่ที่ 1075 kHz และ 1135 kHz โดยขึ้นกับค่าของระดับไฟดิซีที่ป้อนเข้าไป ซึ่งรูปวงจรใช้งานแสดงได้ดังรูปที่ 3.13

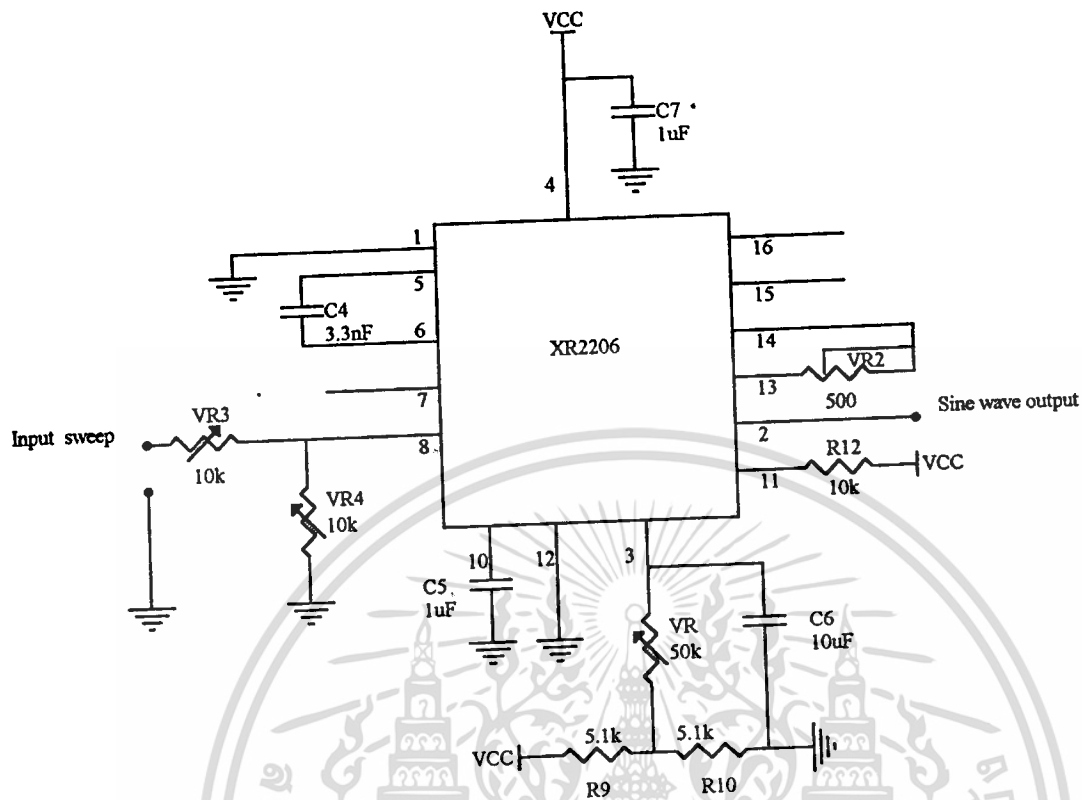
สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ถูกออสซิลเลตกับระดับไฟดิซีได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$f_o = \frac{V_c}{(4C_o * V_{EE} * R_c)}$$

จะเห็นว่าความถี่ที่ผลิตออกมาขึ้นกับค่าศักดาไฟฟ้า V_c

เมื่อนำสัญญาณ AM ที่ถูกมอดิเฟอ์จกทางด้านส่งมายังเครื่องรับ มารวมกับความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้ ที่วงจรมิกเซอร์ซึ่งใช้ไอซี MC1496 เช่นเดียวกับทางเครื่องส่ง จะทำให้เกิดสัญญาณความถี่ผลรวมและสัญญาณความถี่ผลต่างของแต่ละความถี่ออกมาจากนั้นก็ป้อนเข้าสู่วงจรแบนพาสฟิลเตอร์ต่อไป

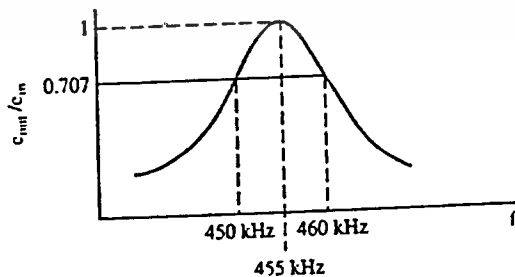
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 วงจรโลกออสซิลเลเตอร์

3.3.2 วงจรแบนพาสฟิลเตอร์

ในส่วนนี้เราเลือกใช้เซรามิกฟิลเตอร์ ที่มีความถี่ทอพอที่ 455 kHz เพื่อกรองเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ผลต่างออกมา ซึ่งสามารถแสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของเซรามิกฟิลเตอร์ได้ดังรูปที่ 3.14 จากนั้นสัญญาณเอาท์พุทที่ได้ ก็จะทำการป้อนเข้าส่วนดีเทคเตอร์ต่อไป

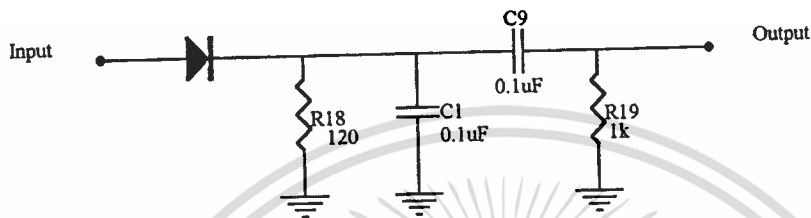


รูปที่ 3.14 แสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของเซรามิกฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3 ส่วนคิเทคเตอร์

ในส่วนนี้เราเลือกใช้วิธีไดโอดคิเทคเตอร์ เพื่อคิเทคสัญญาณข้อมูลออกมา ในส่วนของไดโอดเราเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ MPSH 10 แล้วเชื่อมขาคอลเลกเตอร์กับขาเบสเข้าด้วยกันเพื่อให้ได้การทำงานเป็นแบบไดโอด แสดงวงจรดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 วงจรไดโอดคิเทคเตอร์

ไดโอดในวงจรจะกรองสัญญาณด้านบวกให้ผ่านไปได้ในขณะที่ R_{18}, C_1 จะทำหน้าที่ฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำก็จะกรองเอาส่วนที่เป็นสัญญาณข้อมูลออกมา

สำหรับในส่วนเครื่องรับสัญญาณคู่ความถี่ซีเอ็มเอฟ สัญญาณเอาท์พุทที่ได้หลังจากส่วนคิเทคเตอร์แล้ว ต้องผ่านวงจรถอดรหัสสัญญาณซีเอ็มเอฟด้วยเพื่อให้ได้รหัสเลขหมายเค็มออกมา

3.3.4 วงจรถอดรหัสสัญญาณซีเอ็มเอฟ

ในที่นี้เราเลือกใช้ไอซี MT8870 ซึ่งเป็นไอซีที่ใช้ถอดรหัสความถี่ของโทรศัพท์ชนิดคูปุ่ม (DTMF) ให้เป็นเลขฐาน 2 ขนาด 4 บิต โดยใช้งานร่วมกับคริสตัล (CRYSTAL) ความถี่ 3.759 MHz. เท่านั้น

การถอดรหัสความถี่โทรศัพท์ หมายถึง การแปลงสัญญาณความถี่ที่เกิดจากการกดปุ่มตัวเลขที่เป็นกดของโทรศัพท์ ให้เป็นระบบตัวเลขทางดิจิทัล ซึ่งไอซี MT8870 นี้จะแปลงความถี่โทรศัพท์ให้เป็นเลขฐาน 2 ขนาด 4 บิต

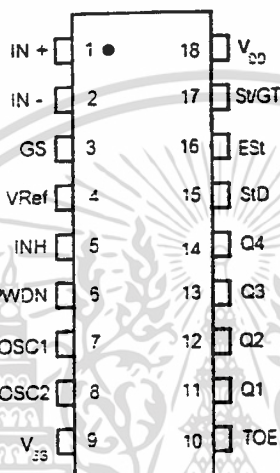
คุณสมบัติของ MT8870 คือ

- เป็นตัวรับและถอดรหัสความถี่ (DTMF Receiver)
- กินไฟน้อย ใช้ไฟเลี้ยงระดับเดียวกับ TTL
- สามารถตั้งอัตราขยายในตัวไอซีได้
- สามารถปรับการ์ดไทม์ (Guard Time)
- เป็นไอซีคุณภาพสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างของ MT8870

ประกอบด้วยวงจรกรองความถี่และวงจรถอดรหัสฟังก์ชันทางดิจิทัล เป็นไอซีที่สร้างโดยใช้เทคโนโลยี ISO2-CMOS ในส่วนของวงจรกรองความถี่ใช้เทคนิคของสวิทช์คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ สำหรับกรองความถี่สูงและต่ำ ส่วนวงจรถอดรหัสใช้เทคนิคการนับทางดิจิทัลเพื่อตรวจจับและถอดรหัสทั้ง 16 ความถี่ออกเป็นเลขฐาน 2 ขนาด 4 บิต และเช็คช่วงเวลาที่สำคัญเข้ามา ส่วนภาคอินพุทเป็นออปแอมป์ซึ่งสามารถปรับอัตราขยายได้โดยต่ออุปกรณ์ภายนอกเอาท์พุทเป็นวงจรถอดรหัส 3 สถานะ รูปที่ 3.16 แสดงขาของ MT8870 และรูปที่ 3.17 แสดงโครงสร้างภายในของ MT8870



รูปที่ 3.16 แสดงรายละเอียดขาของไอซี MT8870

ฟังก์ชันการทำงานภายใน MT8870

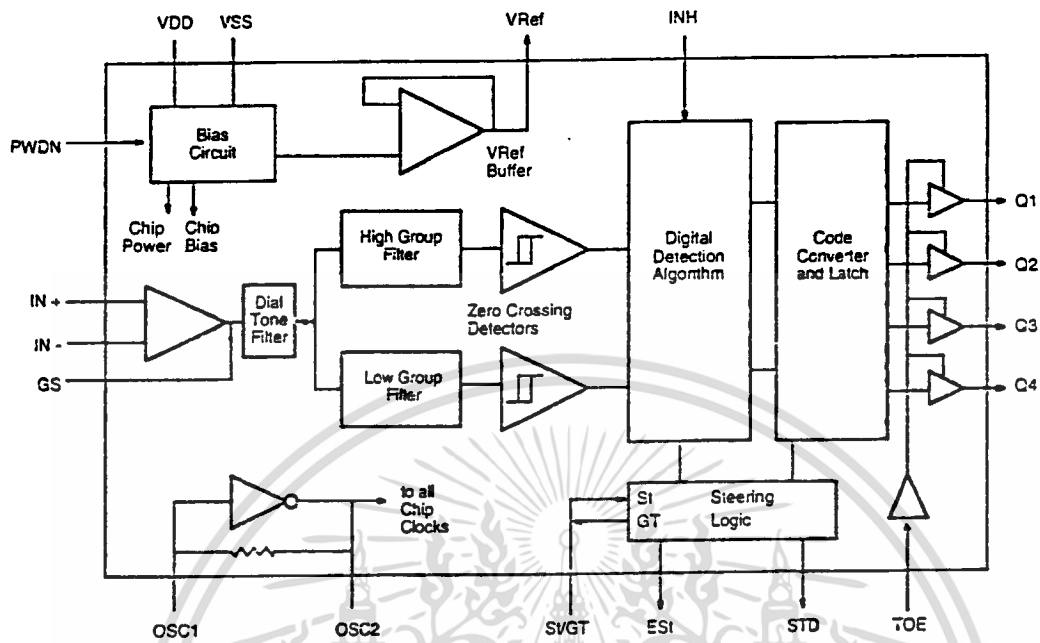
ภายใน MT8870 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 5 ส่วนคือ

- ภาคกรองความถี่ (Filter Section)
- ภาคถอดรหัส (Decoder Section)
- ภาคตรวจสอบสัญญาณ (Steering Circuit)
- ภาคขยายสัญญาณความแตกต่าง (Differential Input)
- ภาคกำเนิดความถี่ (Oscillator)

ภาคกรองสัญญาณความถี่ ในส่วนนี้จะแยกสัญญาณ DTMF ที่เข้ามาออกเป็น 2 กลุ่มความถี่ คือ ช่วงความถี่สูงและช่วงความถี่ต่ำ โดยใช้วงจรความถี่อันดับที่ 6 ชนิดสวิทช์คาปาซิเตอร์ (Six-Order Switched Capacitor Band Pass Filter) ซึ่งความถี่ที่แยกได้มี 2 ช่วง (ความถี่สูงและต่ำ)

ภาคถอดรหัส ความถี่ DTMF ที่ถูกกรองเรียบร้อยแล้วจะผ่านเข้าวงจรถอดรหัสความถี่ออกเป็นตัวเลขโดยใช้เทคนิคการนับแบบดิจิทัล และมีการตรวจสอบความถี่ที่เข้ามาว่าเป็นความถี่มาตรฐาน DTMF หรือไม่ เพื่อป้องกันความถี่อื่นเข้ามาผสม เมื่อตรวจสอบว่าความถี่นั้นถูกต้อง สัญญาณที่ขา EST (Early Steering) ก็จะมีแอมพลิจูดสำหรับค่าที่ถอดรหัสได้จากความถี่ต่าง ๆ นั้น แสดงได้ดังตารางที่ 3.2

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 แสดง โครงสร้างภายในของ ไอซี MT8870

ภาคตรวจสอบสัญญาณ ก่อนที่จะมีการถอดรหัสความถี่ออกไปที่เอาต์พุต จะมีการตรวจสอบช่วงความถี่ที่เข้ามาว่ามีระยะเวลาตามที่กำหนดหรือไม่ โดยสังเกตจากระยะเวลาการกดปุ่มโทรศัพท์ซึ่งต้องกดปุ่มให้มีความถี่ออกมาเป็นช่วงเวลาพอสมควรไม่เช่นนั้นวงจรส่วนนี้จะไม่รับ โดยถือว่าสัญญาณนั้นไม่ถูกต้อง ส่วนช่วงเวลายาวเท่าใดสามารถตั้งได้โดยใช้ RC ต่อภายนอก สัญญาณที่ขา EST จะเป็นลอจิกสูงนานใกล้เคียงกับระยะเวลาที่มีความถี่ DTMF เข้ามา เมื่อขา SET เป็นลอจิกสูง ทำให้ V_c สูงขึ้น ตัวเก็บประจุจะคายประจุทำให้แรงดัน V_c สูงขึ้นจนถึงค่าเทรชโฮลด์ (Thres-Hold) วงจรถอดรหัสจึงจะถอดรหัสออกเป็นตัวเลขฐาน 2 ขนาด 4 บิต รายละเอียดการทำงานดูจากแผนภูมิเวลา (Timing Diagram) ดังรูปที่ 3.18 จะเข้าใจได้ง่ายกว่า

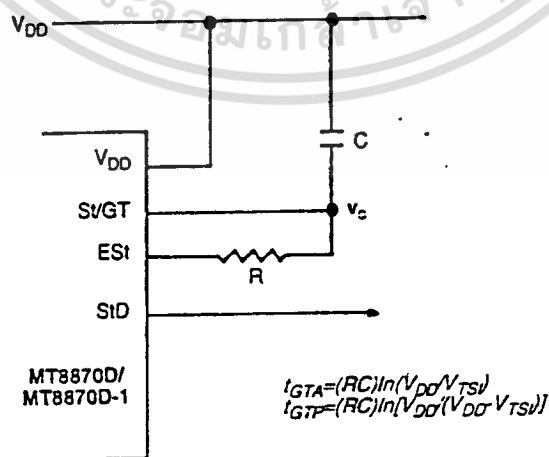
อธิบายขั้นตอนการทำงาน

- A- ตรวจพบความถี่ที่เข้ามา แต่คาบเวลาไม่ถูกต้อง เอาท์พุทไม่เปลี่ยน
- B- ความถี่ #n ถูกตรวจพบและมีคาบเวลาที่ถูกต้อง ความถี่ถูกถอดรหัสและแลตซ์ไว้ที่เอาท์พุท
- C- จบความถี่ #n ช่วงห่างถูกต้อง เอาท์พุทยังคงแลตซ์อยู่จนกว่าจะได้รับความถี่ที่ถูกต้องใหม่
- D- เอาท์พุทเปลี่ยนเป็นอิมพีแดนซ์สูง (High Impedance)
- E- ความถี่ #(n+1) ถูกตรวจพบคาบเวลาถูกต้องความถี่ถูกถอดรหัสและแลตซ์ไว้
- F- ความถี่ #(n+1) หายไป ช่วงห่างไม่ถูกต้อง เอาท์พุทยังคงแลตซ์อยู่
- G- จบความถี่ #(n+1) ช่วงห่างถูกต้อง เอาท์พุทยังคงแลตซ์อยู่จนถึงความถี่ใหม่ที่ถูกต้อง

วงจรตรวจสอบสัญญาณ จะทำงานตรงข้าม เพื่อให้ได้ช่วงหยุดระหว่างสัญญาณอินเตอร์ดิจิต (Inter Digit) ถูกต้อง คั้งนั้นจึงเป็นการดี เสมือนว่าเป็นการตัดสัญญาณที่สั้นเกินไป เพื่อเป็นการพิจารณาสัญญาณด้วยว่าสัญญาณถูกต้อง ตัวไอซี MT8870 จะมีช่วงผิดพลาดในการขาดหายของสัญญาณ (Drop Out) สั้นด้วย เพื่อที่จะพิจารณาช่วงหยุดที่ถูกต้องของสัญญาณ ประโยชน์อันนี้รวมกับความสามารถในการเลือกค่าคงที่ในการตรวจสอบสัญญาณ (Steering Time Constant) ภายนอก จะทำให้ผู้ออกแบบเลือกคุณสมบัติในการใช้งานได้มากมายหลายแบบ

การปรับการด์ไทม์ (Guard Time Adjustment)

ถ้าหากคำว่า การด์ไทม์ (Guard Time) นั้นหมายถึง ช่วงคาบเวลาของความถี่ที่เข้ามาซึ่งจะต้องนานกว่าเท่ากับ หรือมากกว่าเวลาที่เรที่ตั้งไว้ จึงจะได้รับการยอมรับว่าสัญญาณความถี่นั้นถูกต้อง หรือพูดได้ว่าเวลาที่เรที่ตั้งไว้โดย RC ก็คือการด์ไทม์นั่นเอง เมื่อสัญญาณความถี่เข้ามานานเท่ากับ หรือมากกว่าเวลาที่ตั้งไว้จึงจะสามารถเปลี่ยนแปลงตัวเลขได้ ถ้าสัญญาณความถี่เข้ามาสั้นกว่าก็จะมีการถอดรหัสเป็นตัวเลขออกไป การตั้งเวลาและคำนวณเวลาได้จากรูปที่ 3.19



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.19 แสดงวงจรตรวจสอบสัญญาณ (Steering) อย่างง่าย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

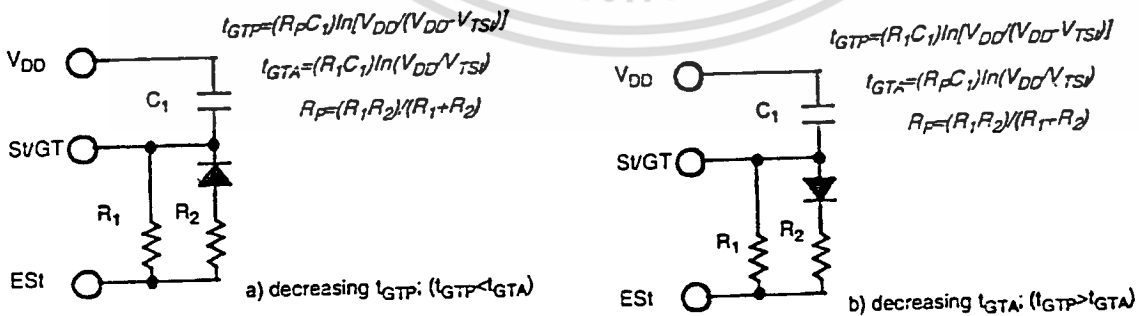
วงจรตรวจสอบสัญญาณง่ายๆ แสดงดังรูปที่ 3.21 ซึ่งเป็นการประยุกต์ใช้งาน ค่าของส่วนอุปกรณ์จะถูกเลือกตามสูตรต่อไปนี้

$$t_{REC} = t_{DP} + t_{GTP}$$

$$t_{ID} = t_{DA} + t_{GTA}$$

- โดย t_{REC} คือ คาบเวลาที่สั้นที่สุดที่ต้องการเพื่อแสดงว่าสัญญาณถูกต้อง
- t_{DP} คือ เวลาสั้นสุดระหว่างสัญญาณ DTMF ที่ถูกต้อง 2 สัญญาณ
- t_{DO} คือ เวลามากที่สุดที่ยอมให้สัญญาณหายไปได้ในคาบเวลาความถี่ที่ถูกต้อง
- t_{DP} คือ เวลาที่ใช้ในการตรวจพบสัญญาณความถี่ DTMF ที่ถูกต้อง
- t_{DA} คือ เวลาที่ใช้ในการตรวจการหายไปของสัญญาณความถี่ DTMF ที่ถูกต้อง
- t_{GTP} คือ การ์ดไทม์ของการปรากฏความถี่ DTMF ที่ถูกต้อง
- t_{GTA} คือ การ์ดไทม์ของการหายไปของความถี่ DTMF

ค่าของ t_{GTA} เป็นค่าพารามิเตอร์ของตัวไอซีเอง (ดูได้จากตารางแสดงคุณสมบัติ) และค่า t_{REC} เป็นค่าช่วงเวลาต่ำสุดที่ตัวไอซีจะทำการถอดรหัสคู่โทนได้ ค่าของ $C = 0.1 \mu F$ นี้เป็นค่าที่ใช้อยู่ในการใช้งานทั่วไป การออกแบบวงจรตรวจสอบสัญญาณมีให้เลือกแตกต่างกันหลายแบบ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับลักษณะของสัญญาณโทนที่ตัวไอซีจะทำการถอดรหัส โดยสามารถเลือกช่วงเวลาการ์ดไทม์ได้อย่างอิสระ สำหรับช่วงเวลาปรากฏ (t_{GTP}) และช่วงสัญญาณหายไป (t_{GTA}) ซึ่งค่าทั้งสองนี้ เป็นลักษณะสำคัญของการทำงานของไอซี ซึ่งจะทำให้เกิดการถอดรหัสหรือไม่ถอดรหัสต่อช่วงสัญญาณที่เข้ามา การปรับการ์ดไทม์ผู้ออกแบบจะเป็นคนกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆ ตามสถานะของสัญญาณ ตัวอย่างเช่น สัญญาณที่เข้ามามีสัญญาณอื่นปนเข้ามา (Talk Off) การออกแบบให้ t_{REC} มาก ๆ จะลดโอกาสที่จะเป็นไปไม่ได้ของโทนแปลกปลอมที่สัญญาณรบกวนอย่างมาก สูตรในการคำนวณแสดงในรูปที่ 3.20



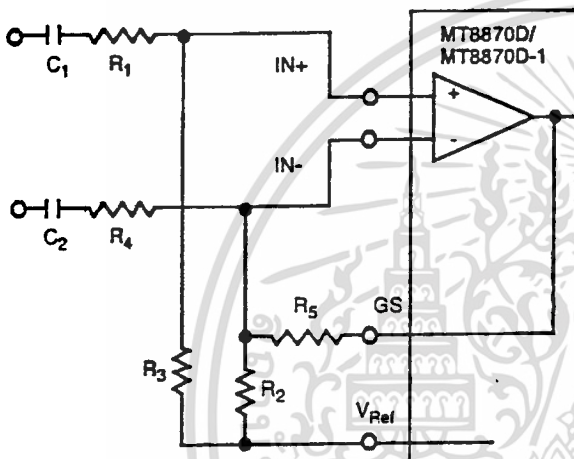
รูปที่ 3.20 แสดงวงจรตรวจสอบสัญญาณที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเฉพาะเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคขยายสัญญาณความแตกต่าง วงจรส่วนอินพุทของ MT8870 เป็นภาคขยายออปแอมป์ ที่สามารถปรับอัตราขยาย โดยต่อวงจรภายนอกเข้าไปด้วย รูปที่ 3.21 แสดงการต่อวงจรภายนอกเข้ากับอินพุทซึ่งสามารถคำนวณอัตราขยายความแตกต่างของอินพุทและอิมพีแดนซ์ได้ดังนี้

อัตราขยาย $(A_{v,diff}) = \frac{R_5}{R_1}$

อินพุทอิมพีแดนซ์ $(Z_{in,diff}) = 2\sqrt{R_1^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}$



Differential Input Amplifier

$C_1=C_2=10\text{ nF}$

$R_1=R_4=R_5=100\text{ k}\Omega$

$R_2=60\text{ k}\Omega, R_3=37.5\text{ k}\Omega$

All resistors are $\pm 1\%$ tolerance.
All capacitors are $\pm 5\%$ tolerance.

$$R_3 = \frac{R_2 R_5}{R_2 + R_5}$$

VOLTAGE GAIN $(A_{v,diff}) = \frac{R_5}{R_1}$

INPUT IMPEDANCE

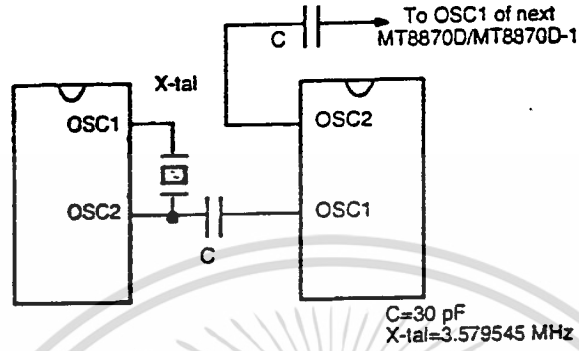
$$(Z_{INDIFF}) = 2\sqrt{R_1^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

รูปที่ 3.21 แสดงการต่อวงจรภาคอินพุท

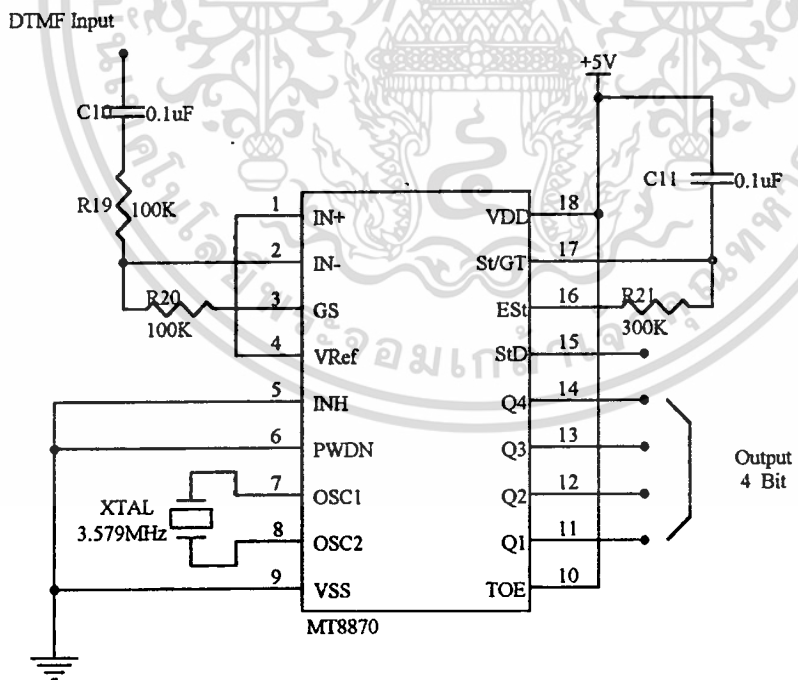
ภาคกำเนิดความถี่ ในภาคนี้ ภายใน ไอซีจะมีวงจรเวลาอยู่ภายใน เพียงแต่ต่อคริสตอลขนาด 3.579 MHz ก็สามารถใช้งานได้ทันที การต่อวงจรกำเนิดความถี่แสดงดังรูปที่ 3.22

วงจรใช้งานเบื้องต้นของ ไอซี MT8870 แสดงดังรูปที่ 3.23

ในส่วนของโครงงานนี้ออกแบบให้เครื่องรับของทางมูลนิธิฯ และบุทควบคุมใช้หลักการซูเปอร์เฮเทอร์โรไดอันเหมือนกัน จึงมีวงจรใช้งานลักษณะเดียวกันดังรูปที่ 3.24

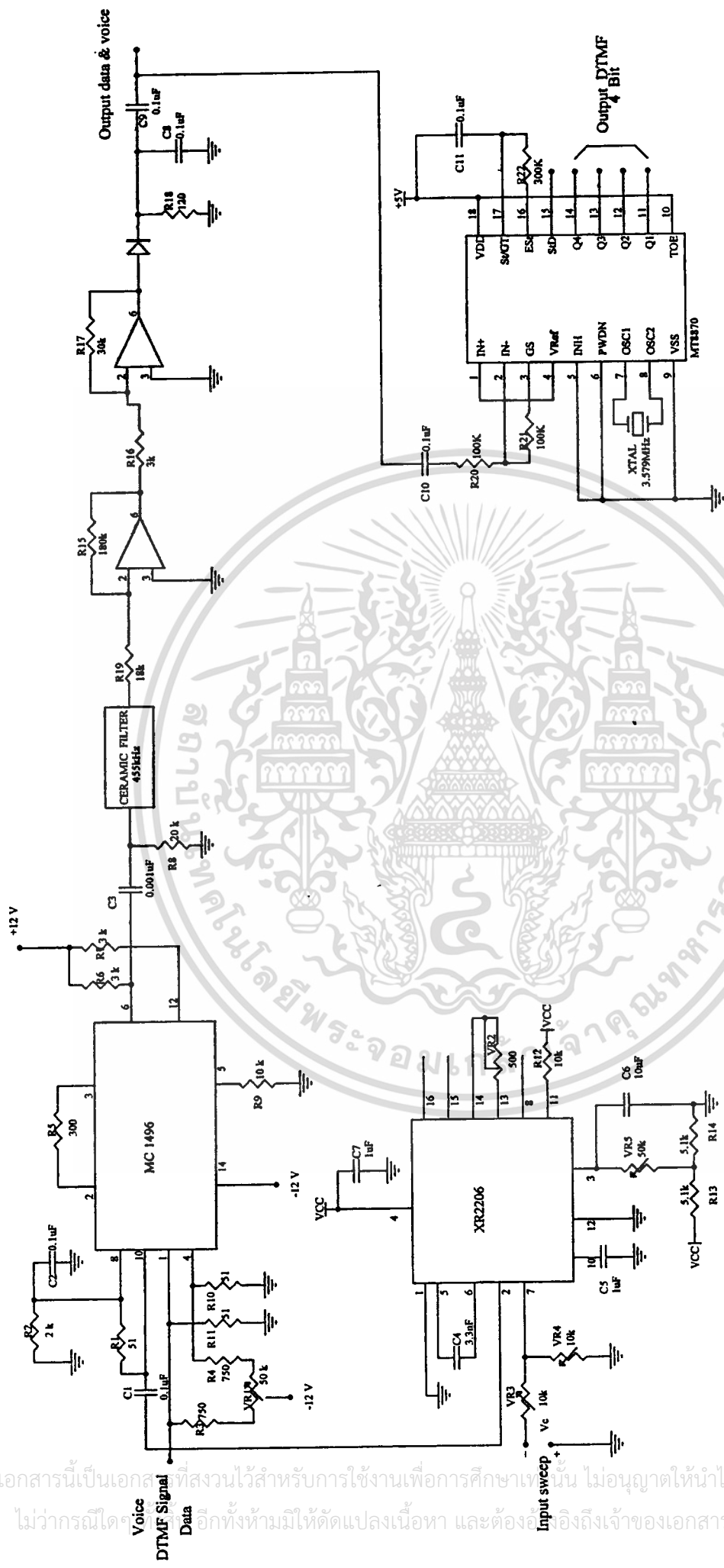


รูปที่ 3.22 แสดงการต่อวงจรกำเนิดความถี่



รูปที่ 3.23 แสดงวงจรใช้งานเบื้องต้นของ MT8870

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.24 วงจรรวมทางด้านเครื่องรับ

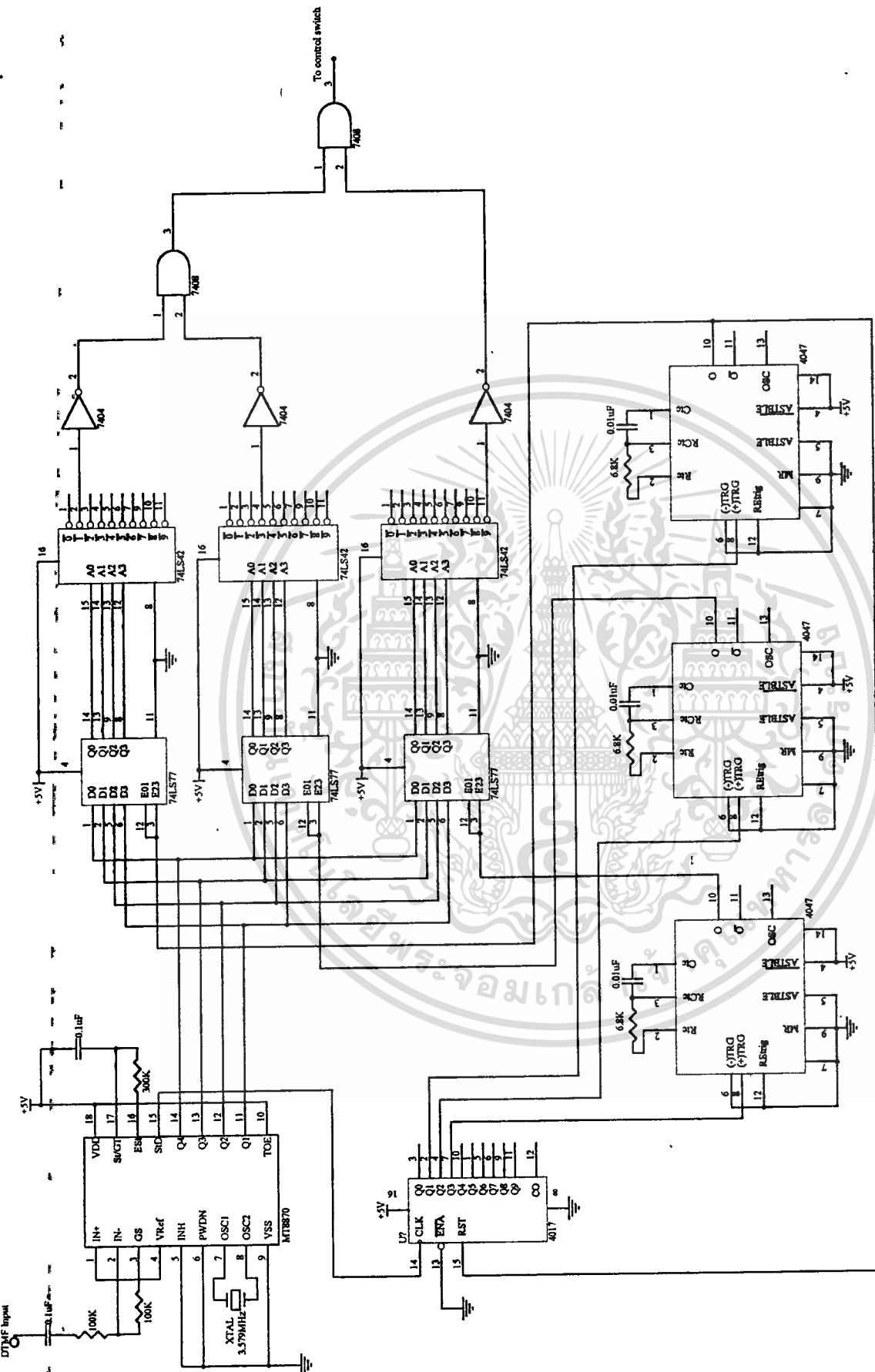
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การออกแบบและการสร้างส่วนควบคุมสวิทช์

ในกรณีที่บุทควบคุมต้องการติดต่อกับบุทลูกข่ายใด บุทควบคุมจะทำการกรรหัทสประจําเครื่องของบุทลูกข่ายนั้นๆ รหัสที่ได้จากวงจรถอดรหัสคิตีเอ็มเอฟจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับรหัสประจําเครื่อง ถ้ารหัสที่ได้รับไม่ตรงกับรหัสประจําเครื่อง ทางด้านบุทลูกข่ายก็ไม่สามารถติดต่อกลับไปยังบุทควบคุมได้ หรือก็คือไมค์ทางด้านบุทลูกข่ายจะไม่ทำงาน แต่ถ้ารหัสที่ได้รับตรงกับรหัสประจําเครื่อง บุทลูกข่ายก็จะสามารถติดต่อกลับมายังบุทควบคุมได้ โดยไมค์ก็จะสามารถทำงานได้นั้นเอง แสดงวงจรควบคุมการทำงานของไมค์ดังรูปที่ 3.25



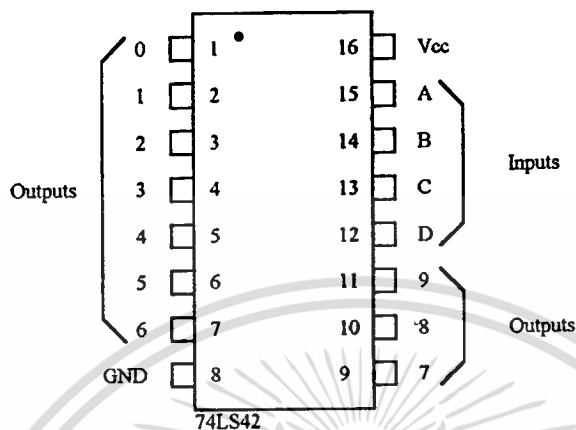
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.25 วงจรควบคุมการทำงานของไมค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางานของวงจรส่วนนี้คือ จะทำการกำหนดรหัสประจำเครื่องของไมค์ที่ต้องการ โดยการกำหนดที่เอาต์พุตของไอซีเบอร์ 74LS42 ซึ่งรายละเอียดของไอซีแสดงดังรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.26 แสดงรายละเอียดของไอซี 74LS42

โดยที่ไอซี 74LS42 มีการทำงานดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 แสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของไอซี 74LS42

NO.	BCD INPUT				DECIMAL OUTPUT									
	D	C	B	A	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H
1	L	L	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H
2	L	L	H	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H
3	L	L	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H	H
4	L	H	L	L	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H
5	L	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H
6	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H
7	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H
8	H	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H
9	H	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L
-	H	L	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
-	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
-	H	H	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
-	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
-	H	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

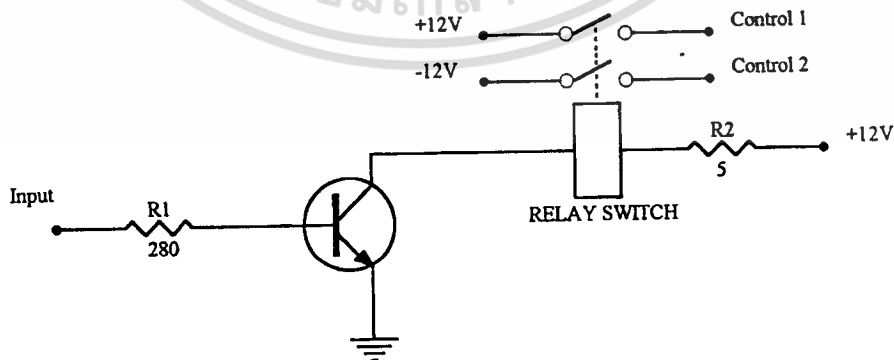
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตั้งรหัสประจำเครื่องทำโดยการกำหนดรหัสประจำเครื่องที่ต้องการ ซึ่งในที่นี้เรากำหนดให้เป็นเลข 2 หลักโดยไอซีเบอร์ 74LS42 (BCD to Decimal Decoder) 1 ตัวแทนเลข 1 หลัก ในโครงงานนี้เรากำหนดให้รหัสประจำเครื่องบุทถูกข่ายเป็น “42” จากตารางที่ 3.3 จะได้ว่าต้องเลือกใช้ขา “5” ของไอซีตัวที่ 1 และใช้ขา “3” ของไอซีตัวที่ 2 เป็นต้น

จากรูปที่ 3.25 สามารถอธิบายหลักการทำงานของวงจรส่วนควบคุมการทำงานของไมค์ได้ดังต่อไปนี้
สัญญาณคู่ความถี่ที่เอ็มเอฟทีที่แตกออกมาได้ทางด้านเครื่องรับจะถูกป้อนเข้าสู่วงจรถอดรหัสดิจิทัลเอ็มเอฟซึ่งจะได้รหัสตัวเลขที่เป็น BCD ออกมา ซึ่งจะถูกนำไปเก็บไว้ในไอซี 74LS77 ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัว latch (latch) ข้อมูลรหัสตัวเลข BCD โดยที่มีไอซี 4017 เป็นตัวควบคุมการทำงานของไอซี 74LS77 โดยจะกำหนดให้ไอซี 74LS77 ตัวที่ 1 ทำงานโดยการแลทซ์รหัส BCD ตัวที่ 1 เฉพาะเมื่อมีการถอดรหัสครั้งที่ 1 และ 74LS77 ตัวที่ 2 ทำงานโดยการแลทซ์รหัส BCD ตัวที่ 2 เมื่อมีการถอดรหัสครั้งที่ 2 ตามลำดับ รหัส BCD จาก 74LS77 ทั้ง 2 ตัวจะถูกส่งไปยังไอซี 74LS42 ซึ่งเป็นตัวแปลงรหัส BCD ให้เป็นเลขฐานสิบ (Decimal) โดยไอซี 74LS42 จะให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีระดับสัญญาณที่เป็น low ออกมา ถ้าเลขฐานสิบที่ได้ตรงกับรหัสประจำเครื่องที่ตั้งไว้ก็จะให้สัญญาณที่เป็น low ออกมาตามขาของ 74LS42 ที่เราเลือกไว้ จากนั้นสัญญาณนี้จะผ่านไปยังอินเวอร์เตอร์ (inverter) เพื่อเปลี่ยนสัญญาณที่เป็น low นี้ให้มีระดับสัญญาณเป็น high ผ่านไปยังส่วนของวงจรแอนด์เกต ที่จะทำการตรวจสอบว่ารหัสที่ได้รับมาเป็นรหัสประจำเครื่องจริง และเมื่อได้รับสัญญาณเปิด โดยการกดปุ่ม * หรือ สัญญาณปิด โดยการกดปุ่ม # ที่เราได้ตั้งเอาไว้ เอาท์พุทของวงจรควบคุมนี้ก็จะสูงเป็น high ในกรณีที่เป็นสัญญาณเปิด หรือ low ในกรณีที่เป็นสัญญาณปิด ซึ่งจะถูกส่งไปยังส่วนสวิทช์เพื่อควบคุมการทำงานของไมค์ต่อไป

ส่วนสวิทช์ควบคุมการทำงานของไมค์

สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรควบคุมการทำงานของไมค์จะเป็นสัญญาณอินพุตให้กับส่วนสวิทช์โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 ทำงานคู่กับรีเลย์ชนิด 2 คอนแทค (contact) ดังแสดงในรูปที่ 3.27



รูปที่ 3.27 วงจรสวิทช์ควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

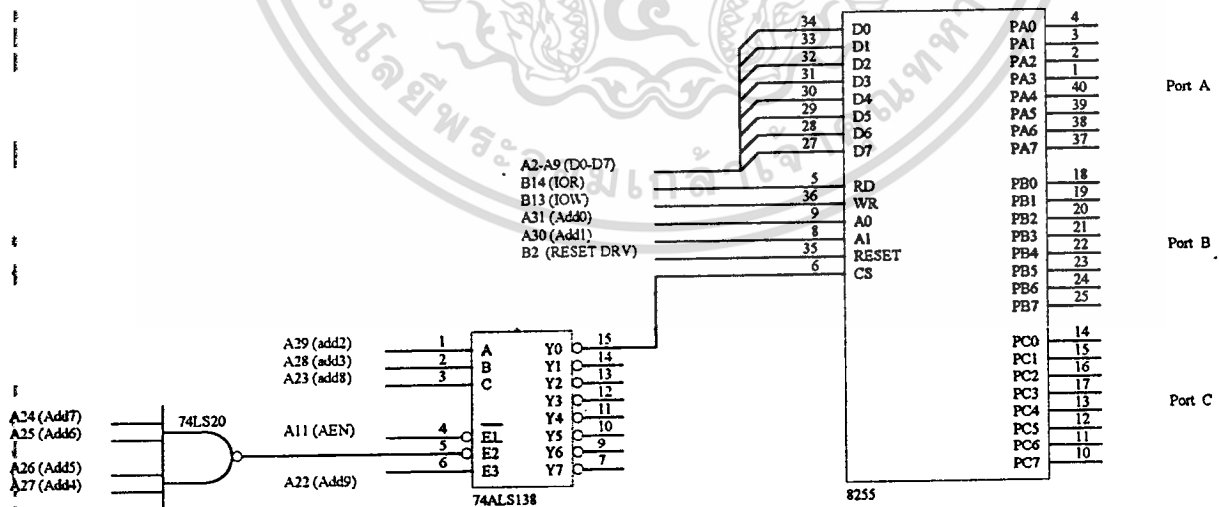
หลักการทํางานในส่วนนี้คือ เมื่อมีสัญญาณ high จากวงจรควบคุมเข้ามายังส่วนสวิตช์ จะทำให้ที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q มีสถานะเป็น low ทำให้ครบวงจร เป็นผลให้รีเลย์สวิตช์ on ก็จะเป็นการต่อไฟเลี้ยงให้กับวงจรทางด้านเครื่องส่งสัญญาณเสียงของบุทลูกข่ายโดยต่อกราวด์ของวงจรเข้ากับกราวด์ของแบตเตอรี่ทำให้ครบวงจร ในทางกลับกันถ้ามีสัญญาณ low จากวงจรควบคุมเข้ามา ที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q ก็จะมีสถานะเป็น high เป็นผลให้รีเลย์สวิตช์ off ก็จะทำให้ไม่มีไฟเลี้ยงต่อไปยังส่วนวงจรเครื่องส่งสัญญาณเสียง ทำให้วงจรเครื่องส่งสัญญาณเสียงทํางานไม่ได้จะเท่ากับว่าบุทลูกข่ายก็ไม่สามารถติดต่อกลับไปยังบุทควบคุมได้นั่นเอง

3.5 การออกแบบและการสร้างส่วนอินเตอร์เฟสกับคอมพิวเตอร์

เมื่อบุทลูกข่ายมีความประสงค์ต้องการติดต่อกับบุทควบคุม ก็จะทำกรการครห้สปรจําเครื่องของคนเองส่งไปยังบุทควบคุม ซึ่งสามารถแสดงรหัสนี้ออกจากจอคอมพิวเตอร์ เพื่อให้ทราบว่าขณะนี้บุทลูกข่ายใดต้องการทํากรการติดต่อดีว

การสร้ําพอร์ตเพื่ออินเตอร์เฟส

การอินเตอร์เฟส หรือการเชื่อมต่อระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์กับอุปกรณ์ภายนอกสามารถสร้ําขึ้นมาได้ โดยใช้ชิป 8255 ทําหน้าที่เป็นพอร์ตอินพุท/เอาต์พุท ซึ่งมีระดับสัญญาณเป็น TTL เช่นกัน จะเป็นการคดิอินเตอร์เฟสออกประสงค์ ซึ่งใช้จํานกกับไมโครคอมพิวเตอร์ได้ทุกรุ่น ซึ่งจะต้องนำสัญญาณควบคุมบัสข้อมูล แอคเครสบัส สัญญาณรีเซต ไฟ VCC กราวด์ของไมโครคอมพิวเตอร์เชื่อมต่อกับการคดินี้ให้ถูกต้องเสียก่อน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับที่ 3.28 วงจรการคดิอินเตอร์เฟสนั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

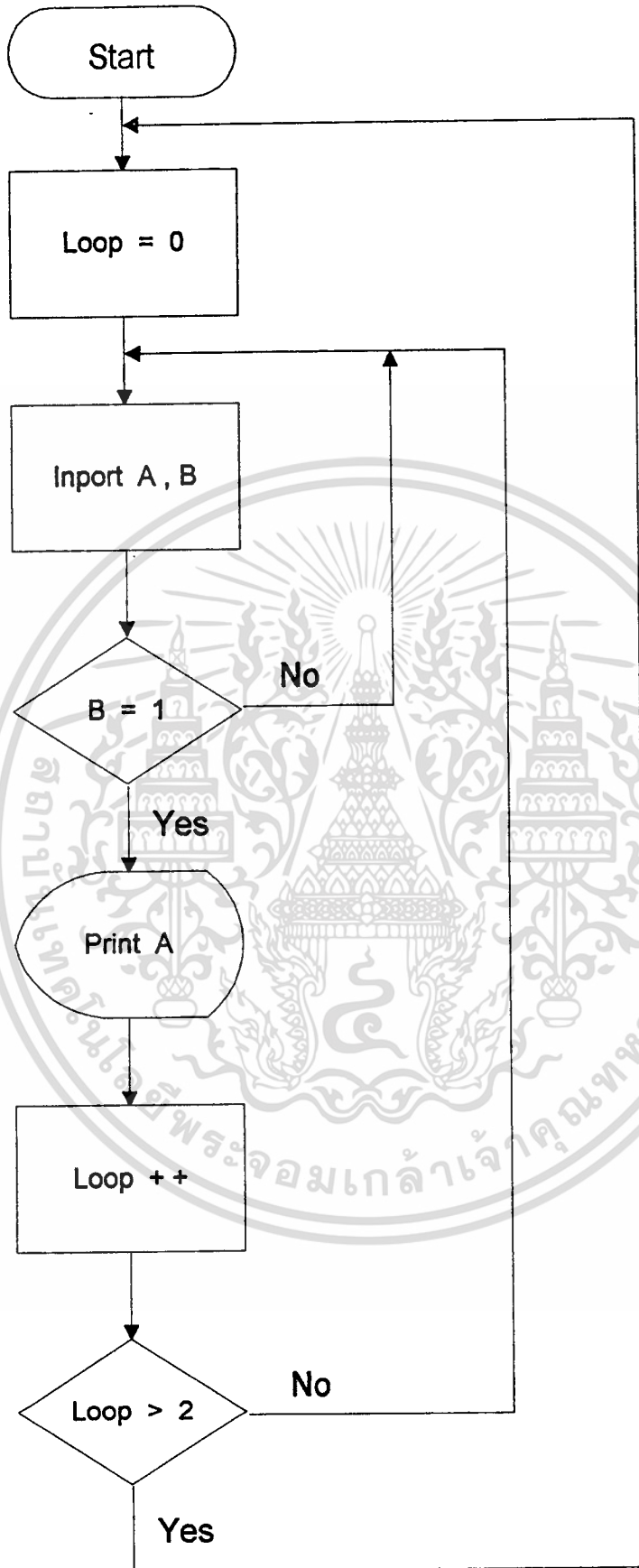
จากรูปวงจรรูปที่ 3.28 จะเห็นว่าใช้ 74LS138 ในการถอดรหัสหมายเลข 2FX และเมื่อรวม A0 - A9 จะ
ได้เป็นหมายเลข 2F0 - 2F3 ดังตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.4 แสดงการถอดรหัสแอสเคสพอร์ต

A9	A8	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	หมายเลข พอร์ต	หมายเหตุ
G1	G2A	G2B	C2	B2	A2	B1	A1				
1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	2F0	พอร์ท A
1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	2F1	พอร์ท B
1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	2F2	พอร์ท C
1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	2F3	พอร์ทควบคุม

ทดลองการอินเตอร์เฟส โดยเสียบลงบนสล็อตของเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ การเสียบการ์ดบน
สล็อต หรือดึงการ์ดออกจากสล็อตจะต้องปิดสวิทช์เพาเวอร์ของเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์เสียก่อนทุกครั้ง และ
อย่าเสียบผิดด้านเพื่อป้องกันการเสียหาย จากนั้นทำการเขียนโปรแกรมเพื่อทำการทดสอบการรับข้อมูล แสดง
โฟลวชาร์ต (flowchart) การทำงานดังรูปที่ 3.29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.29 แสดงโฟลวชาร์ตการรับข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

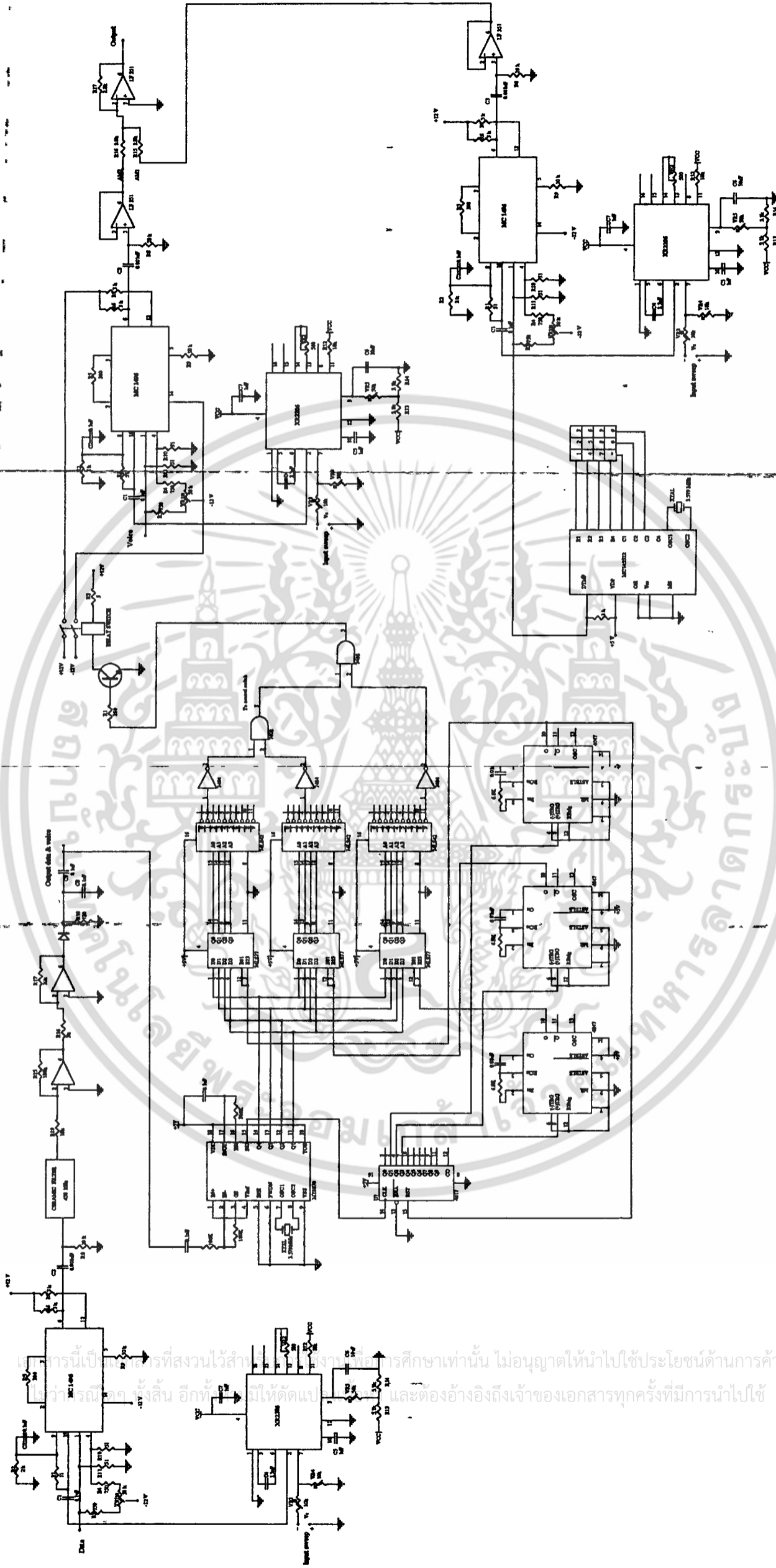
```

#include <stdio.h>
#include <dos.h>
#include <bios.h>
#include <conio.h>
int main(void)
{
    int DTMF1,DTMF2,key = 0;
    unsigned char a,b;
    clrscr();
    outport (0X2F3,92);
    while ((key = bioskey(1)) == 0)
    { b = inportb(0X2F1);
      a = inportb(0X2F0);
      DTMF1 = (int)b;
      DTMF2 = (int)a;
      printf ("Number of requesting booth \n");
      while (DTMF1 != 1)
      { if ((key = bioskey(1)) == 0)
        { b = inportb(0X2F1);
          DTMF1 = (int)b;
          a = inportb(0X2F0);
          DTMF2 = (int)a;
        } else break;
      }
      if ((key = bioskey(1)) == 0)
      {
          printf("%d",DTMF2);
          DTMF1 =0;
          delay (200);
      } else;
      while (DTMF1 !=1)
      { if ((key = bioskey(1)) == 0)
        { b = inportb(0X2F1);
          DTMF1 = (int)b;
          a = inportb(0X2F0);
          DTMF2 = (int)a;
        } else break;
      }
      if ((key = bioskey(1)) == 0)
      {
          printf("%d",DTMF2);
          printf("\n");
          delay(200);
      } else ;
      key++;    key--;
    }
    return 0;
}

```

รูปที่ 3.30 แสดงโปรแกรมการรับข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.31 แสดงวงจรหมททางด้านทกข่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปะ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

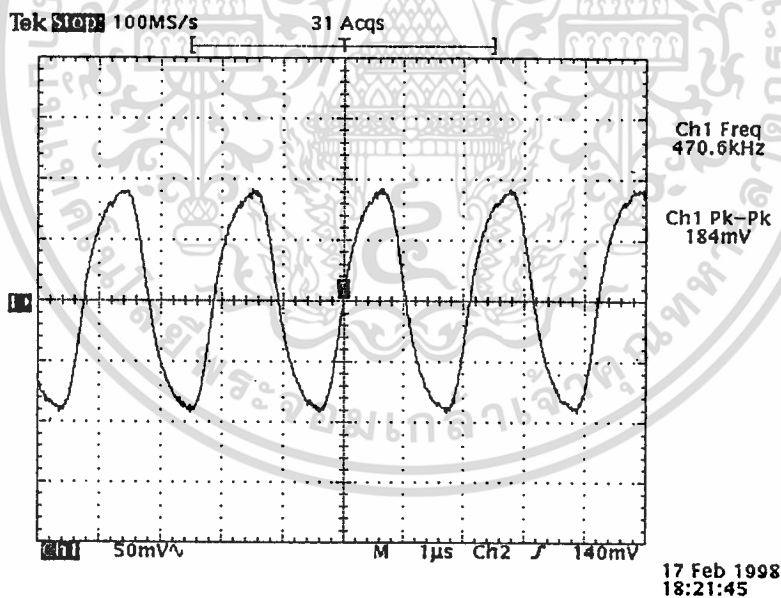
บทที่ 4

การทดลอง และผลการทดลอง

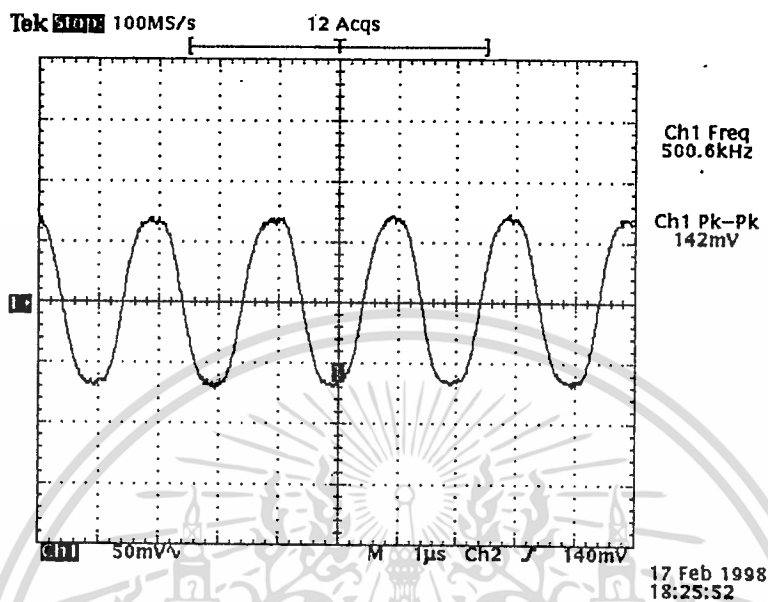
เมื่อทำการออกแบบ และต่อวงจรในส่วนต่าง ๆ ตามที่ได้กล่าวถึงในบทที่ 3 จากนั้นจะนำวงจรในแต่ละส่วนมาทำการทดลอง โดยมีขั้นตอนการทดลอง และผลการทดลองดังนี้

4.1 การทดลองส่วนส่งสัญญาณทางด้านมอดูเลชัน

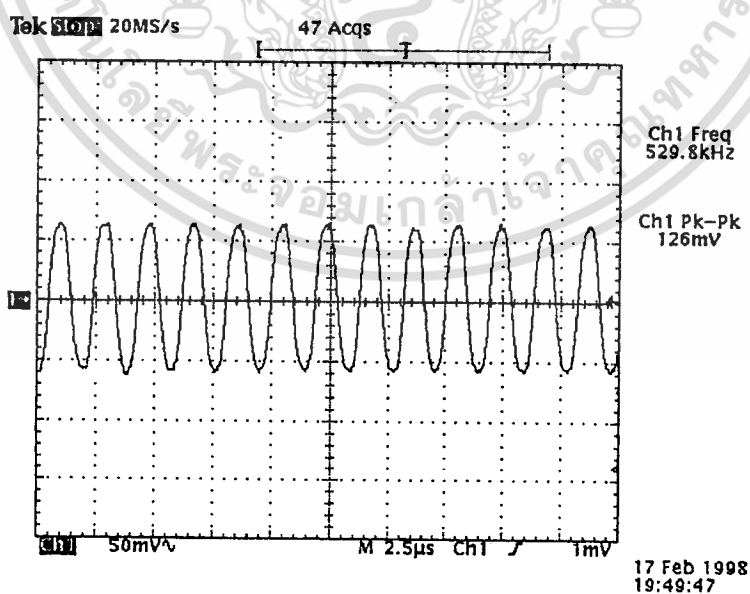
4.1.1 ในส่วนแรกของทางด้านเครื่องส่งนั้น จะเป็นส่วนของวงจรออสซิลเลเตอร์ ดังนั้น ในขั้นแรกเราจะทำการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ก่อน จากการที่ได้ออกแบบไว้ โดยต้องการให้กำเนิดสัญญาณพาหะคลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่ 470 kHz , 500 kHz , 530 kHz , 560 kHz , 590 kHz และ 650 kHz ในส่วนออสซิลเลเตอร์จะใช้ไอซี XR2206 ในการผลิตสัญญาณออสซิลเลท ซึ่งในแต่ละความถี่จะทำการปรับค่าความต้านทานในวงจรเพื่อให้สามารถผลิตสัญญาณออสซิลเลทเป็นคลื่นพาหะได้ตามที่ต้องการ ดังแสดงผลการทดลองในแต่ละความถี่ได้ดังรูปที่ 4.1, 4.2 , 4.3 , 4.4 , 4.5 และ 4.6 ตามลำดับ



รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์กำเนิดคลื่นพาหะความถี่ 470 kHz

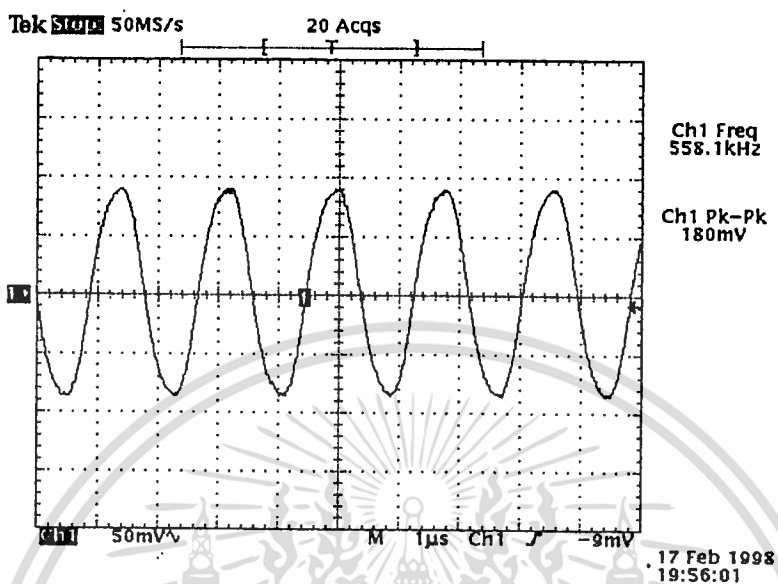


รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์กำเนิดคลื่นพาหะความถี่ 500 kHz

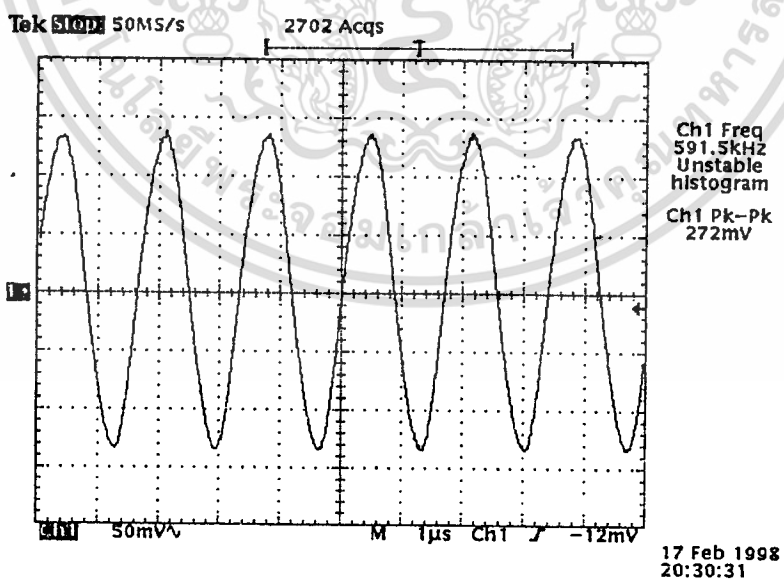


รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์กำเนิดคลื่นพาหะความถี่ 530 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

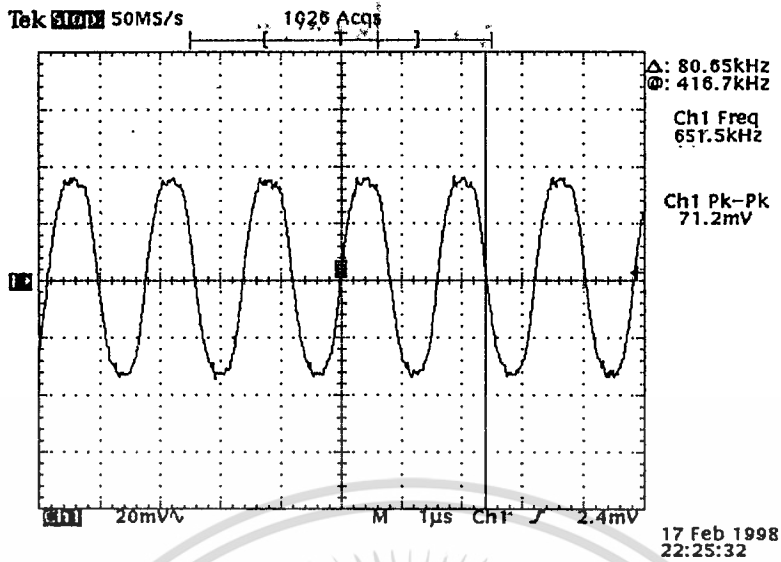


รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์กำเนิดคลื่นพาหะความถี่ 560 kHz



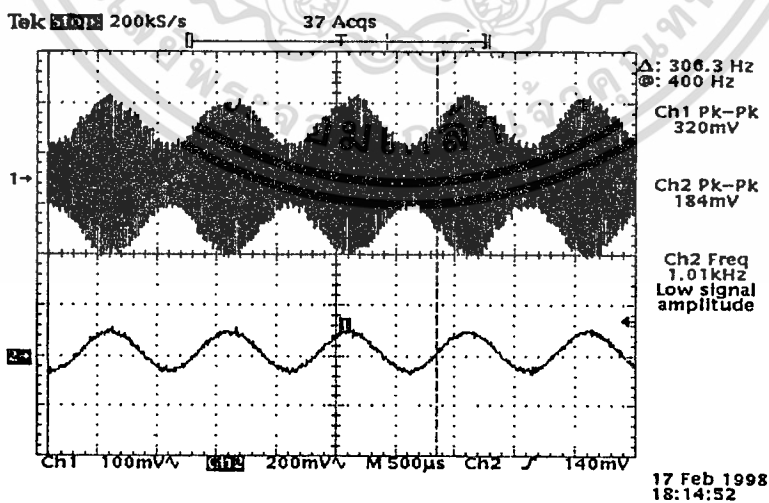
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์กำเนิดคลื่นพาหะความถี่ 590 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



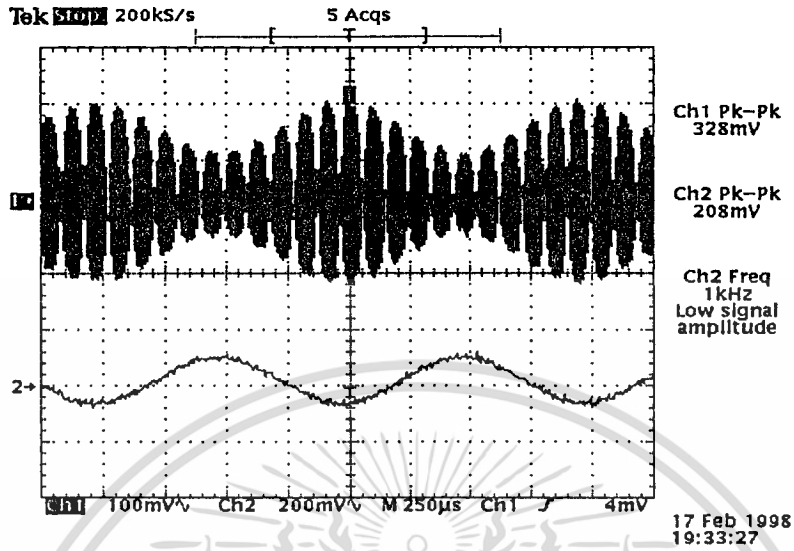
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์กำเนิดคลื่นพาหะความถี่ 650 kHz

4.1.2 เมื่อเราได้สัญญาณออสซิลเลชันพาหะตามที่ต้องการทั้ง 6 ความถี่แล้ว จากนั้นนำสัญญาณที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ 4 ความถี่แรกซึ่งได้แก่ 470 kHz , 500 kHz , 530 kHz และ 560 kHz ไปทำการมอดูเลตกับสัญญาณข่าวสาร ส่วนที่ความถี่ 590 kHz จะทำการมอดูเลตกับสัญญาณเสียง และที่ ความถี่ 650 kHz จะทำการมอดูเลตกับสัญญาณดีทีเอ็มเอฟโดยข้อมูลข่าวสารและสัญญาณเสียงที่ทำการป้อนให้ในการทดลองนี้ จะใช้สัญญาณรูปขายน้ความถี่ 1 kHz จากเครื่องผลิตสัญญาณความถี่ โดยใช้ไอซี MC1496 ซึ่งเป็นไอซีที่ทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณเข้าด้วยกัน โดยจะได้สัญญาณเอาต์พุตออกมาดังรูปที่ 4.7, 4.8, 4.9, 4.10 , 4.11 และ 4.12 ตามลำดับ สัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้วนั่นเอง

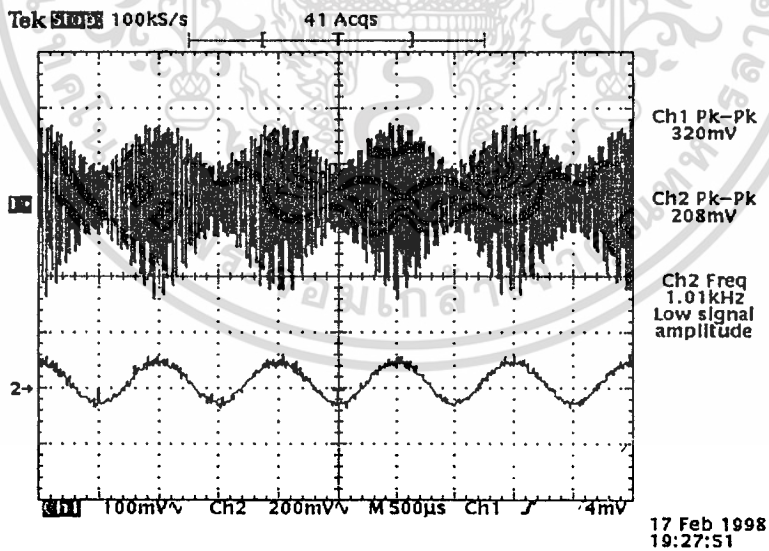


รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของ ไอซี MC1496 ซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 470 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

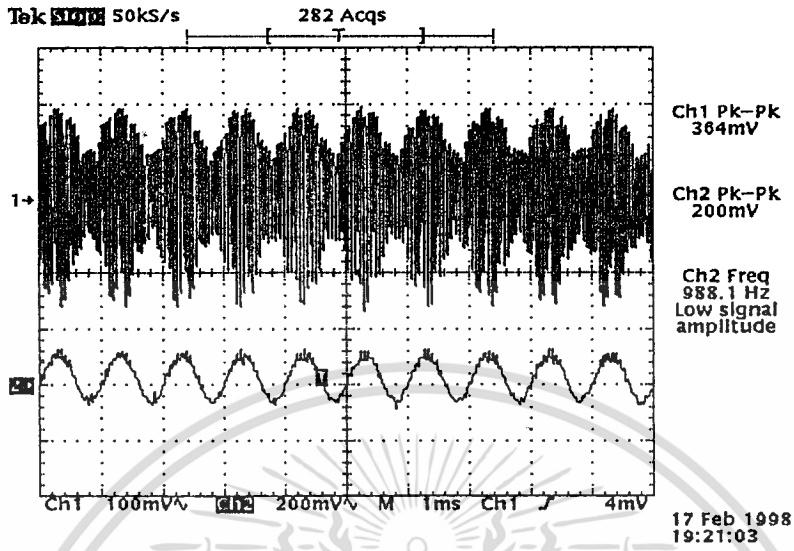


รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของไอซี MC1496 ซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 500 kHz

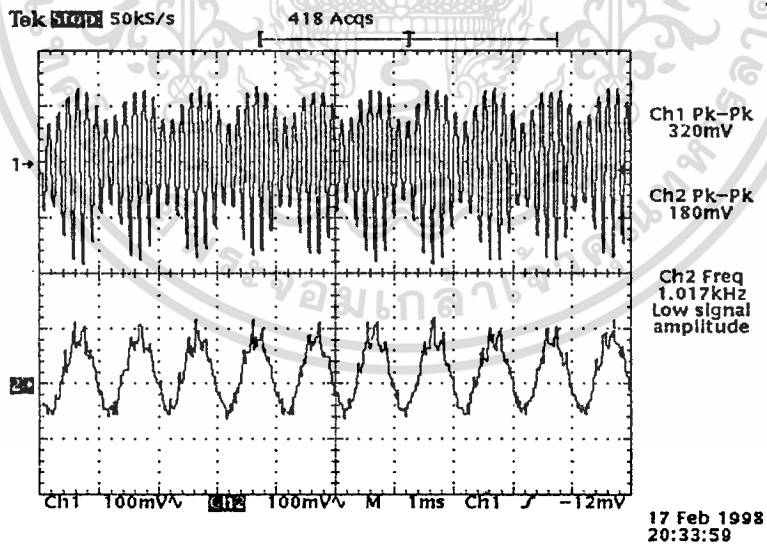


รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของไอซี MC1496 ซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 530 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

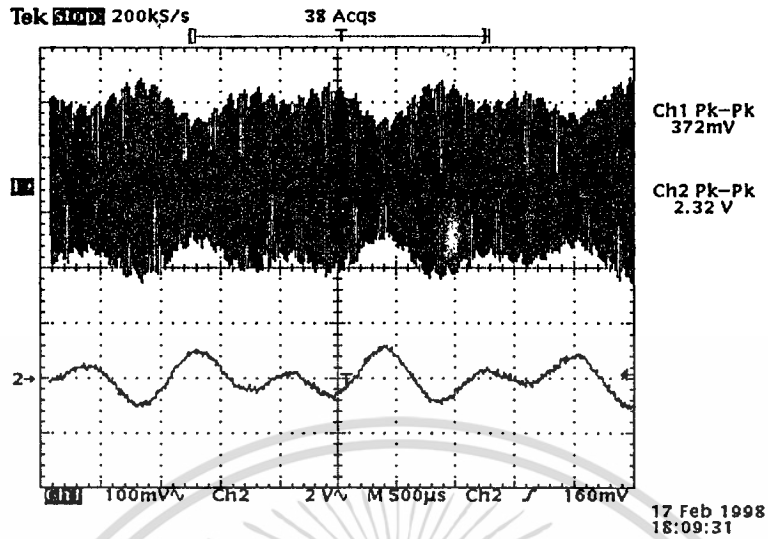


รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของไอซี MC1496 ซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 560 kHz



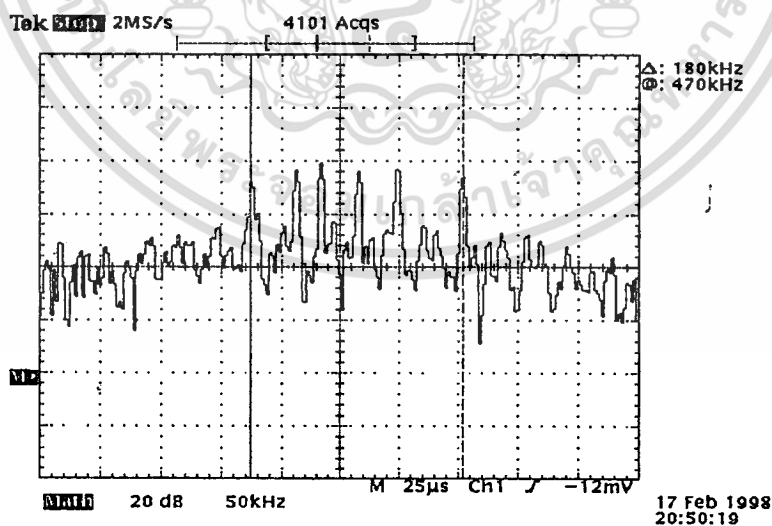
รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของไอซี MC1496 ซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 590 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณคิทีเอ็มเอฟที่ถูกมอดูเลต ซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 650 kHz

4.1.3 จากขั้นตอนที่ 4.1.2 สัญญาณที่ถูกมอดูเลตทั้ง 6 ช่องจะนำมาผ่านวงจรรวมสัญญาณเพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตสามารถส่งผ่านสายเส้นเดียวได้ เราจึงทำการวัดค่าผลตอบสนองต่อความถี่เพื่อแสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรวมสัญญาณทั้ง 6 ช่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

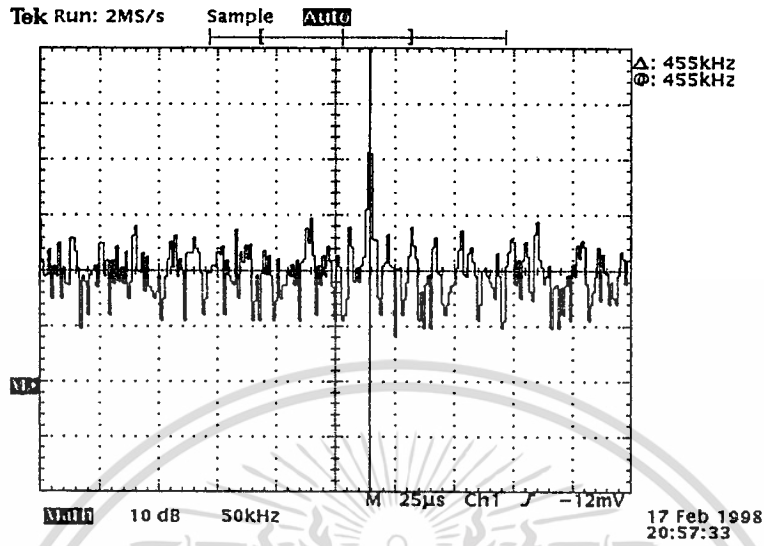
4.2 การทดลองส่วนรับสัญญาณจากภูทกวคwm

4.2.1 ส่วนทางด้านรับสัญญาณนั้น จะเห็นว่าใช้วงจร VCO โดยใช้ไอซี XR2206 เพื่อเป็นตัวกำเนิดสัญญาณความถี่ต่าง ๆ ป้อนเข้าสู่วงจรมิกเซอร์ ซึ่งใช้หลักการของเครื่องรับชนิดซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ เมื่อเราต้องการรับสัญญาณข้อมูลทั้ง 6 ช่อง ที่ส่งมาจากทางด้านเครื่องส่ง จะต้องจูน VCO ให้ได้ความถี่ 925 kHz , 955 kHz , 985 kHz , 1015 , 1045 kHz และ 1105 kHz โดยทำการป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้กับวงจร และทำการปรับระดับแรงดัน เพื่อเป็นการจูนให้ได้ความถี่ตามที่ต้องการทั้ง 6 ความถี่ข้างต้น เมื่อทำการวัดความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนเข้า VCO และค่าความถี่เอาต์พุท จะได้ผลดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 แสดงความถี่ที่ออกสวิตช์ได้จาก VCO ที่ระดับแรงดันไฟฟ้าค่าต่างๆ

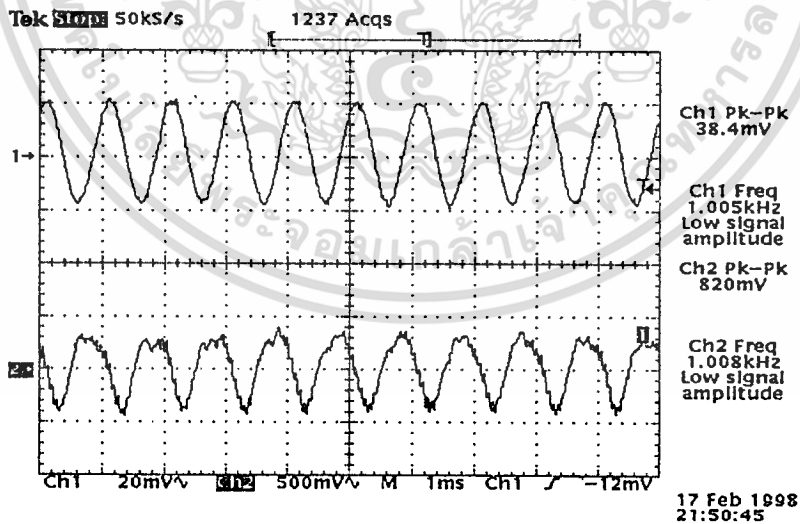
แรงดันไฟฟ้า (V)	ความถี่ (kHz)
2.3	1135
3	1075
5.4	1105
6.7	1045
7.6	1015
8.9	985
9.8	955
10.9	925

4.2.2 สัญญาณที่ถูกมอดูเลตมาจากทางด้านเครื่องส่ง จะถูกแปลงความถี่ลงเป็นความถี่ IF ซึ่งมีค่า 455 kHz จากนั้นจะป้อนสัญญาณเข้าสู่วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ โดยจะใช้เซรามิกฟิลเตอร์ที่มีค่าความถี่คัทออฟ 455 kHz ซึ่งเมื่อทำการวัดคุณสมบัติการตอบสนองต่อความถี่ จะเห็นว่ามีค่าความถี่อยู่ช่วงหนึ่งที่สามารถกรองสัญญาณออกมาได้ ดังแสดงในรูปที่ 4.14



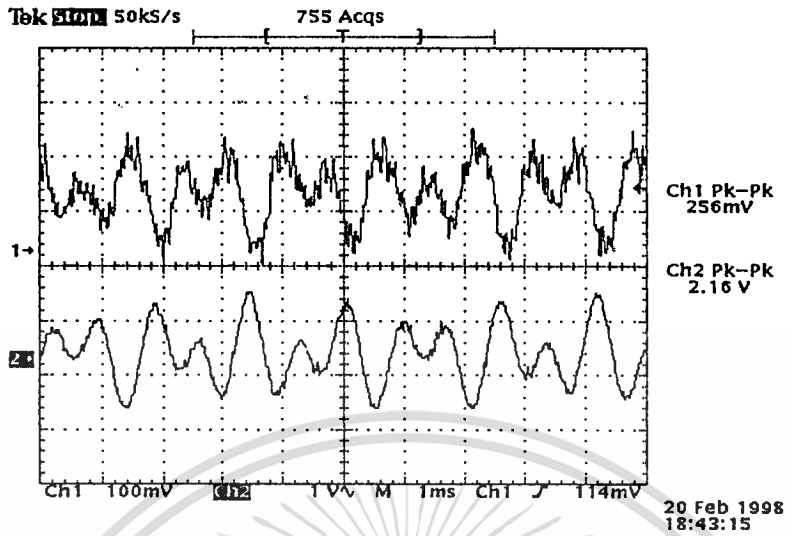
รูปที่ 4.14 แสดงเอาต์พุตที่ออกจากวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

4.2.3 เอาต์พุตที่ออกจากวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ จะถูกทำการขยาย แล้วส่งไปยังส่วนดีเทคเตอร์ เพื่อทำการดีเทคสัญญาณข้อมูลเดิมที่ต้องการส่งทางด้านส่งออกมา ดังรูปที่ 4.15 และ 4.16



รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณรูปขายน้ความถี่ 1 kHz ที่ต้องการส่งทางด้านส่ง (รูปบน) เทียบกับสัญญาณรูปขายน้ความถี่ 1 kHz ที่ดีเทคได้ทางด้านรับ (รูปล่าง)

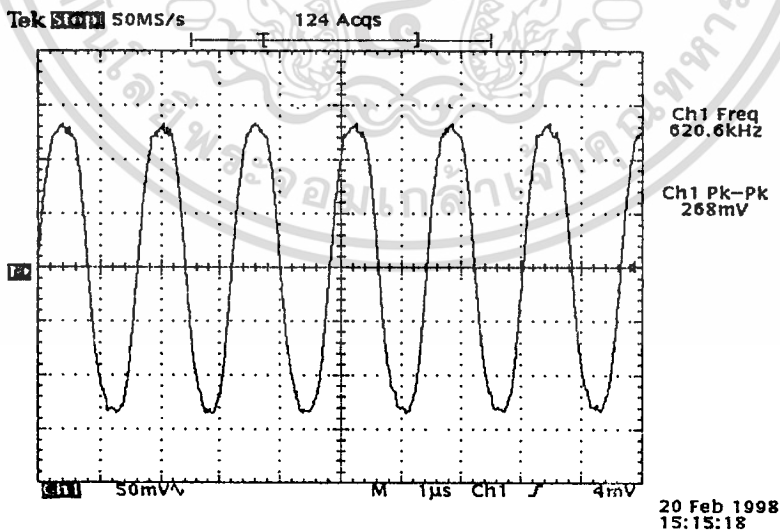
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณคิทีเอ็มเอฟที่ตีเทคได้ทางด้านรับ (รูปบน) เทียบกับสัญญาณคิทีเอ็มเอฟที่ต้องการส่งทางด้านส่ง (รูปล่าง)

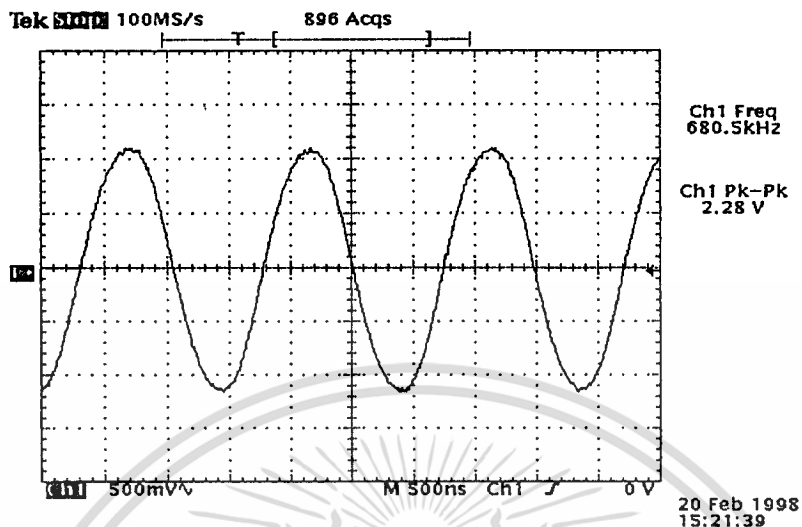
4.3 การทดลองส่วนส่งสัญญาณทางด้านบุทลูกข่าย

4.3.1 ในส่วนเครื่องส่งนี้จะมีลักษณะเดียวกันกับ เครื่องส่งทางด้านบุทควบคุมเพียงแต่ความถี่ ออสซิลเลตคลิ้นพาหะจะใช้ที่ความถี่ 620 kHz สำหรับส่งสัญญาณเสียง และที่ความถี่ 680 kHz สำหรับส่งสัญญาณคิทีเอ็มเอฟ ซึ่งจะมีผลการทดลองตามลำดับขั้นตอนดังรูปที่ 4.17 และ 4.18



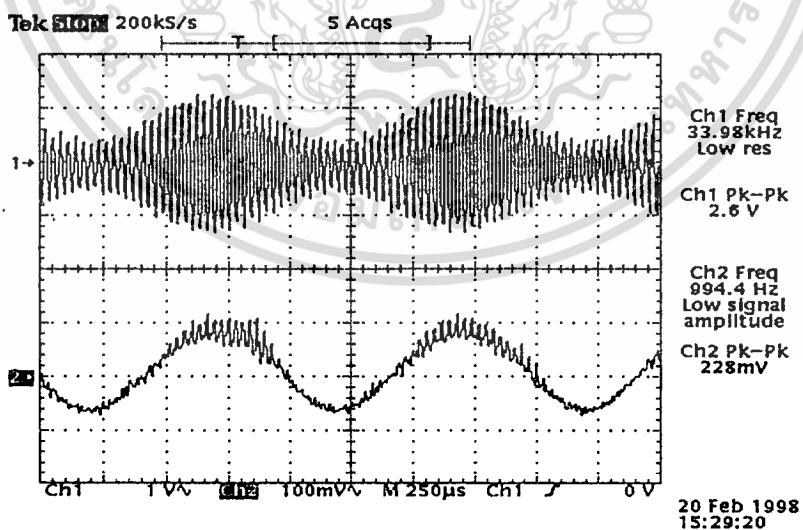
รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณเอาท์พุทของวงจรออสซิลเลเตอร์กำเนิดคลื่นพาหะความถี่ 620 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



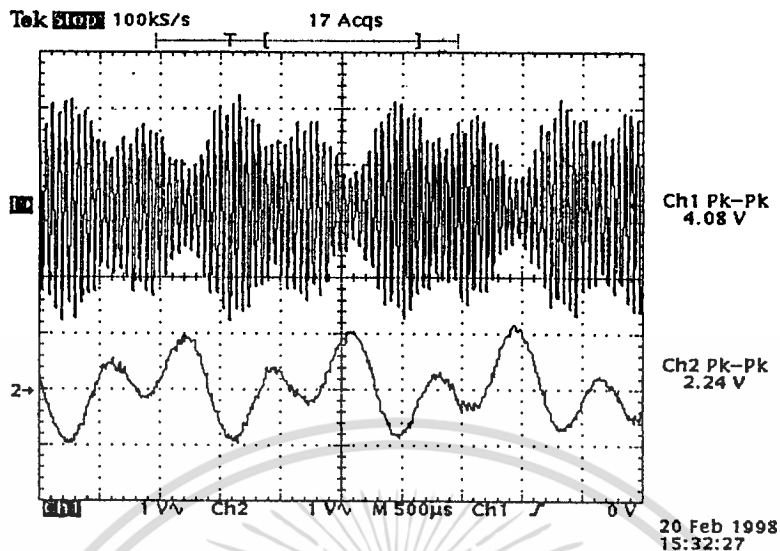
รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์กำเนิดคลื่นพาหะความถี่ 680 kHz

4.3.2 นำสัญญาณข่าวสารซึ่งในการทดลองนี้ จะใช้สัญญาณรูปซายน์ความถี่ 1 kHz จากเครื่องผลิตสัญญาณความถี่ และสัญญาณออสซิลเลตที่ได้มาทำการมอดูเลตโดยใช้ไอซี MC1496 จะได้สัญญาณเอาต์พุตดังแสดงในรูปที่ 4.19 และ 4.20



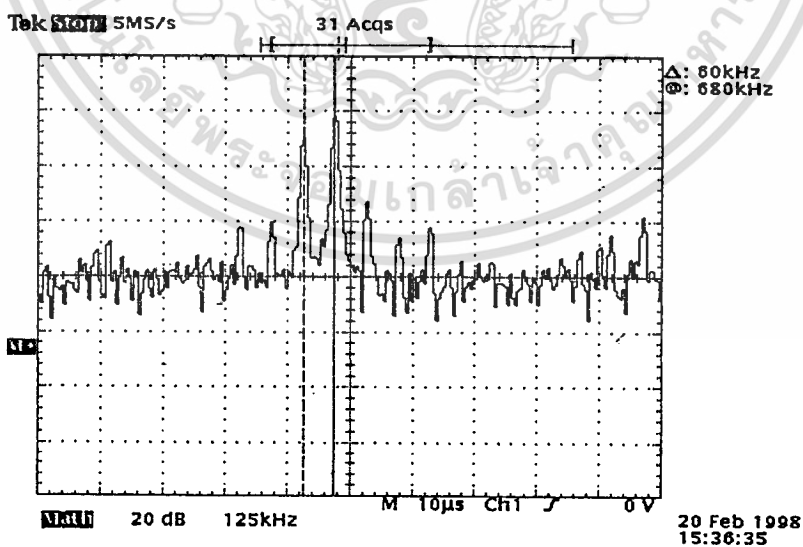
รูปที่ 4.19 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของไอซี MC1496 ซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 620 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 แสดงสัญญาณคี่ที่เอ็มเอฟที่ถูกมอดูเลต ซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 680 kHz

4.3.3 นำสัญญาณที่ถูกมอดูเลตทั้ง 2 ช่องมาทำการรวมสัญญาณเพื่อทำการส่งผ่านสายเส้นเดียวเช่นกัน แล้วทำการวัดค่าผลตอบสนองต่อความถี่ จะได้สัญญาณเอาต์พุตออกมา ดังรูปที่ 4.21



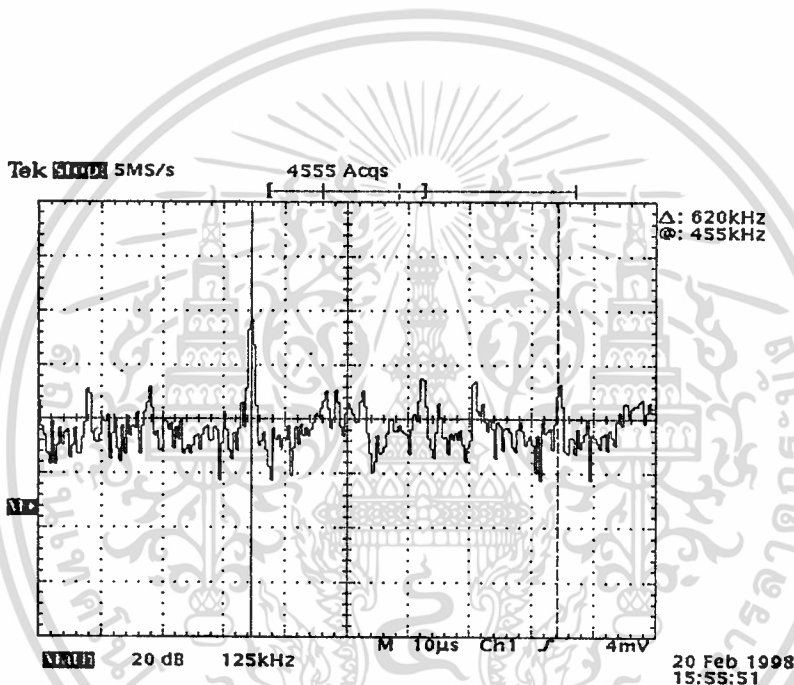
รูปที่ 4.21 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรวมสัญญาณ 2 ช่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การทดลองส่วนรับสัญญาณจากบอลลูกข่าย

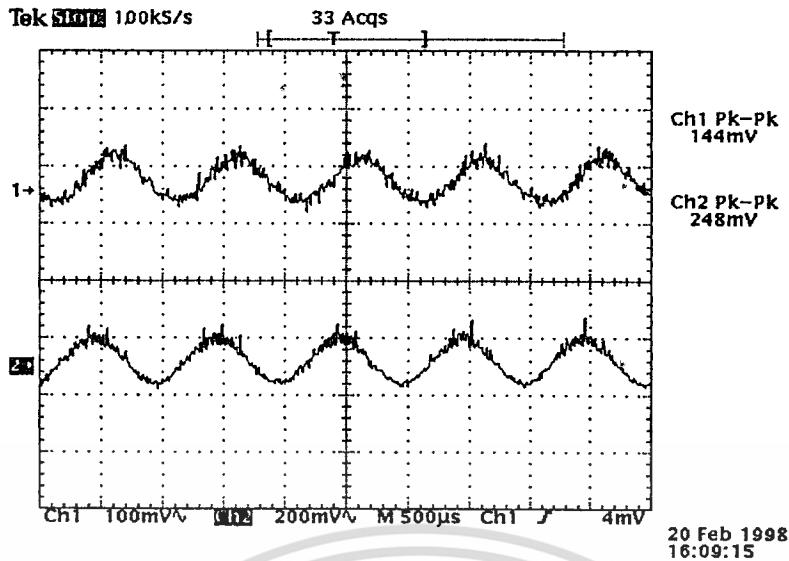
4.4.1 จะมีลักษณะเช่นเดียวกับหัวข้อ 4.2.1 เพียงแต่วงจร VCO จะผลิตความถี่ที่ 1075 kHz และ 1135 kHz แทน ซึ่งจะต้องทำการป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อปรับจูนให้ได้ความถี่ที่เราต้องการ โดยดูจากตารางที่ 4.1 เราต้องป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่า 3 โวลต์ และ 2.3 โวลต์ ตามลำดับ

4.4.2 สัญญาณที่ถูกมอดูเลตมาจากทางด้านเครื่องส่ง จะถูกแปลงความถี่ลงเป็นความถี่ IF ซึ่งมีค่า 455 kHz ต่อจากนั้นจะป้อนสัญญาณเข้าสู่วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ โดยจะใช้เซรามิกฟิลเตอร์ที่มีค่าความถี่คัทออฟ 455 kHz ซึ่งเมื่อทำการวัดคุณสมบัติการตอบสนองต่อความถี่ จะเห็นว่ามีความถี่อยู่ช่วงหนึ่งที่สามารถกรองสัญญาณออกมาได้ ดังแสดงในรูปที่ 4.22

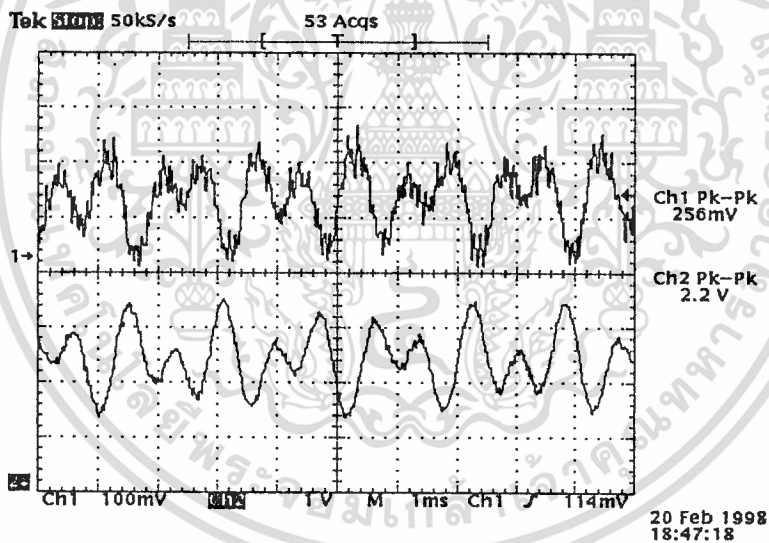


รูปที่ 4.22 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์

4.4.3 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากแบนด์พาสฟิลเตอร์ จะถูกทำการขยาย แล้วส่งไปยังส่วนดีเทคเตอร์ เพื่อทำการดีเทคสัญญาณข้อมูลเดิมที่ต้องการส่งทางด้านส่งออกมา ดังรูปที่ 4.23 และ 4.24



รูปที่ 4.23 แสดงสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 1 kHz ที่ตีเทคได้ทางด้านรับ (รูปบน) เทียบกับสัญญาณรูปไซน์ความถี่ 1 kHz ที่ต้องการส่งทางด้านส่ง (รูปล่าง)

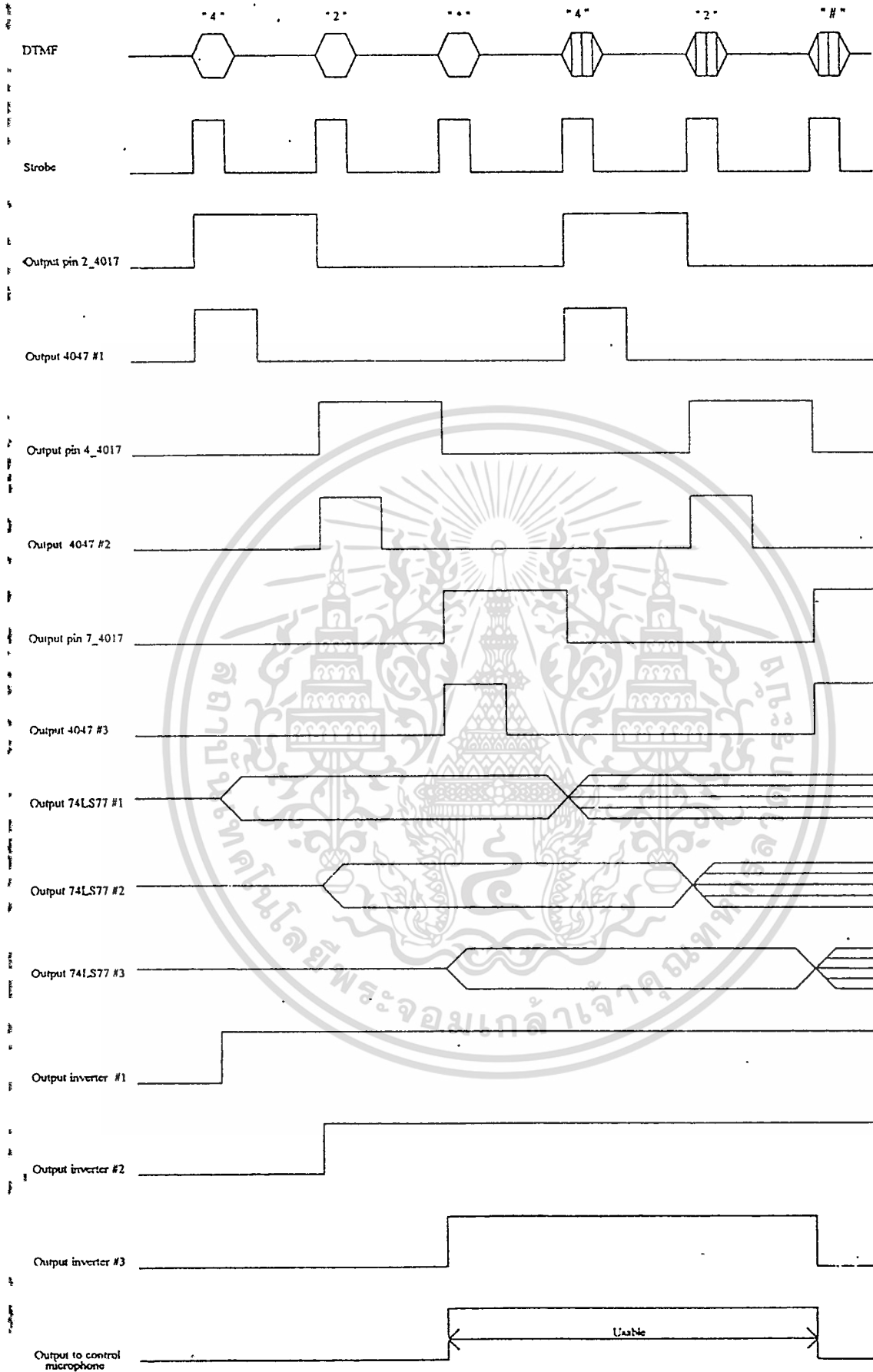


รูปที่ 4.24 แสดงสัญญาณดีทีเอ็มเอฟที่ตีเทคได้ทางด้านรับ (รูปบน) เทียบกับสัญญาณดีทีเอ็มเอฟที่ต้องการส่งทางด้านส่ง (รูปล่าง)

4.5 การทดลองส่วนควบคุมการทำงานของไมค์

จากการทดลองส่วนควบคุมการทำงานของไมค์ พบว่าสามารถทำการควบคุมได้ตามที่ต้องการ โดยลำดับการทำงานของวงจรแสดงตามแผนภูมิเวลาดังรูปที่ 4.25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.25 แสดงแผนภูมิเวลาการทำงานของวงจรควบคุมการทำงานของไมค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ประโยชน์ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

5.1 สรุปผลการทดลอง

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการออกแบบและการสร้างระบบปฏิบัติการทางภาษาโดยใช้เทคนิค FDM ด้วยวิธีแอมพลิฟิเคชันที่ได้ออกแบบให้เป็นการติดต่อกันระหว่างบุทควบคุมกับบุทถูกขับโดยผ่านสายส่งสัญญาณเส้นเดียว

จากผลการทดลองพบว่า ทางด้านเครื่องส่งสามารถทำการมอดูเลตสัญญาณรูปซายน์ความถี่ 1 kHz และสัญญาณคู่ความถี่ที่เอ็มเอฟ กับสัญญาณออสซิลเลตคลื่นพาหะได้ทุกความถี่ที่เราได้ออกแบบไว้

ส่วนทางด้านเครื่องรับก็สามารถตีเทคสัญญาณข่าวสารและสัญญาณเสียงที่ส่งมาจากทางด้านเครื่องส่งได้ทุกความถี่เช่นกัน แต่ในส่วนของสัญญาณคู่ความถี่ที่เอ็มเอฟที่ตีเทคได้นั้นมีความแรงของสัญญาณค่อนข้างต่ำ เมื่อผ่านไปยังสายส่งสัญญาณ สัญญาณจะถูกลดทอนลงทำให้ในบางครั้งเกิดความผิดพลาดในการถอดรหัสสัญญาณออกมา

5.2 แนวทางการพัฒนา

สัญญาณเอาท์พุทที่ตีเทคได้ของวงจรนี้ มีความแรงของสัญญาณค่อนข้างต่ำ เนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้งานมีข้อจำกัด จึงควรเลือกใช้อุปกรณ์ที่สามารถรองรับการใช้งานได้ที่ระดับความแรงของสัญญาณสูงกว่านี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Features

- Complete DTMF Receiver
- Low power consumption
- Internal gain setting amplifier
- Adjustable guard time
- Central office quality
- Power-down mode
- Inhibit mode
- Backward compatible with MT8870C/MT8870C-1

Ordering Information

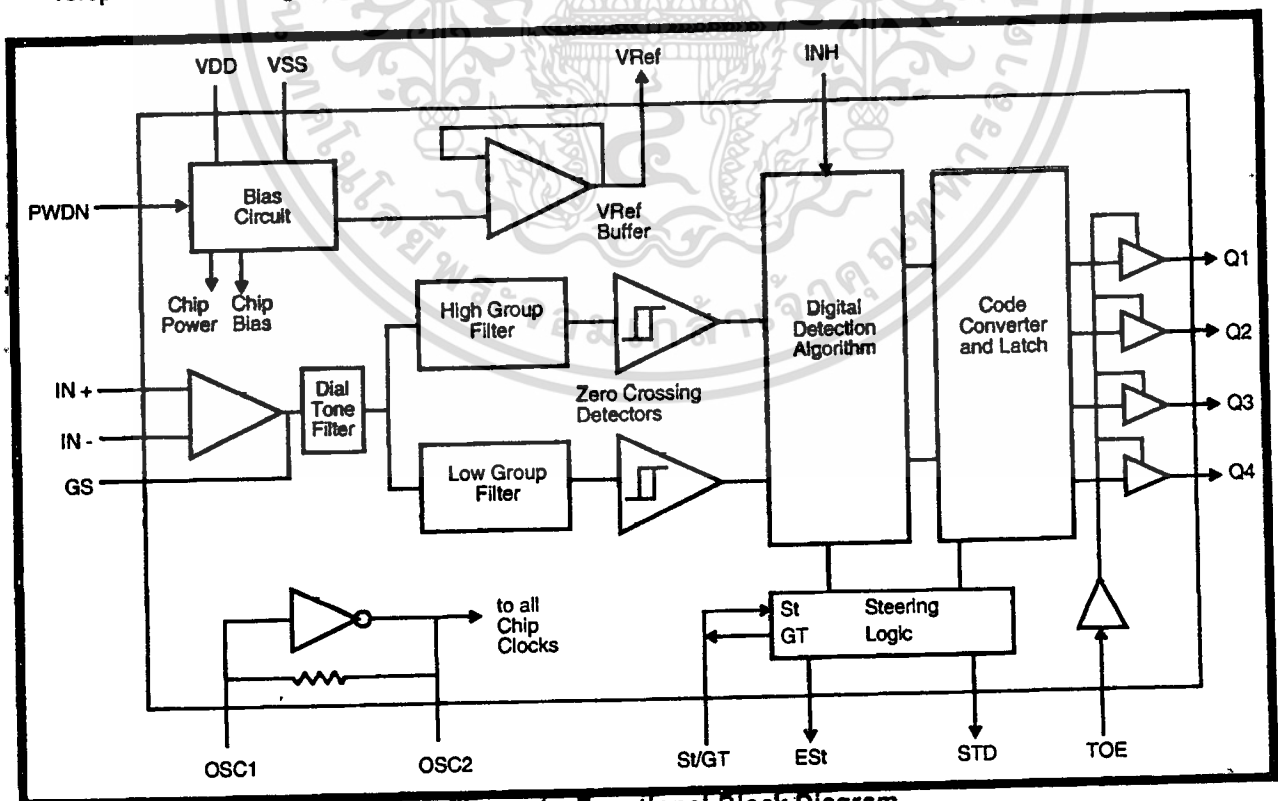
MT8870DE/DE-1	18 Pin Plastic DIP
MT8870DS/DS-1	18 Pin SOIC
MT8870DN/DN-1	20 Pin SSOP
-40 °C to +85 °C	

Applications

- Receiver system for British Telecom (BT) or CEPT Spec (MT8870D-1)
- Paging systems
- Repeater systems/mobile radio
- Credit card systems
- Remote control
- Personal computers
- Telephone answering machine

Description

The MT8870D/MT8870D-1 is a complete DTMF receiver integrating both the bandsplit filter and digital decoder functions. The filter section uses switched capacitor techniques for high and low group filters; the decoder uses digital counting techniques to detect and decode all 16 DTMF tone-pairs into a 4-bit code. External component count is minimized by on chip provision of a differential input amplifier, clock oscillator and latched three-state bus interface.


Figure 1 - Functional Block Diagram

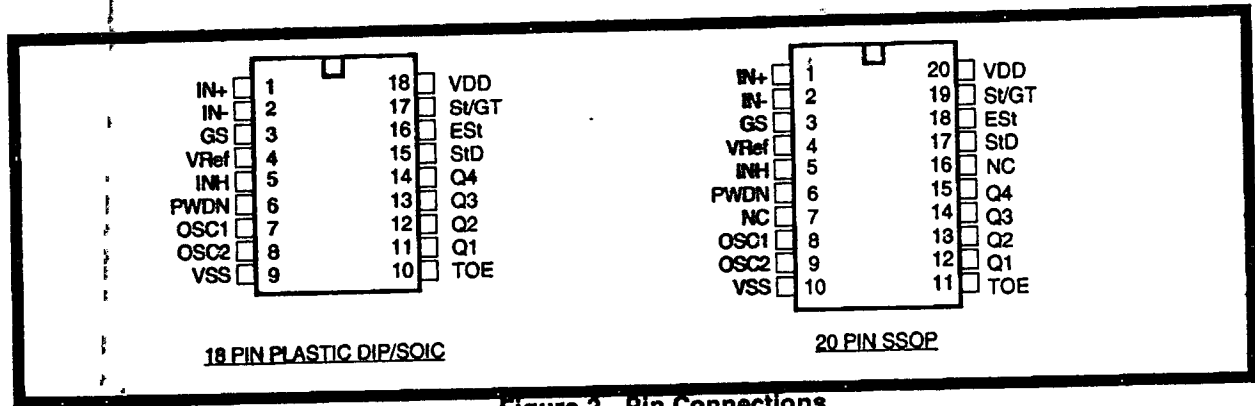


Figure 2 - Pin Connections

Pin Description

Pin #		Name	Description
18	20		
1	1	IN+	Non-inverting Op-Amp (Input).
2	2	IN-	Inverting Op-Amp (Input).
3	3	GS	Gain Select. Gives access to output of front end differential amplifier for connection of feedback resistor.
4	4	V _{Ref}	Reference Voltage (Output). Nominally V _{DD} /2 is used to bias inputs at mid-rail (see Fig. 6 and Fig. 10).
5	5	INH	Inhibit (Input). Logic high inhibits the detection of tones representing characters A, B, C and D. This pin input is internally pulled down.
6	6	PWDN	Power Down (Input). Active high. Powers down the device and inhibits the oscillator. This pin input is internally pulled down.
7	8	OSC1	Clock (Input).
8	9	OSC2	Clock (Output). A 3.579545 MHz crystal connected between pins OSC1 and OSC2 completes the internal oscillator circuit.
9	10	V _{SS}	Ground (Input). 0V typical.
10	11	TOE	Three State Output Enable (Input). Logic high enables the outputs Q1-Q4. This pin is pulled up internally.
11-14	12-15	Q1-Q4	Three State Data (Output). When enabled by TOE, provide the code corresponding to the last valid tone-pair received (see Table 1). When TOE is logic low, the data outputs are high impedance.
15	17	StD	Delayed Steering (Output). Presents a logic high when a received tone-pair has been registered and the output latch updated; returns to logic low when the voltage on St/GT falls below V _{TSt} .
16	18	EST	Early Steering (Output). Presents a logic high once the digital algorithm has detected a valid tone pair (signal condition). Any momentary loss of signal condition will cause EST to return to a logic low.
17	19	St/GT	Steering Input/Guard time (Output) Bidirectional. A voltage greater than V _{TSt} detected at St causes the device to register the detected tone pair and update the output latch. A voltage less than V _{TSt} frees the device to accept a new tone pair. The GT output acts to reset the external steering time-constant; its state is a function of EST and the voltage on St.
18	20	V _{DD}	Positive power supply (Input). +5V typical.
	7, 16	NC	No Connection.

Functional Description

The MT8870D/MT8870D-1 monolithic DTMF receiver offers small size, low power consumption and high performance. Its architecture consists of a bandsplit filter section, which separates the high and low group tones, followed by a digital counting section which verifies the frequency and duration of the received tones before passing the corresponding code to the output bus.

Filter Section

Separation of the low-group and high group tones is achieved by applying the DTMF signal to the inputs of two sixth-order switched capacitor bandpass filters, the bandwidths of which correspond to the low and high group frequencies. The filter section also incorporates notches at 350 and 440 Hz for exceptional dial tone rejection (see Figure 3). Each filter output is followed by a single order switched capacitor filter section which smooths the signals prior to limiting. Limiting is performed by high-gain comparators which are provided with hysteresis to prevent detection of unwanted low-level signals. The outputs of the comparators provide full rail logic swings at the frequencies of the incoming DTMF signals.

Decoder Section

Following the filter section is a decoder employing digital counting techniques to determine the frequencies of the incoming tones and to verify that they correspond to standard DTMF frequencies. A complex averaging algorithm protects against tone simulation by extraneous signals such as voice while

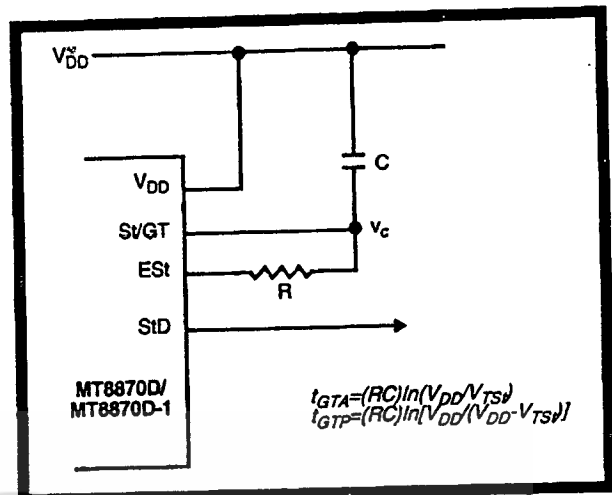


Figure 4 - Basic Steering Circuit

providing tolerance to small frequency deviations and variations. This averaging algorithm has been developed to ensure an optimum combination of immunity to talk-off and tolerance to the presence of interfering frequencies (third tones) and noise. When the detector recognizes the presence of two valid tones (this is referred to as the "signal condition" in some industry specifications) the "Early Steering" (EST) output will go to an active state. Any subsequent loss of signal condition will cause EST to assume an inactive state (see "Steering Circuit").

Steering Circuit

Before registration of a decoded tone pair, the receiver checks for a valid signal duration (referred to as character recognition condition). This check is performed by an external RC time constant driven by EST. A logic high on EST causes v_c (see Figure 4) to rise as the capacitor discharges. Provided signal

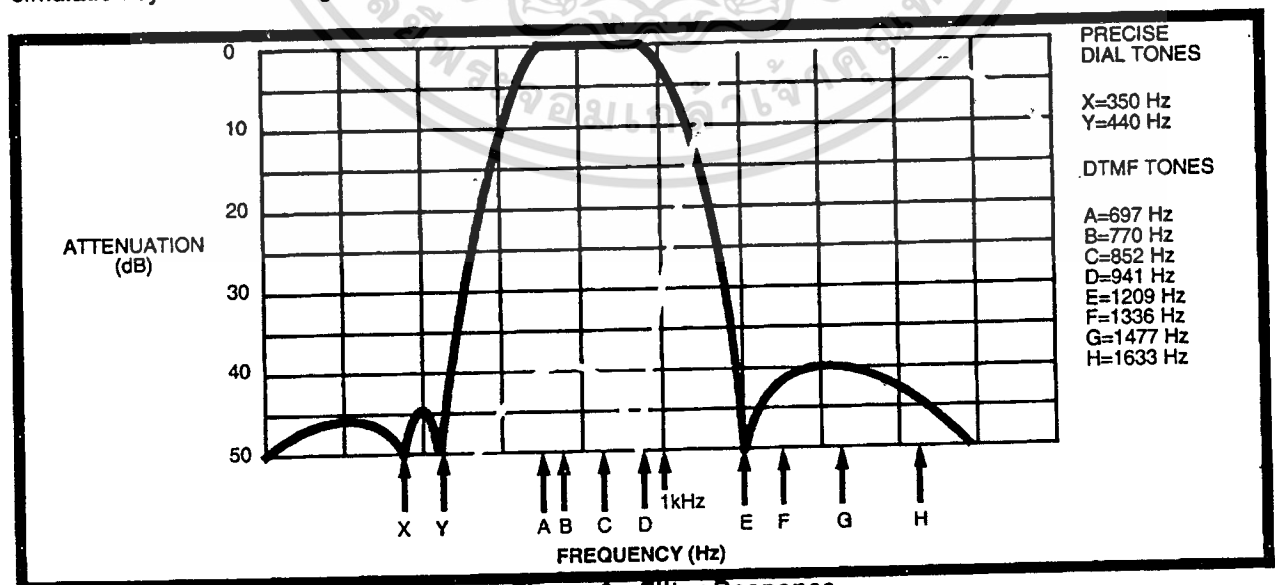


Figure 3 - Filter Response

condition is maintained (Est remains high) for the validation period (t_{GTP}), v_c reaches the threshold (V_{TS}) of the steering logic to register the tone pair, latching its corresponding 4-bit code (see Table 1) into the output latch. At this point the GT output is activated and drives v_c to V_{DD} . GT continues to drive high as long as Est remains high. Finally, after a short delay to allow the output latch to settle, the delayed steering output flag (StD) goes high, signalling that a received tone pair has been registered. The contents of the output latch are made available on the 4-bit output bus by raising the three state control input (TOE) to a logic high. The steering circuit works in reverse to validate the interdigit pause between signals. Thus, as well as rejecting signals too short to be considered valid, the receiver will tolerate signal interruptions (dropout) too short to be considered a valid pause. This facility, together with the capability of selecting the steering time constants externally, allows the designer to tailor performance to meet a wide variety of system requirements.

Guard Time Adjustment

In many situations not requiring selection of tone duration and interdigital pause, the simple steering circuit shown in Figure 4 is applicable. Component values are chosen according to the formula:

$$t_{REC} = t_{DP} + t_{GTP}$$

$$t_{ID} = t_{DA} + t_{GTA}$$

The value of t_{DP} is a device parameter (see Figure 11) and t_{REC} is the minimum signal duration to be recognized by the receiver. A value for C of 0.1 μ F is

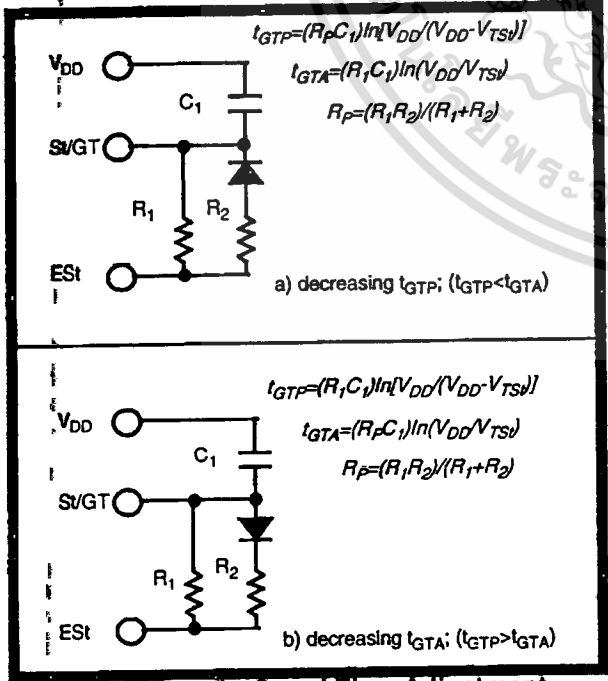


Figure 5 - Guard Time Adjustment

Digit	TOE	INH	Est	Q ₄	Q ₃	Q ₂	Q ₁
ANY	L	X	H	Z	Z	Z	Z
1	H	X	H	0	0	0	1
2	H	X	H	0	0	1	0
3	H	X	H	0	0	1	1
4	H	X	H	0	1	0	0
5	H	X	H	0	1	0	1
6	H	X	H	0	1	1	0
7	H	X	H	0	1	1	1
8	H	X	H	1	0	0	0
9	H	X	H	1	0	0	1
0	H	X	H	1	0	1	0
.	H	X	H	1	0	1	1
#	H	X	H	1	1	0	0
A	H	L	H	1	1	0	1
B	H	L	H	1	1	1	0
C	H	L	H	1	1	1	1
D	H	L	H	0	0	0	0
A	H	H	L	undetected, the output code will remain the same as the previous detected code			
B	H	H	L				
C	H	H	L				
D	H	H	L				

Table 1. Functional Decode Table
L=LOGIC LOW, H=LOGIC HIGH, Z=HIGH IMPEDANCE
X = DON'T CARE

recommended for most applications, leaving R to be selected by the designer.

Different steering arrangements may be used to select independently the guard times for tone present (t_{GTP}) and tone absent (t_{GTA}). This may be necessary to meet system specifications which place both accept and reject limits on both tone duration and interdigital pause. Guard time adjustment also allows the designer to tailor system parameters such as talk off and noise immunity. Increasing t_{REC} improves talk-off performance since it reduces the probability that tones simulated by speech will maintain signal condition long enough to be registered. Alternatively, a relatively short t_{REC} with a long t_{DO} would be appropriate for extremely noisy environments where fast acquisition time and immunity to tone drop-outs are required. Design information for guard time adjustment is shown in Figure 5.

Power-down and Inhibit Mode

A logic high applied to pin 6 (PWDN) will power down the device to minimize the power consumption in a standby mode. It stops the oscillator and the functions of the filters.

Inhibit mode is enabled by a logic high input to the pin 5 (INH). It inhibits the detection of tones representing characters A, B, C, and D. The output code will remain the same as the previous detected code (see Table 1).

Differential Input Configuration

The input arrangement of the MT8870D/MT8870D-1 provides a differential-input operational amplifier as well as a bias source (V_{Ref}) which is used to bias the inputs at mid-rail. Provision is made for connection of a feedback resistor to the op-amp output (GS) for adjustment of gain. In a single-ended configuration, the input pins are connected as shown in Figure 10 with the op-amp connected for unity gain and V_{Ref} biasing the input at $\frac{1}{2}V_{DD}$. Figure 6 shows the differential configuration, which permits the adjustment of gain with the feedback resistor R_5 .

Crystal Oscillator

The internal clock circuit is completed with the addition of an external 3.579545 MHz crystal and is normally connected as shown in Figure 10 (Single-Ended Input Configuration). However, it is possible to configure several MT8870D/MT8870D-1 devices employing only a single oscillator crystal. The oscillator output of the first device in the chain is coupled through a 30 pF capacitor to the oscillator input (OSC1) of the next device. Subsequent devices are connected in a similar fashion. Refer to Figure 7 for details. The problems associated with unbalanced loading are not a concern with the arrangement shown, i.e., precision balancing capacitors are not required.

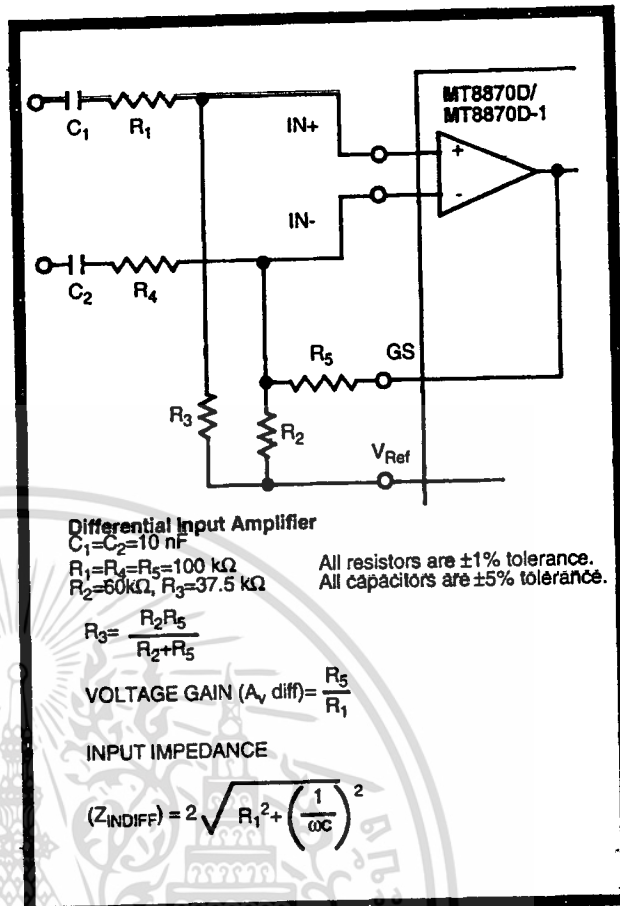


Figure 6 - Differential Input Configuration

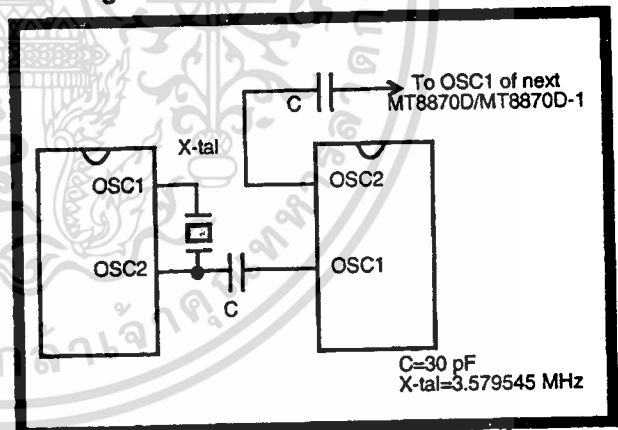


Figure 7 - Oscillator Connection

Parameter	Unit	Resonator
R1	Ohms	10.752
L1	mH	.432
C1	pF	4.984
C0	pF	37.915
Qm	-	896.37
Δf	%	$\pm 0.2\%$

Table 2. Recommended Resonator Specifications
 Note: Q_m =quality factor of RLC model, i.e., $1/2\pi/R1C1$.

Applications

RECEIVER SYSTEM FOR BRITISH TELECOM SPEC PQR 1151

The circuit shown in Fig. 9 illustrates the use of MT8870D-1 device in a typical receiver system. BT Spec defines the input signals less than -34 dBm as the non-operate level. This condition can be attained by choosing a suitable values of R₁ and R₂ to provide 3 dB attenuation, such that -34 dBm input signal will correspond to -37 dBm at the gain setting pin GS of MT8870D-1. As shown in the diagram, the component values of R₃ and C₂ are the guard time requirements when the total component tolerance is 6%. For better performance, it is recommended to use the non-symmetric guard time circuit in Fig. 8.

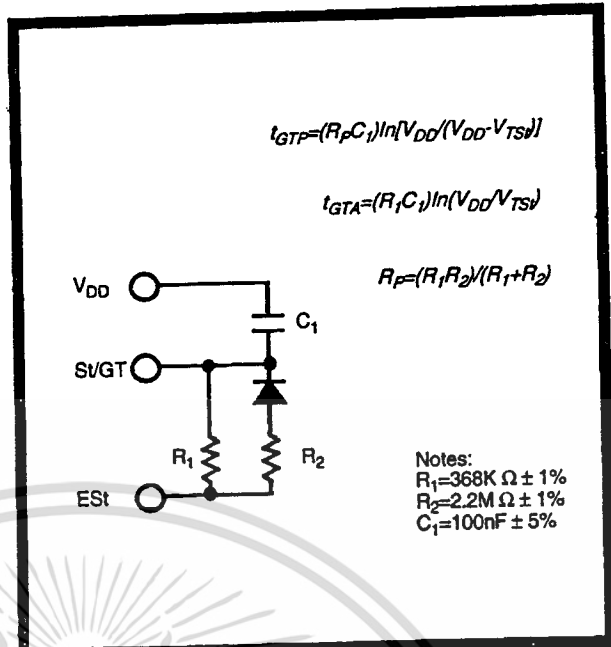


Figure 8 - Non-Symmetric Guard Time Circuit

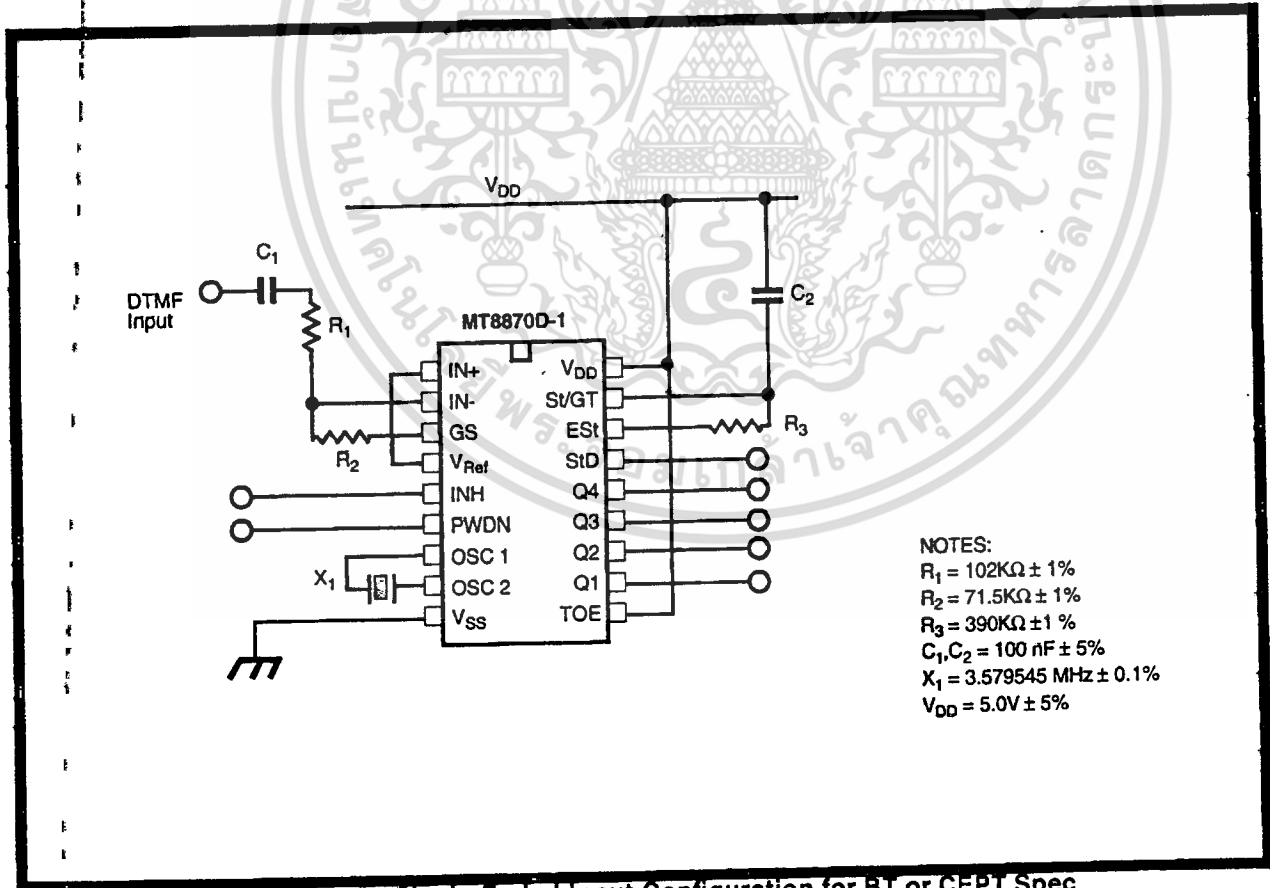


Figure 9 - Single-Ended Input Configuration for BT or CEPT Spec

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีก*รนำ*ไปใช้

Absolute Maximum Ratings[†]

	Parameter	Symbol	Min	Max	Units
1	DC Power Supply Voltage	V _{DD}		7	V
2	Voltage on any pin	V _I	V _{SS} -0.3	V _{DD} +0.3	V
3	Current at any pin (other than supply)	I _I		10	mA
4	Storage temperature	T _{STG}	-65	+150	°C
5	Package power dissipation	P _D		500	mW

[†] Exceeding these values may cause permanent damage. Functional operation under these conditions is not implied. Derate above 75 °C at 16 mW / °C. All leads soldered to board.

Recommended Operating Conditions - Voltages are with respect to ground (V_{SS}) unless otherwise stated.

	Parameter	Sym	Min	Typ [‡]	Max	Units	Test Conditions
1	DC Power Supply Voltage	V _{DD}	4.75	5.0	5.25	V	
2	Operating Temperature	T _O	-40		+85	°C	
3	Crystal/Clock Frequency	f _c		3.579545		MHz	
4	Crystal/Clock Freq. Tolerance	Δf _c		±0.1		%	

[‡] Typical figures are at 25°C and are for design aid only: not guaranteed and not subject to production testing.

DC Electrical Characteristics - V_{DD}=5.0V±5%, V_{SS}=0V, -40°C ≤ T_O ≤ +85°C, unless otherwise stated.

	Characteristics	Sym	Min	Typ [‡]	Max	Units	Test Conditions
1 2 3 S U P P L Y	Standby supply current	I _{DDQ}		10	25	μA	PWDN=V _{DD}
	Operating supply current	I _{DD}		3.0	9.0	mA	
	Power consumption	P _O		15		mW	f _c =3.579545 MHz
4 5 6 7 8 I N P U T S	High level input	V _{IH}	3.5			V	V _{DD} =5.0V
	Low level input voltage	V _{IL}			1.5	V	V _{DD} =5.0V
	Input leakage current	I _{IH} /I _{IL}		0.1		μA	V _{IN} =V _{SS} or V _{DD}
	Pull up (source) current	I _{SO}		7.5	20	μA	TOE (pin 10)=0, V _{DD} =5.0V
	Pull down (sink) current	I _{SI}		15	45	μA	INH=5.0V, PWDN=5.0V, V _{DD} =5.0V
	Input impedance (IN+, IN-)	R _{IN}		10		MΩ	@ 1 kHz
9 10	Steering threshold voltage	V _{TSt}	2.2	2.4	2.5	V	V _{DD} = 5.0V
11 12 13 14 15 16 O U T P U T S	Low level output voltage	V _{OL}			V _{SS} +0.03	V	No load
	High level output voltage	V _{OH}	V _{DD} -0.03			V	No load
	Output low (sink) current	I _{OL}	1.0	2.5		mA	V _{OUT} =0.4 V
	Output high (source) current	I _{OH}	0.4	0.8		mA	V _{OUT} =4.6 V
	V _{Ref} output voltage	V _{Ref}	2.3	2.5	2.7	V	No load, V _{DD} = 5.0V
	V _{Ref} output resistance	R _{OR}		1		kΩ	

[‡] Typical figures are at 25°C and are for design aid only: not guaranteed and not subject to production testing.

MT8870D/MT8870D-1 ISO²-CMOS

Operating Characteristics - $V_{DD}=5.0V\pm 5\%$, $V_{SS}=0V$, $-40^{\circ}C \leq T_O \leq +85^{\circ}C$, unless otherwise stated.
Gain Setting Amplifier

	Characteristics	Sym	Min	Typ [†]	Max	Units	Test Conditions
1	Input leakage current	I_{IN}			100	nA	$V_{SS} \leq V_{IN} \leq V_{DD}$
2	Input resistance	R_{IN}	10			M Ω	
3	Input offset voltage	V_{OS}			25	mV	
4	Power supply rejection	PSRR	50			dB	1 kHz
5	Common mode rejection	CMRR	40			dB	$0.75 V \leq V_{IN} \leq 4.25 V$ biased at $V_{Ref} \approx 2.5 V$
6	DC open loop voltage gain	A_{VOL}	32			dB	
7	Unity gain bandwidth	f_C	0.30			MHz	
8	Output voltage swing	V_O	4.0			V_{pp}	Load $\geq 100 k\Omega$ to V_{SS} @ GS
9	Maximum capacitive load (GS)	C_L			100	pF	
10	Resistive load (GS)	R_L			50	k Ω	
11	Common mode range	V_{CM}	2.5			V_{pp}	No Load

MT8870D AC Electrical Characteristics - $V_{DD}=5.0V \pm 5\%$, $V_{SS}=0V$, $-40^{\circ}C \leq T_O \leq +85^{\circ}C$, using Test Circuit shown in Figure 10.

	Characteristics	Sym	Min	Typ [†]	Max	Units	Notes*
1	Valid input signal levels (each tone of composite signal)		-29		+1	dBm	1,2,3,5,6,9
			27.5		869	mV _{RMS}	1,2,3,5,6,9
2	Negative twist accept				8	dB	2,3,6,9,12
3	Positive twist accept				8	dB	2,3,6,9,12
4	Frequency deviation accept		$\pm 1.5\% \pm 2 \text{ Hz}$				2,3,5,9
5	Frequency deviation reject		$\pm 3.5\%$				2,3,5,9
6	Third tone tolerance			-16		dB	2,3,4,5,9,10
7	Noise tolerance			-12		dB	2,3,4,5,7,9,10
8	Dial tone tolerance			+22		dB	2,3,4,5,8,9,11

[†] Typical figures are at 25 °C and are for design aid only: not guaranteed and not subject to production testing.

***NOTES**

1. dBm = decibels above or below a reference power of 1 mW into a 600 ohm load.
2. Digit sequence consists of all DTMF tones.
3. Tone duration = 40 ms, tone pause = 40 ms.
4. Signal condition consists of nominal DTMF frequencies.
5. Both tones in composite signal have an equal amplitude.
6. Tone pair is deviated by $\pm 1.5\% \pm 2 \text{ Hz}$.
7. Bandwidth limited (3 kHz) Gaussian noise.
8. The precise dial tone frequencies are (350 Hz and 440 Hz) $\pm 2\%$.
9. For an error rate of better than 1 in 10,000.
10. Referenced to lowest level frequency component in DTMF signal.
11. Referenced to the minimum valid accept level.
12. Guaranteed by design and characterization.

MT8870D-1 AC Electrical Characteristics - $V_{DD}=5.0V\pm 5\%$, $V_{SS}=0V$, $-40^{\circ}C \leq T_O \leq +85^{\circ}C$, using Test Circuit shown in Figure 10.

	Characteristics	Sym	Min	Typ [‡]	Max	Units	Notes*
1	Valid input signal levels (each tone of composite signal)		-31		+1	dBm	Tested at $V_{DD}=5.0V$ 1,2,3,5,6,9
			21.8		869	mV _{RMS}	
2	Input Signal Level Reject		-37			dBm	Tested at $V_{DD}=5.0V$ 1,2,3,5,6,9
			10.9			mV _{RMS}	
3	Negative twist accept				8	dB	2,3,6,9,13
4	Positive twist accept				8	dB	2,3,6,9,13
5	Frequency deviation accept		$\pm 1.5\% \pm 2$ Hz				2,3,5,9
6	Frequency deviation reject		$\pm 3.5\%$				2,3,5,9
7	Third zone tolerance			-18.5		dB	2,3,4,5,9,12
8	Noise tolerance			-12		dB	2,3,4,5,7,9,10
9	Dial tone tolerance			+22		dB	2,3,4,5,8,9,11

‡ Typical figures are at 25 °C and are for design aid only: not guaranteed and not subject to production testing.

***NOTES**

1. dBm= decibels above or below a reference power of 1 mW into a 600 ohm load.
2. Digit sequence consists of all DTMF tones.
3. Tone duration= 40 ms, tone pause= 40 ms.
4. Signal condition consists of nominal DTMF frequencies.
5. Both tones in composite signal have an equal amplitude.
6. Tone pair is deviated by $\pm 1.5\% \pm 2$ Hz.
7. Bandwidth limited (3 kHz) Gaussian noise.
8. The precise dial tone frequencies are (350 Hz and 440 Hz) $\pm 2\%$.
9. For an error rate of better than 1 in 10,000.
10. Referenced to lowest level frequency component in DTMF signal.
11. Referenced to the minimum valid accept level.
12. Referenced to Fig. 10 input DTMF tone level at -25dBm (-29dBm at GS Pin) interference frequency range between 480-3400Hz.
13. Guaranteed by design and characterization.

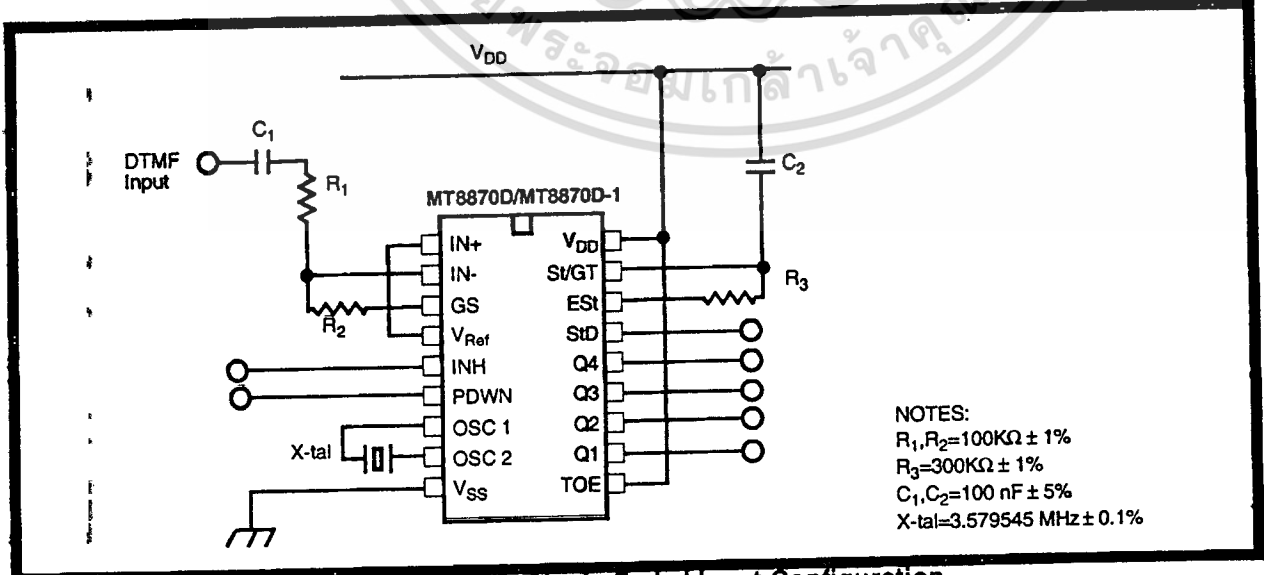
MT8870D/MT8870D-1 ISO²-CMOS

AC Electrical Characteristics - $V_{DD}=5.0V\pm 5\%$, $V_{SS}=0V$, $-40^{\circ}C \leq T_o \leq +85^{\circ}C$, using Test Circuit shown in Figure 10.

	Characteristics	Sym	Min	Typ [‡]	Max	Units	Conditions	
1 2 3 4 5 6	T I M I N G	Tone present detect time	t_{DP}	5	11	14	ms	Note 1
		Tone absent detect time	t_{DA}	0.5	4	8.5	ms	Note 1
		Tone duration accept	t_{REC}			40	ms	Note 2
		Tone duration reject	t_{REC}	20			ms	Note 2
		Interdigit pause accept	t_{ID}			40	ms	Note 2
		Interdigit pause reject	t_{DO}	20			ms	Note 2
7 8 9 10 11	O U T P U T S	Propagation delay (St to Q)	t_{PQ}		8	11	μs	$TOE=V_{DD}$
		Propagation delay (St to StD)	t_{PSID}		12	16	μs	$TOE=V_{DD}$
		Output data set up (Q to StD)	t_{QSD}		3.4		μs	$TOE=V_{DD}$
		Propagation delay (TOE to Q ENABLE)	t_{PTE}		50		ns	load of 10 k Ω , 50 pF
		Propagation delay (TOE to Q DISABLE)	t_{PTD}		300		ns	load of 10 k Ω , 50 pF
12 13	P O W N	Power-up time	t_{PU}		30		ms	Note 3
		Power-down time	t_{PD}		20		ms	
14	C L O C K	Crystal/clock frequency	f_C	3.5759	3.5795	3.5831	MHz	
15		Clock input rise time	t_{LHCL}			110	ns	Ext. clock
16		Clock input fall time	t_{HLCL}			110	ns	Ext. clock
17		Clock input duty cycle	DC _{CL}	40	50	60	%	Ext. clock
18		Capacitive load (OSC2)	C_{LO}			30	pF	

[‡] Typical figures are at 25°C and are for design aid only; not guaranteed and not subject to production testing.

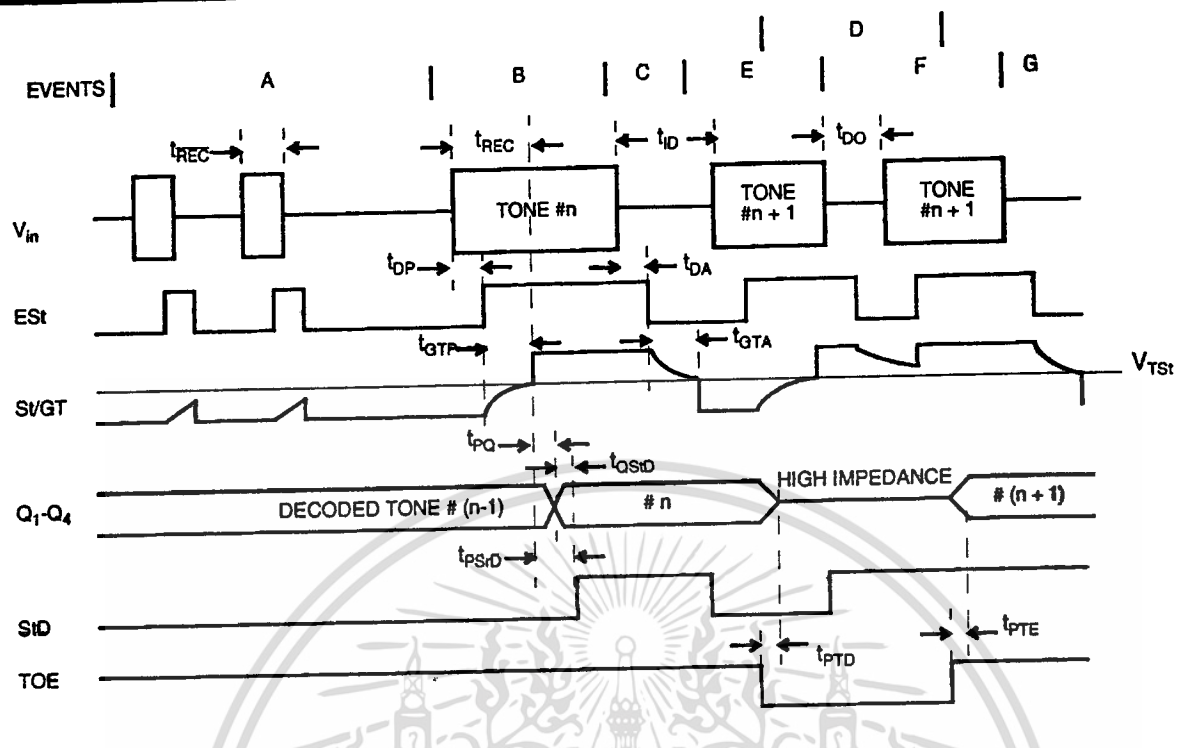
- *NOTES:**
- Used for guard-time calculation purposes only.
 - These, user adjustable parameters, are not device specifications. The adjustable settings of these minimums and maximums are recommendations based upon network requirements.
 - With valid tone present at input, t_{PU} equals time from PDWN going low until EST going high.



NOTES:
 $R_1, R_2=100K\Omega \pm 1\%$
 $R_3=300K\Omega \pm 1\%$
 $C_1, C_2=100 nF \pm 5\%$
 $X-tal=3.579545 MHz \pm 0.1\%$

Figure 10 - Single-Ended Input Configuration

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



EXPLANATION OF EVENTS

- A) TONE BURSTS DETECTED, TONE DURATION INVALID, OUTPUTS NOT UPDATED.
- B) TONE #n DETECTED, TONE DURATION VALID, TONE DECODED AND LATCHED IN OUTPUTS
- C) END OF TONE #n DETECTED, TONE ABSENT DURATION VALID, OUTPUTS REMIAN LATCHED UNTIL NEXT VALID TONE.
- D) OUTPUTS SWITCHED TO HIGH IMPEDANCE STATE.
- E) TONE #n + 1 DETECTED, TONE DURATION VALID, TONE DECODED AND LATCHED IN OUTPUTS (CURRENTLY HIGH IMPEDANCE).
- F) ACCEPTABLE DROPOUT OF TONE #n + 1, TONE ABSENT DURATION INVALID, OUTPUTS REMAIN LATCHED.
- G) END OF TONE #n + 1 DETECTED, TONE ABSENT DURATION VALID, OUTPUTS REMAIN LATCHED UNTIL NEXT VALID TONE.

EXPLANATION OF SYMBOLS

- V_{in} DTMF COMPOSITE INPUT SIGNAL.
- E_{st} EARLY STEERING OUTPUT. INDICATES DETECTION OF VALID TONE FREQUENCIES.
- S_{VGT} STEERING INPUT/GUARD TIME OUTPUT. DRIVES EXTERNAL RC TIMING CIRCUIT.
- Q_1-Q_4 4-BIT DECODED TONE OUTPUT.
- S_{tD} DELAYED STEERING OUTPUT. INDICATES THAT VALID FREQUENCIES HAVE BEEN PRESENT/ABSENT FOR THE REQUIRED GUARD TIME THUS CONSTITUTING A VALID SIGNAL.
- TOE TONE OUTPUT ENABLE (INPUT). A LOW LEVEL SHIFTS Q_1-Q_4 TO ITS HIGH IMPEDANCE STATE.
- t_{REC} MAXIMUM DTMF SIGNAL DURATION NOT DETECTED AS VALID
- t_{REC} MINIMUM DTMF SIGNAL DURATION REQUIRED FOR VALID RECOGNITION
- t_{ID} MAXIMUM TIME BETWEEN VALID DTMF SIGNALS.
- t_{DO} MAXIMUM ALLOWABLE DROP OUT DURING VALID DTMF SIGNAL.
- t_{DP} TIME TO DETECT THE PRESENCE OF VALID DTMF SIGNAL.
- t_{DA} TIME TO DETECT THE ABSENCE OF VALID DTMF SIGNALS.
- t_{GTP} GUARD TIME, TONE PRESENT.
- t_{GTA} GUARD TIME, TONE ABSENT.

Figure 11 - Timing Diagram

Notes:



MC1496, B

Balanced Modulators/ Demodulators

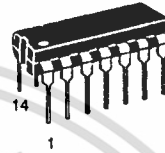
These devices were designed for use where the output voltage is a product of an input voltage (signal) and a switching function (carrier). Typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous detection, FM detection, phase detection, and chopper applications. See Motorola Application Note AN531 for additional design information.

- Excellent Carrier Suppression -65 dB typ @ 0.5 MHz
-50 dB typ @ 10 MHz
- Adjustable Gain and Signal Handling
- Balanced Inputs and Outputs
- High Common Mode Rejection -85 dB typical

This device contains 8 active transistors.

BALANCED MODULATORS/DEMODULATORS

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A
(SO-14)

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646

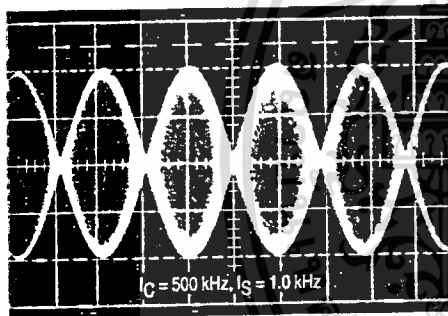
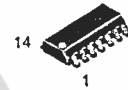


Figure 1. Suppressed
Carrier Output
Waveform

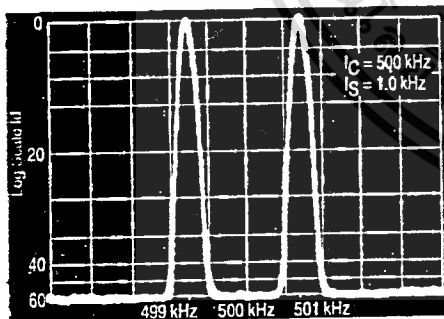


Figure 2. Suppressed
Carrier Spectrum

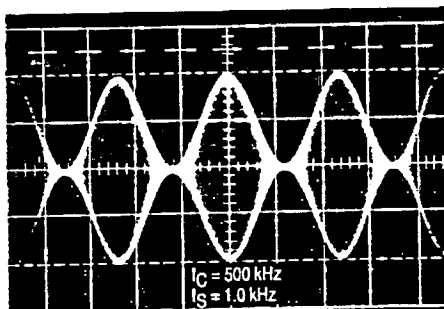
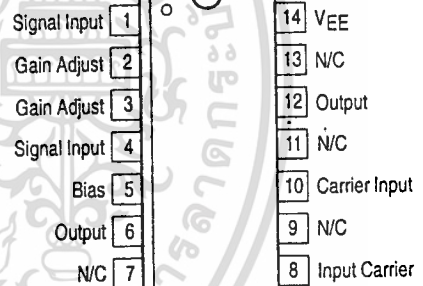


Figure 3. Amplitude
Modulation Output
Waveform

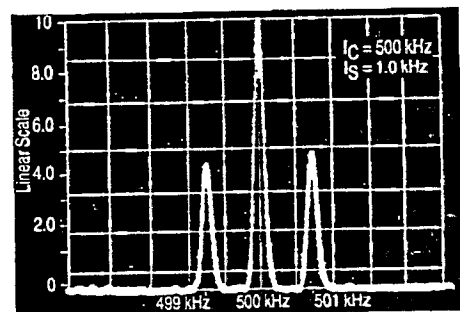
PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC1496D	$T_A = 0^\circ\text{C to } +70^\circ\text{C}$	SO-14
MC1496P		Plastic DIP
MC1496BP	$T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$	Plastic DIP

Figure 4. Amplitude-Modulation Spectrum



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, B

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V ₆ - V ₈ , V ₁₀ - V ₁ , V ₁₂ - V ₈ , V ₁₂ - V ₁₀ , V ₈ - V ₄ , V ₈ - V ₁ , V ₁₀ - V ₄ , V ₆ - V ₁₀ , V ₂ - V ₅ , V ₃ - V ₅)	ΔV	30	Vdc
Differential Input Signal	V ₈ - V ₁₀ V ₄ - V ₁	+5.0 ±(5 + 15R _e)	Vdc
Maximum Bias Current	I ₅	10	mA
Thermal Resistance, Junction-to-Air Plastic Dual In-Line Package	R _{θJA}	100	°C/W
Operating Temperature Range	T _A	0 to +70	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

NOTE: ESD data available upon request.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 12 Vdc, V_{EE} = -8.0 Vdc, I₅ = 1.0 mAdc, R_L = 3.9 kΩ, R_e = 1.0 kΩ, T_A = T_{low} to T_{high}, all input and output characteristics are single-ended, unless otherwise noted.)

Characteristic	Fig.	Note	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Carrier Feedthrough V _C = 60 mVrms sine wave and offset adjusted to zero V _C = 300 mVpp square wave: offset adjusted to zero offset not adjusted	5	1	V _{CFT}	-	40 140	-	μVrms mVrms
Carrier Suppression f _S = 10 kHz, 300 mVrms f _C = 500 kHz, 60 mVrms sine wave f _C = 10 MHz, 60 mVrms sine wave	5	2	V _{CS}	40 -	65 50	-	dB k
Transadmittance Bandwidth (Magnitude) (R _L = 50 Ω) Carrier Input Port, V _C = 60 mVrms sine wave Signal Input Port, V _S = 300 mVrms sine wave V _C = 0.5 Vdc	8	8	BW _{3dB}	-	300 80	-	MHz
Signal Gain (V _S = 100 mVrms, f = 1.0 kHz; V _C = 0.5 Vdc)	10	3	A _{VS}	2.5	3.5	-	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	-	r _{ip} c _{ip}	-	200 2.0	-	kΩ pF
Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	-	r _{op} c _{oo}	-	40 5.0	-	kΩ pF
Input Bias Current I _{bS} = $\frac{I_1 + I_4}{2}$; I _{bC} = $\frac{I_8 + I_{10}}{2}$	7	-	I _{bS} I _{bC}	-	12 12	30 30	μA
Input Offset Current I _{ioS} = I ₁₁ -I ₁₄ ; I _{ioC} = I ₈ -I ₁₀	7	-	I _{ioS} I _{ioC}	-	0.7 0.7	7.0 7.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	-	TC _{Iio}	-	2.0	-	nA/°C
Output Offset Current (I ₆ -I ₉)	7	-	I _{oo}	-	14	80	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	-	TC _{Ioo}	-	90	-	nA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, f _S = 1.0 kHz	9	4	CMV	-	5.0	-	Vpp
Common-Mode Gain, Signal Port, f _S = 1.0 kHz, V _C = 0.5 Vdc	9	-	ACM	-	-85	-	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 9)	10	-	V _{out}	-	8.0	-	Vpp
Differential Output Voltage Swing Capability	10	-	V _{out}	-	8.0	-	Vpp
Power Supply Current I ₆ +I ₁₂ I ₁₄	7	6	I _{CC} I _{EE}	-	2.0 3.0	4.0 5.0	mAdc
DC Power Dissipation	7	5	P _D	-	33	-	mW

GENERAL OPERATING INFORMATION

Carrier Feedthrough

Carrier feedthrough is defined as the output voltage at carrier frequency with only the carrier applied (signal voltage = 0).

Carrier null is achieved by balancing the currents in the differential amplifier by means of a bias trim potentiometer (R1 of Figure 5).

Carrier Suppression

Carrier suppression is defined as the ratio of each sideband output to carrier output for the carrier and signal voltage levels specified.

Carrier suppression is very dependent on carrier input level, as shown in Figure 22. A low value of the carrier does not fully switch the upper switching devices, and results in lower signal gain, hence lower carrier suppression. A higher than optimum carrier level results in unnecessary device and circuit carrier feedthrough, which again degenerates the suppression figure. The MC1496 has been characterized with a 60 mVrms sinewave carrier input signal. This level provides optimum carrier suppression at carrier frequencies in the vicinity of 500 kHz, and is generally recommended for balanced modulator applications.

Carrier feedthrough is independent of signal level, V_S . Thus carrier suppression can be maximized by operating with large signal levels. However, a linear operating mode must be maintained in the signal-input transistor pair – or harmonics of the modulating signal will be generated and appear in the device output as spurious sidebands of the suppressed carrier. This requirement places an upper limit on input-signal amplitude (see Figure 20). Note also that an optimum carrier level is recommended in Figure 22 for good carrier suppression and minimum spurious sideband generation.

At higher frequencies circuit layout is very important in order to minimize carrier feedthrough. Shielding may be necessary in order to prevent capacitive coupling between the carrier input leads and the output leads.

Signal Gain and Maximum Input Level

Signal gain (single-ended) at low frequencies is defined as the voltage gain,

$$A_{VS} = \frac{V_o}{V_S} = \frac{R_L}{R_E + 2r_e} \quad \text{where } r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_5(\text{mA})}$$

A constant dc potential is applied to the carrier input terminals to fully switch two of the upper transistors "on" and two transistors "off" ($V_C = 0.5 \text{ Vdc}$). This in effect forms a cascode differential amplifier.

Linear operation requires that the signal input be below a critical value determined by R_E and the bias current I_5 .

$$V_S \leq I_5 R_E \text{ (Volts peak)}$$

Note that in the test circuit of Figure 10, V_S corresponds to a maximum value of 1.0 V peak.

Common Mode Swing

The common-mode swing is the voltage which may be applied to both bases of the signal differential amplifier, without saturating the current sources or without saturating the differential amplifier itself by swinging it into the upper

switching devices. This swing is variable depending on the particular circuit and biasing conditions chosen.

Power Dissipation

Power dissipation, P_D , within the integrated circuit package should be calculated as the summation of the voltage-current products at each port, i.e. assuming $V_{12} = V_6$, $I_5 = I_6 = I_{12}$ and ignoring base current, $P_D = 2 I_5 (V_6 - V_{14}) + I_5 V_5 - V_{14}$ where subscripts refer to pin numbers.

Design Equations

The following is a partial list of design equations needed to operate the circuit with other supply voltages and input conditions.

A. Operating Current

The internal bias currents are set by the conditions at Pin 5.

Assume:

$$I_5 = I_6 = I_{12},$$

$$I_B < I_C \text{ for all transistors}$$

then:

$$R_5 = \frac{V - \phi}{I_5} - 500 \Omega \quad \text{where: } R_5 \text{ is the resistor between Pin 5 and ground}$$

$$\phi = 0.75 \text{ at } T_A = +25^\circ\text{C}$$

The MC1496 has been characterized for the condition $I_5 = 1.0 \text{ mA}$ and is the generally recommended value.

B. Common-Mode Quiescent Output Voltage

$$V_6 = V_{12} = V_+ - I_5 R_L$$

Biasing

The MC1496 requires three dc bias voltage levels which must be set externally. Guidelines for setting up these three levels include maintaining at least 2.0 V collector-base bias on all transistors while not exceeding the voltages given in the absolute maximum rating table:

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_6, V_{12}) - (V_8, V_{10})] \geq 2 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_8, V_{10}) - (V_1, V_4)] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_1, V_4) - (V_5)] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

The foregoing conditions are based on the following approximations:

$$V_6 = V_{12}, V_8 = V_{10}, V_1 = V_4$$

Bias currents flowing into Pins 1, 4, 8 and 10 are transistor base currents and can normally be neglected if external bias dividers are designed to carry 1.0 mA or more.

Transadmittance Bandwidth

Carrier transadmittance bandwidth is the 3.0 dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$\gamma_{21C} = \frac{i_o \text{ (each sideband)}}{v_s \text{ (signal)}} \Big|_{V_o = 0}$$

Signal transadmittance bandwidth is the 3.0 dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$\gamma_{21S} = \frac{i_o \text{ (signal)}}{v_s \text{ (signal)}} \Big|_{V_C = 0.5 \text{ Vdc}, V_o = 0}$$

MC1496, B

Coupling and Bypass Capacitors

Capacitors C1 and C2 (Figure 5) should be selected for a reactance of less than 5.0Ω at the carrier frequency.

Output Signal

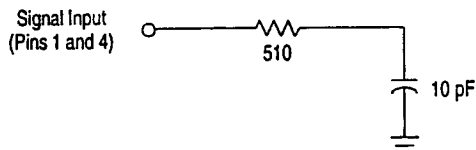
The output signal is taken from Pins 6 and 12 either balanced or single-ended. Figure 11 shows the output levels of each of the two output sidebands resulting from variations in both the carrier and modulating signal inputs with a single-ended output connection.

Negative Supply

VEE should be dc only. The insertion of an RF choke in series with VEE can enhance the stability of the internal current sources.

Signal Port Stability

Under certain values of driving source impedance, oscillation may occur. In this event, an RC suppression network should be connected directly to each input using short leads. This will reduce the Q of the source-tuned circuits that cause the oscillation.



An alternate method for low-frequency applications is to insert a $1.0 \text{ k}\Omega$ resistor in series with the input (Pins 1, 4). In this case input current drift may cause serious degradation of carrier suppression.

TEST CIRCUITS

Figure 5. Carrier Rejection and Suppression

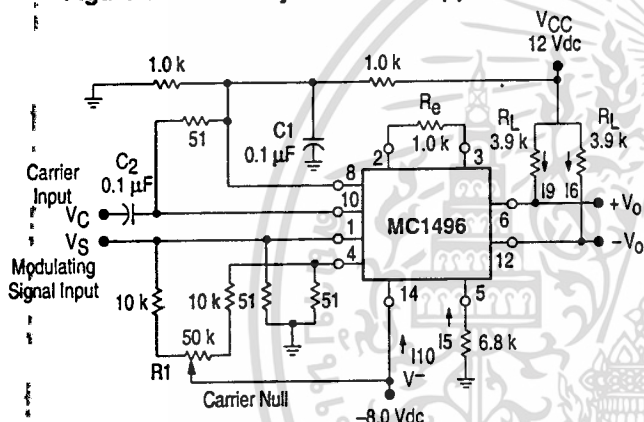
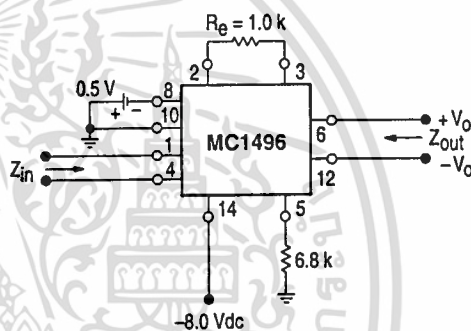


Figure 6. Input-Output Impedance



NOTE: Shielding of input and output leads may be needed to properly perform these tests.

Figure 7. Bias and Offset Currents

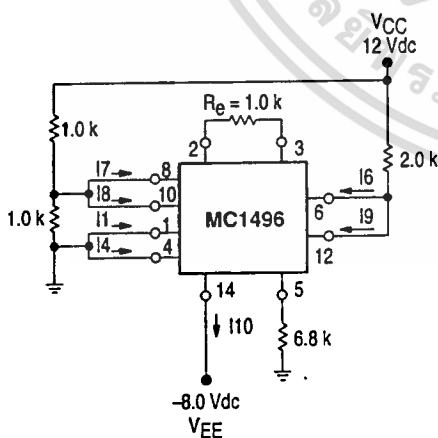
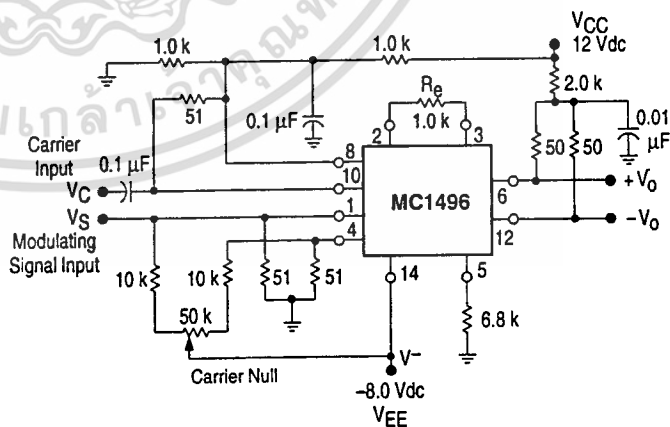


Figure 8. Transconductance Bandwidth



MC1496, B

Figure 9. Common Mode Gain

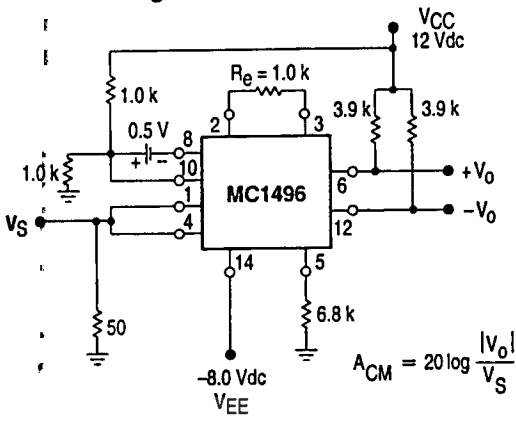
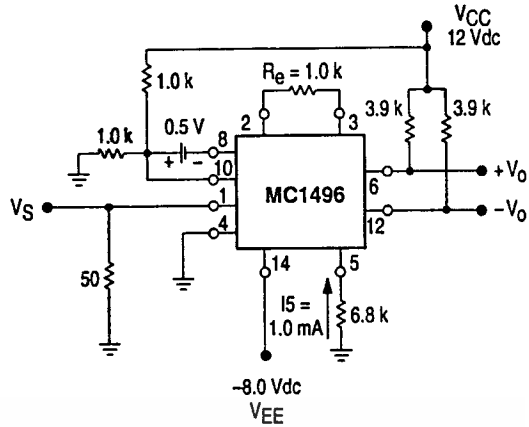


Figure 10. Signal Gain and Output Swing



TYPICAL CHARACTERISTICS

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5, $f_C = 500$ kHz (sine wave), $V_C = 60$ mVrms, $f_S = 1.0$ kHz, $V_S = 300$ mVrms, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Figure 11. Sideband Output versus Carrier Levels

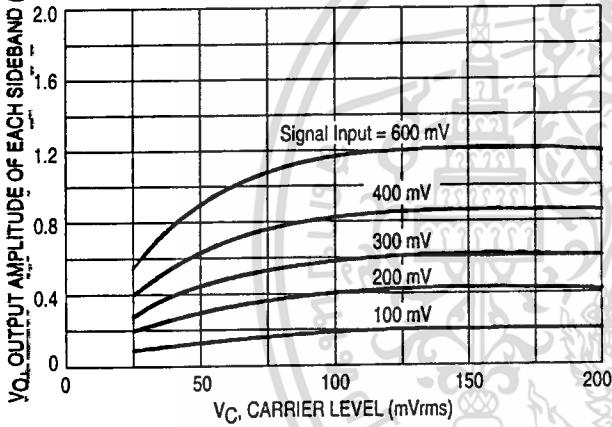


Figure 12. Signal-Port Parallel-Equivalent Input Resistance versus Frequency

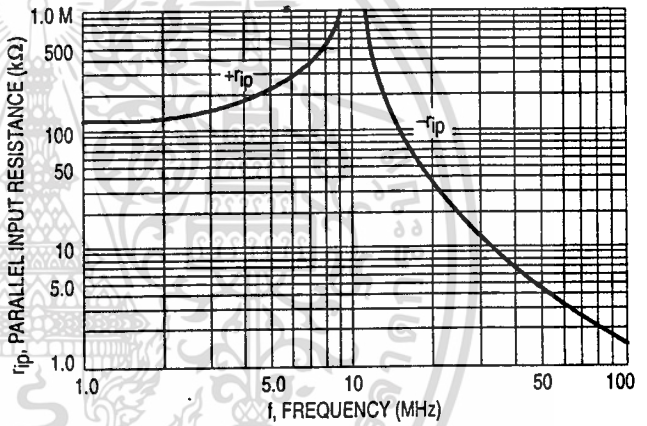


Figure 13. Signal-Port Parallel-Equivalent Input Capacitance versus Frequency

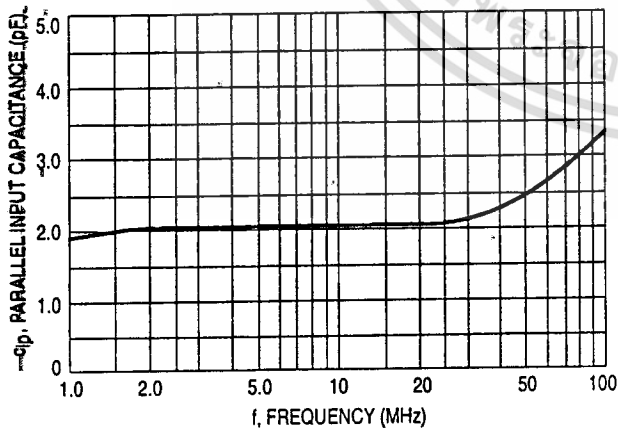
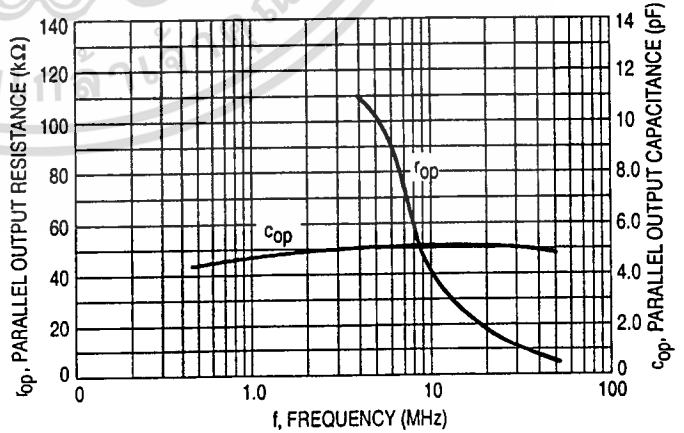


Figure 14. Single-Ended Output Impedance versus Frequency



MC1496, B

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5, $f_C = 500$ kHz (sine wave), $V_C = 60$ mVrms, $f_S = 1.0$ kHz, $V_S = 300$ mVrms, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Figure 15. Sideband and Signal Port Transmittances versus Frequency

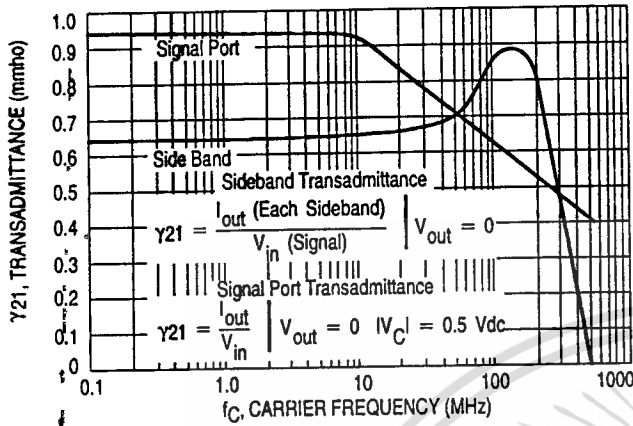


Figure 16. Carrier Suppression versus Temperature

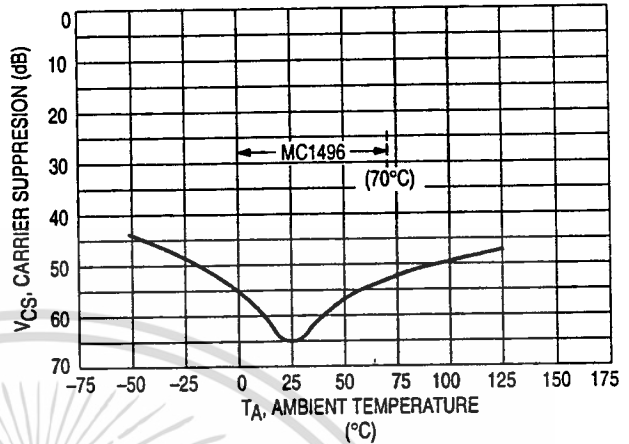


Figure 17. Signal-Port Frequency Response

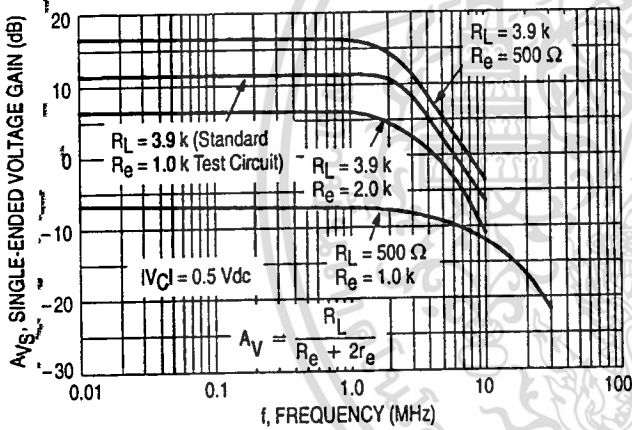


Figure 18. Carrier Suppression versus Frequency

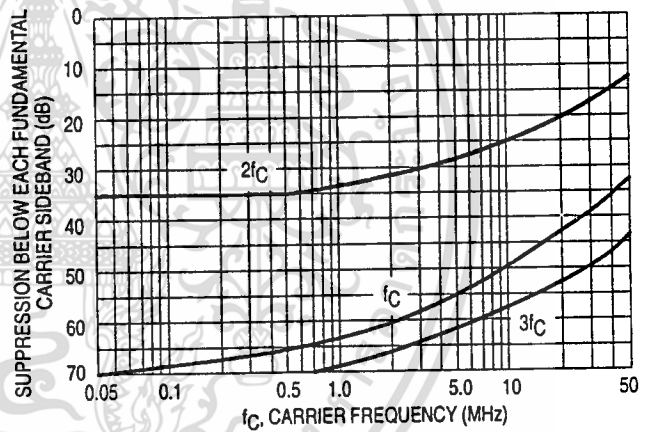


Figure 19. Carrier Feedthrough versus Frequency

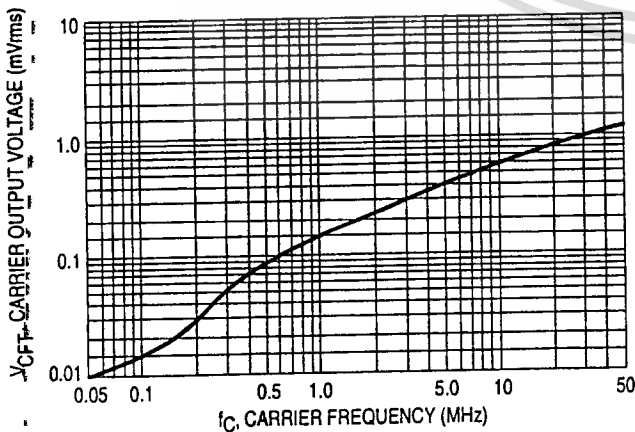
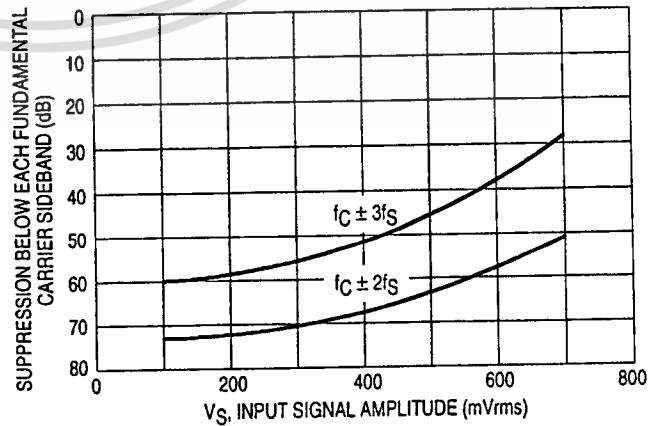


Figure 20. Sideband Harmonic Suppression versus Input Signal Level



MC1496, B

Figure 21. Suppression of Carrier Harmonic Sidebands versus Carrier Frequency

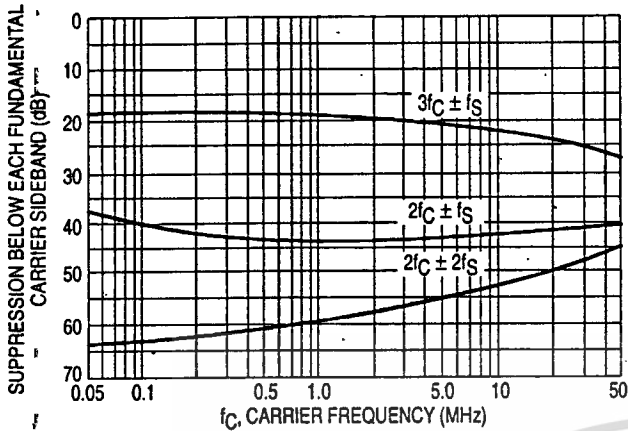
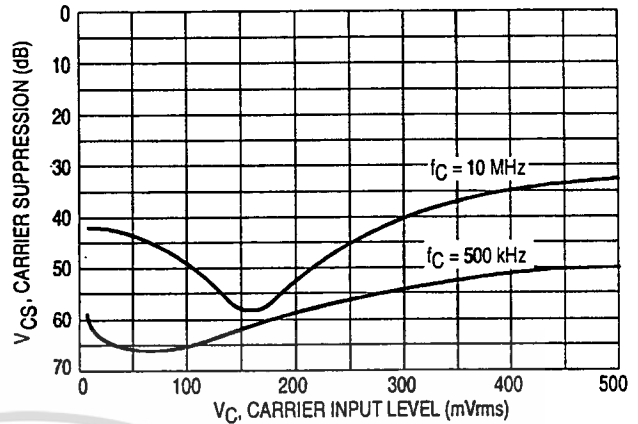


Figure 22. Carrier Suppression versus Carrier Input Level



OPERATIONS INFORMATION

The MC1496, a monolithic balanced modulator circuit, is shown in Figure 23.

This circuit consists of an upper quad differential amplifier driven by a standard differential amplifier with dual current sources. The output collectors are cross-coupled so that full-wave balanced multiplication of the two input voltages occurs. That is, the output signal is a constant times the product of the two input signals.

Mathematical analysis of linear ac signal multiplication indicates that the output spectrum will consist of only the sum and difference of the two input frequencies. Thus, the device may be used as a balanced modulator, doubly balanced mixer, product detector, frequency doubler, and other applications requiring these particular output signal characteristics.

The lower differential amplifier has its emitters connected to the package pins so that an external emitter resistance may be used. Also, external load resistors are employed at the device output.

Signal Levels

The upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. The lower differential amplifier is operated in a linear mode for most applications.

For low-level operation at both input ports, the output signal will contain sum and difference frequency components

and have an amplitude which is a function of the product of the input signal amplitudes.

For high-level operation at the carrier input port and linear operation at the modulating signal port, the output signal will contain sum and difference frequency components of the modulating signal frequency and the fundamental and odd harmonics of the carrier frequency. The output amplitude will be a constant times the modulating signal amplitude. Any amplitude variations in the carrier signal will not appear in the output.

The linear signal handling capabilities of a differential amplifier are well defined. With no emitter degeneration, the maximum input voltage for linear operation is approximately 25 mV peak. Since the upper differential amplifier has its emitters internally connected, this voltage applies to the carrier input port for all conditions.

Since the lower differential amplifier has provisions for an external emitter resistance, its linear signal handling range may be adjusted by the user. The maximum input voltage for linear operation may be approximated from the following expression:

$$V = (15) (R_E) \text{ volts peak.}$$

This expression may be used to compute the minimum value of R_E for a given input voltage amplitude.

Figure 23. Circuit Schematic

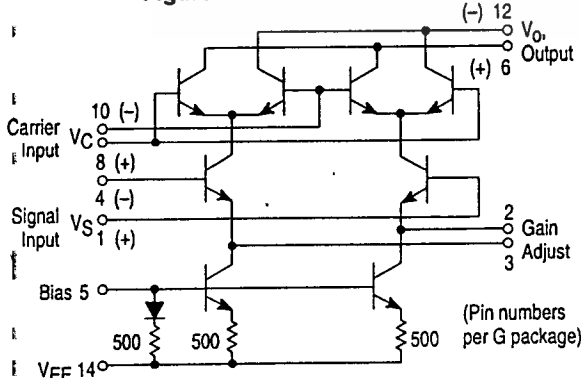
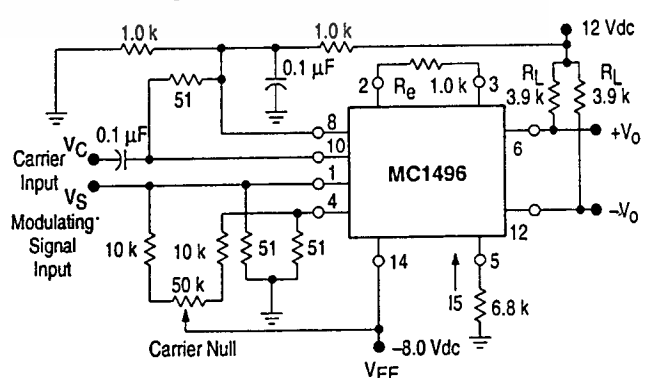


Figure 24. Typical Modulator Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ประสงค์ออกหนังสือพิมพ์หรือสิ่งพิมพ์อื่นใด และต้องขัง ฟังถึงใจ ของเอกสารทุกครั้งที่มา วนไปใช้

Figure 25. Voltage Gain and Output Frequencies

Carrier Input Signal (V _C)	Approximate Voltage Gain	Output Signal Frequency(s)
Low-level dc	$\frac{R_L V_C}{2(R_E + 2r_e) \left(\frac{KT}{q}\right)}$	f _M
High-level dc	$\frac{R_L}{R_E + 2r_e}$	f _M
Low-level ac	$\frac{R_L V_C(\text{rms})}{2\sqrt{2} \left(\frac{KT}{q}\right) (R_E + 2r_e)}$	f _C ± f _M
High-level ac	$\frac{0.637 R_L}{R_E + 2r_e}$	f _C ± f _M , 3f _C ± f _M , 5f _C ± f _M , . . .

NOTES: 1. Low-level Modulating Signal, V_M, assumed in all cases. V_C is Carrier Input Voltage.

2. When the output signal contains multiple frequencies, the gain expression given is for the output amplitude of each of the two desired outputs, f_C + f_M and f_C - f_M.

3. All gain expressions are for a single-ended output. For a differential output connection, multiply each expression by two.

4. R_L = Load resistance.

5. R_E = Emitter resistance between Pins 2 and 3.

6. r_e = Transistor dynamic emitter resistance, at 25°C;

$$r_e \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_E \text{ (mA)}}$$

7. K = Boltzmann's Constant, T = temperature in degrees Kelvin, q = the charge on an electron.

$$\frac{KT}{q} = 26 \text{ mV at room temperature}$$

The gain from the modulating signal input port to the output is the MC1496 gain parameter which is most often of interest to the designer. This gain has significance only when the lower differential amplifier is operated in a linear mode, but this includes most applications of the device.

As previously mentioned, the upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. Approximate gain expressions have been developed for the MC1496 for a low-level modulating signal input and the following carrier input conditions:

- 1) Low-level dc
- 2) High-level dc
- 3) Low-level ac
- 4) High-level ac

These gains are summarized in Figure 25, along with the frequency components contained in the output signal.

APPLICATIONS INFORMATION

Double sideband suppressed carrier modulation is the basic application of the MC1496. The suggested circuit for this application is shown on the front page of this data sheet.

In some applications, it may be necessary to operate the MC1496 with a single dc supply voltage instead of dual supplies. Figure 26 shows a balanced modulator designed for operation with a single 12 Vdc supply. Performance of this circuit is similar to that of the dual supply modulator.

AM Modulator

The circuit shown in Figure 27 may be used as an amplitude modulator with a minor modification.

All that is required to shift from suppressed carrier to AM operation is to adjust the carrier null potentiometer for the proper amount of carrier insertion in the output signal.

However, the suppressed carrier null circuitry as shown in Figure 27 does not have sufficient adjustment range. Therefore, the modulator may be modified for AM operation by changing two resistor values in the null circuit as shown in Figure 28.

Product Detector

The MC1496 makes an excellent SSB product detector (see Figure 29).

This product detector has a sensitivity of 3.0 microvolts and a dynamic range of 90 dB when operating at an intermediate frequency of 9.0 MHz.

The detector is broadband for the entire high frequency range. For operation at very low intermediate frequencies down to 50 kHz the 0.1 μF capacitors on Pins 8 and 10 should be increased to 1.0 μF. Also, the output filter at Pin 12 can be tailored to a specific intermediate frequency and audio amplifier input impedance.

As in all applications of the MC1496, the emitter resistance between Pins 2 and 3 may be increased or decreased to adjust circuit gain, sensitivity, and dynamic range.

This circuit may also be used as an AM detector by introducing carrier signal at the carrier input and an AM signal at the SSB input.

The carrier signal may be derived from the intermediate frequency signal or generated locally. The carrier signal may be introduced with or without modulation, provided its level is sufficiently high to saturate the upper quad differential

MC1496, B

amplifier. If the carrier signal is modulated, a 300 mVrms input level is recommended.

Doubly Balanced Mixer

The MC1496 may be used as a doubly balanced mixer with either broadband or tuned narrow band input and output networks.

The local oscillator signal is introduced at the carrier input port with a recommended amplitude of 100 mVrms.

Figure 30 shows a mixer with a broadband input and a tuned output.

Frequency Doubler

The MC1496 will operate as a frequency doubler by introducing the same frequency at both input ports.

Figures 31 and 32 show a broadband frequency doubler and a tuned output very high frequency (VHF) doubler, respectively.

Phase Detection and FM Detection

The MC1496 will function as a phase detector. High-level input signals are introduced at both inputs. When both inputs are at the same frequency the MC1496 will deliver an output which is a function of the phase difference between the two input signals.

An FM detector may be constructed by using the phase detector principle. A tuned circuit is added at one of the inputs to cause the two input signals to vary in phase as a function of frequency. The MC1496 will then provide an output which is a function of the input signal frequency.

TYPICAL APPLICATIONS

Figure 26. Balanced Modulator (12 Vdc Single Supply)

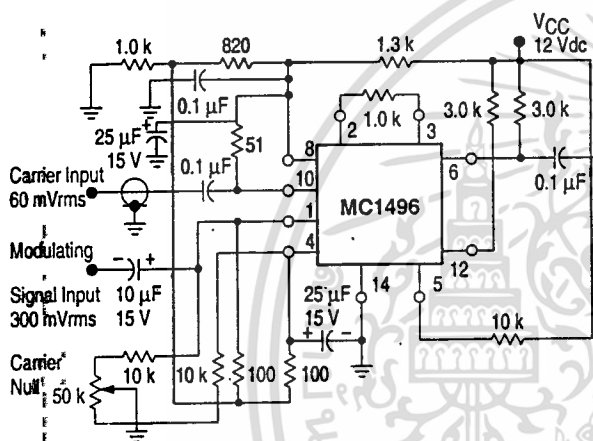


Figure 27. Balanced Modulator-Demodulator

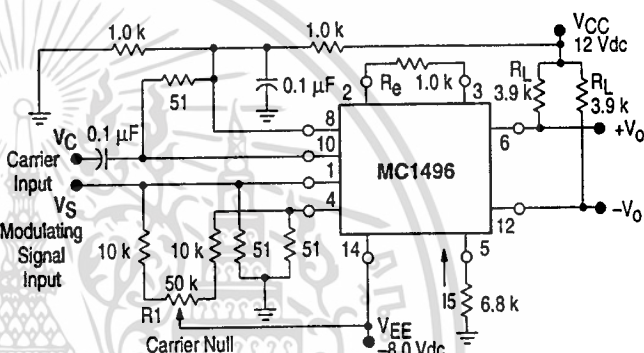


Figure 28. AM Modulator Circuit

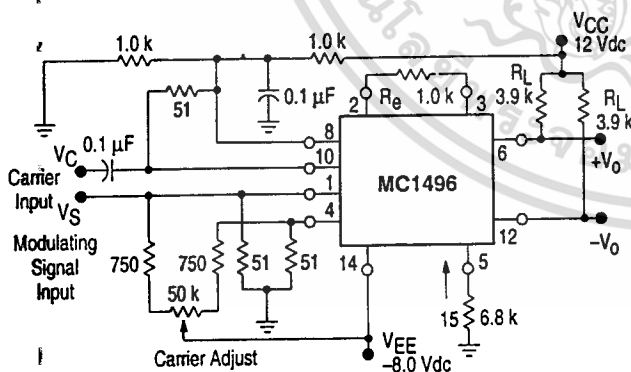
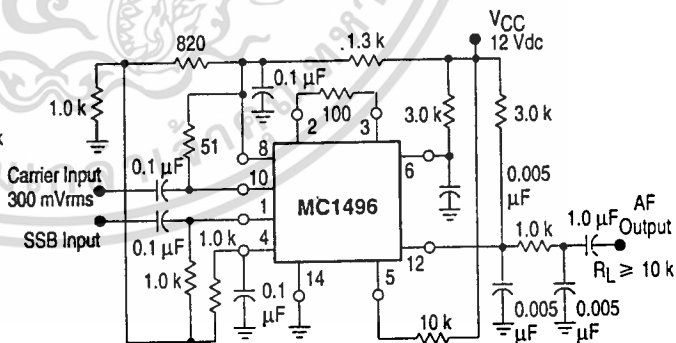
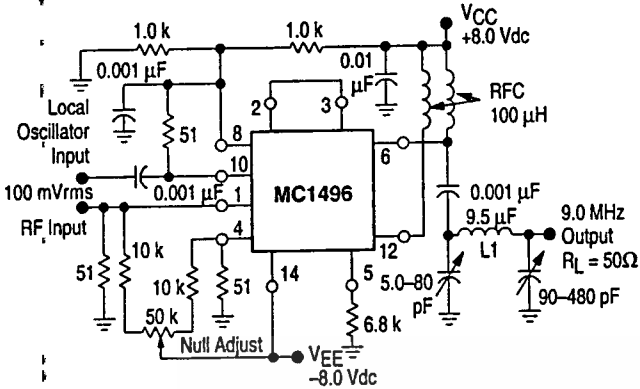


Figure 29. Product Detector (12 Vdc Single Supply)



MC1496, B

Figure 30. Doubly Balanced Mixer (Broadband Inputs, 9.0 MHz Tuned Output)



L1 = 44 Turns AWG No. 28 Enameled Wire, Wound on Micrometals Type 44-6 Toroid Core.

Figure 31. Low-Frequency Doubler

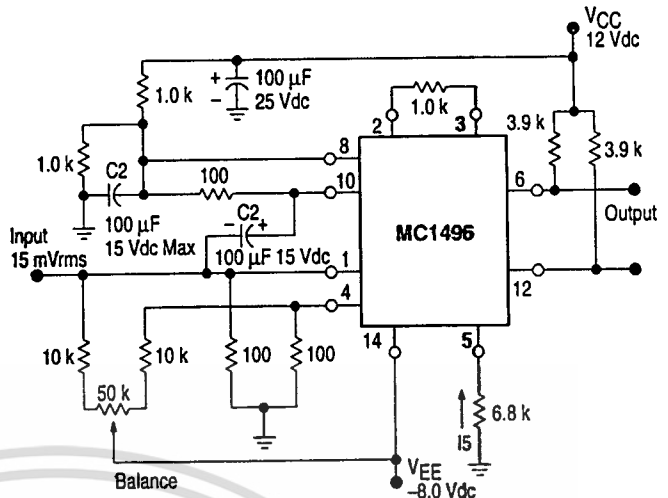
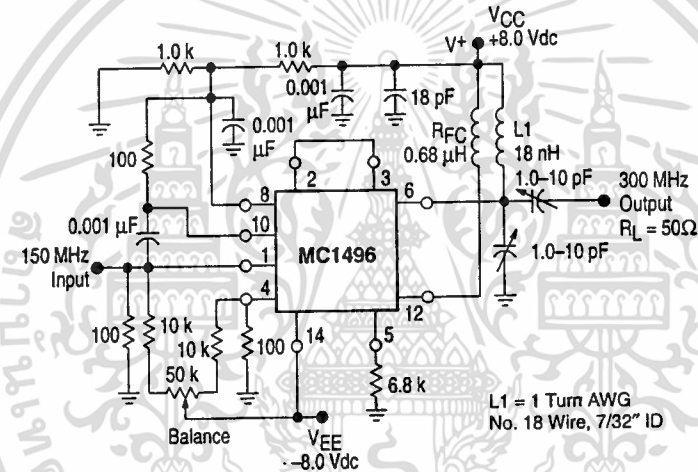
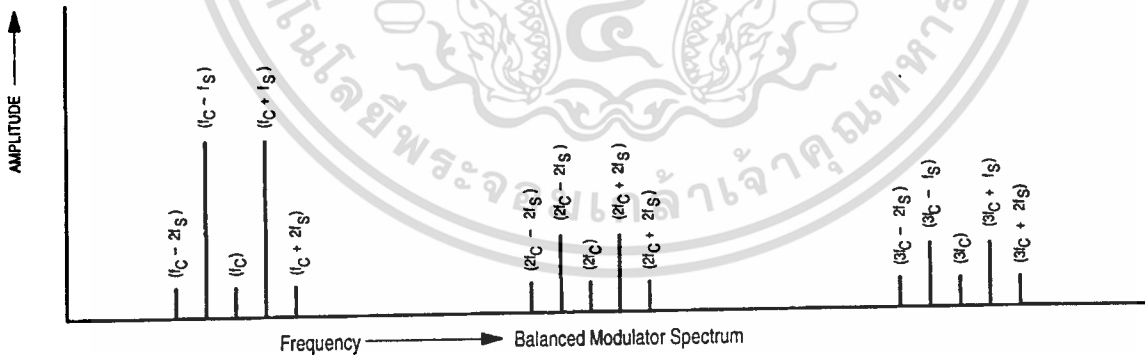


Figure 32. 150 to 300 MHz Doubler



L1 = 1 Turn AWG No. 18 Wire, 7/32" ID



DEFINITIONS

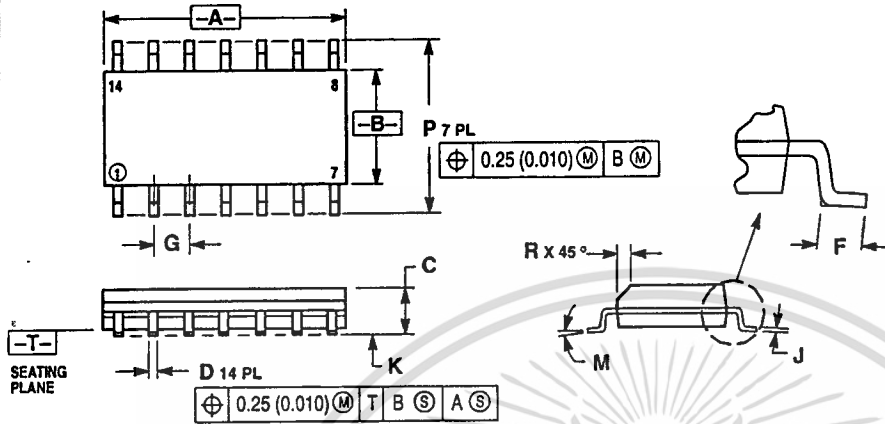
f_C Carrier Fundamental
 f_S Modulating Signal
 $f_C \pm f_S$ Fundamental Carrier Sidebands

$f_C \pm n f_S$ Fundamental Carrier Sideband Harmonics
 $n f_C$ Carrier Harmonics
 $n f_C \pm n f_S$ Carrier Harmonic Sidebands

MC1496, B

OUTLINE DIMENSIONS

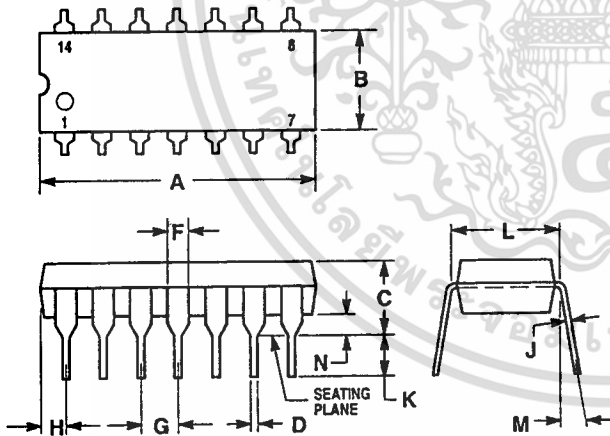
D SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751A-03 (SO-14) ISSUE F



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
 5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.55	8.75	0.337	0.344
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.228	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019


P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 646-06 ISSUE L



- NOTES:
1. LEADS WITHIN 0.13 (0.005) RADIUS OF TRUE POSITION AT SEATING PLANE AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
 2. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
 3. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 4. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	19.56
B	0.240	0.260	6.10	6.50
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	10°	0°	10°
N	0.015	0.039	0.39	1.01



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

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com -- TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: http://Design-NET.com

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งเมื่อจะนำไปใช้



MOTOROLA

MC1496/D



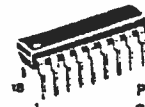
Advance Information

Pulse/Tone Repertory Dialer
 Low Power Silicon-Gate CMOS

The MC145412/13 and MC145512 are silicon gate, monolithic CMOS integrated circuits which convert keyboard inputs into either pulse or DTMF outputs. They are packaged in a standard 18 pin (0.3" wide) plastic DIP.

- 3 x 4 or 4 x 4 Keyboard Compatibility Which Allows the Use of 2-of-7, 2-of-8, or Form A Type Keyboards
- MC145413 Adds Keyboard Selectable Pause Switch Function
- Single Pin Switchable Between DTMF, 10 pps and 20 pps
- 500 Hz Tone Signal Output in the Pulse Dialing Mode
- Memory Storage for Ten 18 Digit Numbers, Including Last Number Redial
- Uses 3.579545 MHz Colorburst Crystal
- Telephone Line Powered
- Silicon Gate CMOS Technology for 1.7-5.5 V Low Power Operation
- Stand Alone DTMF Dialer/Stand Alone Pulse Dialer
- Mute Output Used to Isolate Receiver from Dialing Output
- Memory Programming Options by Keyboard Configuration

MC145412
MC145413
MC145512



PLASTIC CASE 707

Ordering Information

MC145 X X X X

P Plastic

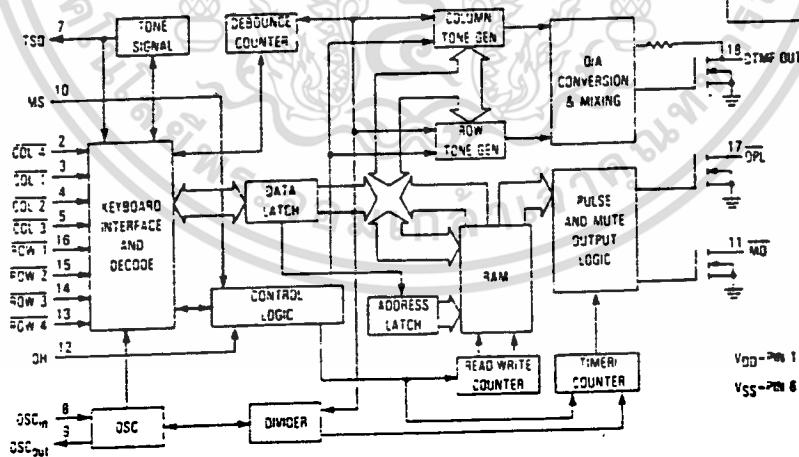
4 40/60 M/B Ratio

5 32/68 M/B Ratio

PIN ASSIGNMENT

V _{DD}	1	18	DTMF OUT
COL 4	2	17	OPL
COL 1	3	16	ROW 1
COL 2	4	15	ROW 2
COL 3	5	14	ROW 3
V _{SS}	6	13	ROW 4
TSO	7	12	OH
OSC _{in}	8	11	MO
OSC _{out}	9	10	MS

BLOCK DIAGRAM



This document contains information on a new product. Specifications and information herein are subject to change without notice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC145412, MC145413, MC145512

2

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (V_{SS} = 0 V)

Parameter	Symbol	Rating	Unit
DC Supply Voltage	V _{DD}	-0.5 to +8.0	V
Operating Temperature	T _A	-30 to +60	°C
Storage Temperature	T _{stg}	-65 to +150	°C
DC Current Drain Per Pin	I	10	mA
Maximum Voltage On Any Pin Relative to V _{SS}	V _{in1}	-0.5	V
Maximum Voltage On Any Pin Relative to V _{DD}	V _{in2}	-0.5	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = -30 to 60°C, V_{DD} = 2.5 V, V_{SS} = 0 V, Unless Otherwise Noted)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit		
DC Supply Voltage	V _{DD}	Pulse Mode	2.0	—	5.5	V	
		DTMF Mode	2.5	—	5.5	V	
Operating Current	I _{DD}	Pulse Mode (MS = V _{DD})	—	0.25	0.7	mA	
		DTMF Mode (MS = V _{SS})	—	1.0	2.0	mA	
Memory Retention Voltage	V _{stby}	1.7	—	—	V		
Memory Retention Current	I _{stby}	(V _{DD} = 1.7 V)	—	1.0	2.0	µA	
		(V _{DD} = 2.5 V)	—	1.2	2.5	µA	
Input Voltage, Row/Column/OH	V _{IL} V _{IH}	"0" Level	—	—	0.2 V _{DD}	V	
		"1" Level	0.8 V _{DD}	—	—	V	
Row/Column Input Impedance	Z _{in}	To V _{DD}	—	100	—	kΩ	
		To V _{SS}	—	2	—	kΩ	
OH Pull-Up Resistance	R	—	50	—	kΩ		
Input Capacitance (All Inputs)	C _{in}	—	10	—	pF		
MS Pin Input Impedance	Z _{in}	—	50	200	—	kΩ	
Output Sink Current	I _{OL}	V _{DD} = 2.5 V	TSO Pin	0.5	0.7	—	mA
			MO Pin	1.0	2.0	—	mA
			ØPL Pin	1.0	2.0	—	mA
		V _{DD} = 4.0 V	MO Pin	3.0	—	—	mA
			ØPL Pin	4.5	—	—	mA
			ØPL Pin	4.5	—	—	mA
TSO Output Source Current (V _{out} = 2.0 V)	I _{OH}	0.5	0.7	—	mA		
Output Leakage Current	I _{lkg}	—	—	1.0	µA		
DTMF Output Level Referenced to V _{DD} /2 (V _{DD} = 2.5 to 4.0 V, R _L = 600 Ω to V _{DD})	V _{out}	Row Tone	260	310	370	mV RMS	
		Column Tone	330	390	460	mV RMS	
DTMF Output Tone Leakage (V _{DD} = 3.5, R _L = 600 Ω, 300 to 4000 Hz)		—	—	-80	dBm		
DTMF Output Tone Distortion (V _{DD} = 3.5, R _L = 600 Ω, 300 to 4000 Hz)		—	—	5	%		
Pre-Emphasis		1	2	2.5	dB		
DTMF Output Leakage Current While Not Dialing Tones (V _{DD} = 2.5 V)		—	—	1.0	µA		
DTMF Output Sink Current While Dialing Tones		20	—	—	µA		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHING CHARACTERISTICS (T_A = 25°C, V_{DD} = 2.5 V, Osc. Freq. = 3.579545 MHz, Unless Otherwise Noted)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	
Row/Column Scan Frequency	f	—	250	—	Hz	
Key Debounce Time	t _{DB}	16	—	20	ms	
DTMF Tone Duration for Keypad Dialing	t _{w1}	60	78	—	ms	
DTMF Tone Duration for Memory Dialing	t _{w2}	90	102	110	ms	
Inter-Digit Pause Time	DTMF (Memory Dialing) Pulse 10 pps 20 pps	90	98	110	ms	
		0.8	1.0	1.2	s	
MS Pin Scan Rate	f _{rms}	—	1	—	kHz	
Make/Break Ratio (MS = Open or V _{DD})	MC145412/13	MBR	40/60	—	%	
	MC145512	—	32/68	—	—	
Outpulsing Rate	MS = Open	f _{OPL}	10	—	pps	
	MS = V _{DD}	—	20	—	—	
MUTE Output (M _O) Overlap Time	t _{MO}	—	2	—	ms	
TSO Output Frequency	f _{TSO}	—	500	—	Hz	
TSO Output Duration	t _{TSO}	35	—	40	ms	
DTMF Cycle Time	(Memory Dialing) (Keypad Dialing)	—	5	—	tones/s	
DTMF Cycle Time	(Memory Dialing) (Keypad Dialing)	—	10	—	—	
DTMF Frequency Deviation	—	—	—	-1.0	%	
Predigit Mute	MC145412/13 Pulse 10 pps 20 pps	t _d	—	40	—	ms
		—	—	20	—	—
	MC145512 Pulse 10 pps 20 pps	—	—	32	—	—
		DTMF	—	—	16	—

PIN DESCRIPTIONS

V_{DD}-V_{SS}—POWER SUPPLY (PIN 1, PIN 6)

DC power is supplied to the part on these two pins, with V_{DD} being the most positive. Permissible ranges are from 1.7 to 5.5 V.

MS—MODE SELECT (PIN 10)

The MS pin is a three state input for switching between DTMF, 10 pps, and 20 pps dialing modes. Mode selection is done during the first key entry debounce period after the dialer has completed a dialing sequence or has just come off hook. When this pin is not scanned it is high impedance.

This pin is a combination input and weak output. The input circuitry has the capability to determine each of these three states. When the pin is open the weak driver will be able to clock the pin at 1 kHz. The relationship between pin input voltage and operating mode is shown in Table 1 below.

Table 1. Mode Select Options

MS	Dialing Mode
V _{DD}	20 pps Pulse Dialing
Open	10 pps Pulse Dialing
V _{SS}	DTMF Dialing

OH—ON-HOOK (PIN 12)

Connecting the OH pin to V_{DD}, or allowing it to float sets the device in the on-hook mode. Connecting this pin to V_{SS} selects the off-hook mode. When in the on-hook mode, repertory memory can be programmed without a dialing output.

TSO—TONE SIGNAL OUTPUT (PIN 7)

TSO emits 500 Hz tone signals after valid key inputs are accepted providing audio feedback for key depressions, except when DTMF tones are generated. This pin also outputs a tone during on-hook programming.

DTMF OUT—DUAL TONE MULTIFREQUENCY OUTPUT (PIN 18)

When the MS pin is set to V_{SS} the DTMF OUT pin outputs tones corresponding to the row and column of the key depressed. Simultaneously depressing two or more keys in a single row (or column) will generate the corresponding row (or column) tone on 4 x 4 keypad mode only.

In pulse dialing mode (MS = V_{DD} or float) and during on-hook programming this pin is high impedance. While outputting tones, this pin has a dc bias at (V_{DD} - V_{SS})/2. DTMF OUT is an open drain output requiring an external pull-up to V_{DD}. This pull-up resistor must satisfy the instantaneous current requirements of the internal feedback network in addition to the load applied to the pin.

OPL—OUTPULSING (PIN 17)

This pin outputs pulses at 10 pps (MS is open) or 20 pps (MS = V_{DD}). The MC145412/13 have a make/break ratio of 40/60, while the MC145512 has a make/break ratio of 32/68. In the DTMF dialing mode (MS = V_{SS}), this output is high impedance. During on-hook programming this pin will not outpulse. This pin is an open drain N-channel output which pulls low to break the loop current.

M_O—MUTE OUTPUT (PIN 11)

The Mute Output is an open drain N-channel output that pulls to V_{SS} during OPL outpulsing and during off-hook key depressions and memory dialing in DTMF mode.

2

KEYBOARD INPUTS—(PINS 2, 3, 4, 5, 13, 14, 15, 16)

The keyboard inputs allow either a single contact (Class A) keyboard, or a standard 2-of-8 or 2-of-7 keyboard with VSS tied to common. A valid key entry occurs when either a single row is tied to a single column, or a single row and column are simultaneously connected to VSS. Connecting pin 2, COL 4, to VDD sets the part to 3 x 4 keyboard mode. Keyboard mode selection is performed during application of power.

Typical keyboard configurations are shown in Figure 1.

OSC_{in}, OSC_{out} (PIN 8, PIN 9)

A 3.579545 MHz crystal is required as the frequency reference for the on-chip oscillator. Crystal biasing is accomplished by an internal resistor and capacitors.

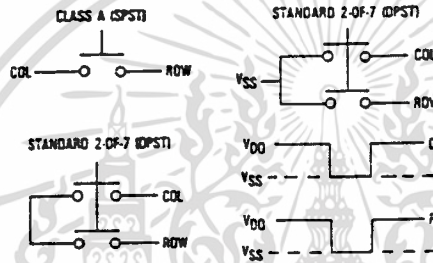


Figure 1. Keyboard Configurations

GENERAL DEVICE DESCRIPTION

The MC145412/MC145512 and the MC145413 provide users with switchable pulse and DTMF dialing functions. The MC145412/MC145512 change dialing modes via the MS pin. The MC145413 allows users to switch dialing modes via the keyboard in addition to the MS pin. All devices have 10 memories, LNR (last number redial) inclusive, each 18 digits long.

On application of power, there is a 64 ms initialization period during which the oscillator is enabled and the keyboard inputs are disabled. During initialization COL 4 is scanned to set the keyboard mode. If the COL 4 input is high (VDD) the dialer is set to the 3 x 4 keypad mode, otherwise the 4 x 4 keypad mode is selected. Changing modes is not possible after this initialization period.

During normal dialing, the oscillator starts when a key is depressed. The key input is debounced for 32 ms. During this debounce period the RAM and dialing circuits are disabled, the mode select pin is scanned to determine the dialing mode

(either 10 pps, 20 pps, or DTMF). After debounce, the keypad entry is checked and the input is latched into LNR memory followed by a stop code. This process continues until 18 digits have been entered. If a 19th digit is entered, it will over-write the first digit and will be followed by a stop code. When dialing, the device fetches data from memory until a stop code is encountered or 18 digits have been dialed.

During manual DTMF dialing, a minimum tone duration of 60 ms DTMF is output and will continuously output in 32 ms increments as long as the key is depressed. The DTMF OUT pin is designed to drive an external PNP transistor which can be used to modulate tip and ring voltage at the DTMF frequencies.

If the first key is for redial or recall, the device will respond accordingly, either redialing the last number entered, or recalling and dialing the number selected by a subsequent key depression. Responses to dialing sequences for 4 x 4 keyboards are shown in Figure 2, and 3 x 4 keyboard responses are shown in Figure 3.

The MC145412 series can be configured with an external battery to provide memory retention power and allow on-hook programming of the repertory memory. If the part is in the on-hook mode and a key is depressed, the oscillator will start and the key entry will be stored in the last number redial memory. Dialing outputs will not be activated while the device is in the on-hook condition. Dialing inputs will be stored in last number redial memory, as during off-hook operation. After the number has been entered in the on-hook mode, it can be stored in repertory memory. For the 4 x 4 keyboard, pressing the STORE key (* for 3 x 4 keyboard), followed by a digit (1 through 9) will store the number in the repertory memory location specified by the digit.

The RECALL key for the 4 x 4 keypad is used to recall and dial numbers stored in the repertory memory. The digit immediately following the RECALL key designates the memory location of the number to be auto-dialed. For the 4 x 4 keyboard, a last number redial can be accomplished if the RED/P key (COL 4, ROW 1) is the first key depressed after an on-hook to off-hook transition. Otherwise, the RED/P key will effect a 4 second pause. If the pulse mode is selected, redial can be accomplished if the first key depressed on a transition to off-hook is #. For the 3 x 4 keyboard, redial occurs if the first key depressed is *.0.

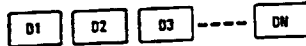
The PAUSE key (COL 4, ROW 2) for the MC145412/MC145512 will cause a 4 second pause. The PAUSE/S key (COL 4, ROW 2) is a feature offered on the MC145413. Depressing this key will cause a 4 second delay, and will switch dialing modes. PAUSE (and PAUSE/S) is stored in memory for pauses (and mode switching) during auto-dialing.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC145412, MC145413, MC145512

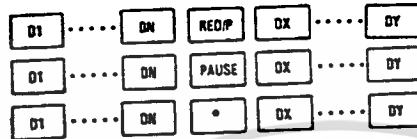
2

1. MANUAL DIALING—OFF-HOOK (PULSE OR DTMF MODE)



ALL DIGITS ENTERED WILL BE STORED IN THE LAST NUMBER REDIAL REGISTER. PRESSING * OR # WILL DIAL OUT THE DTMF SIGNAL IN TONE MODE ONLY.

2. MANUAL DIALING WITH AUTO ACCESS PAUSE—OFF-HOOK (PULSE OR DTMF MODE)



MC145412, MC145512 ONLY

PULSE MODE ONLY

THE AUTO ACCESS PAUSE WILL NOT OCCUR DURING MANUAL DIALING IN DTMF MODE. IT IS RETRIEVED DURING RECALL OR REDIAL.

3. STORING NUMBERS INTO MEMORY—ON-HOOK/OFF-HOOK (PULSE OR DTMF MODE)



THIS OPERATION TRANSFERS THE DIGITS D1 TO DN FROM THE LAST NUMBER REDIAL REGISTER TO AN ADDRESS SPACE SPECIFIED BY "A". DIALING OUTPUTS ARE NOT ACTIVATED DURING ON-HOOK PROGRAMMING.

4. MEMORY REDIAL—OFF-HOOK (PULSE OR DTMF MODE)



5. LAST NUMBER REDIAL—OFF-HOOK (PULSE OR DTMF MODE)



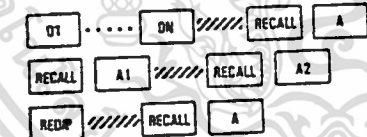
REDIALS THE NUMBER THAT WAS PREVIOUSLY ENTERED INTO THE LAST NUMBER REDIAL REGISTER.

6. PULSE-TO-TONE MODE SWITCH—OFF-HOOK (PULSE OR DTMF MODE)



MC145413 ONLY

7. CASCADED DIALING—OFF-HOOK (PULSE OR DTMF MODE)



CASCADE MANUAL DIALING WITH RECALL
A = 1-9 MEMORY ADDRESS
CASCADE MEMORY RECALLS
A1, A2 = 1-9 MEMORY ADDRESSES
CASCADE LAST NUMBER REDIAL WITH MEMORY RECALL
A = 1-9 MEMORY ADDRESS

////// WAIT UNTIL PREVIOUS REDIAL OR RECALL SIGNALS HAVE BEEN SENT BEFORE SUBSEQUENT ENTRIES ARE MADE.

8. SIGNALING * AND # TONES—OFF-HOOK (DTMF MODE ONLY)



4 x 4 KEY MATRIX

COL 1	COL 2	COL 3	COL 4	
1	2	3	RED/P	ROW 1
4	5	6	PAUSE	ROW 2
7	8	9	STORE	ROW 3
*	0	#	RECALL	ROW 4

MC145412 PAUSES KEY FOR PAUSE & SWITCHING DIALING MODES

Figure 2. 4 x 4 Keyboard Dialing Sequences

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC145412, MC145413, MC145512

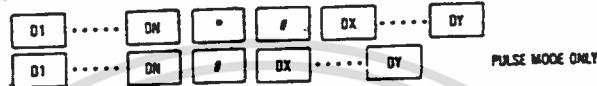
2

1. MANUAL DIALING—OFF-HOOK (PULSE OR DTMF MODE)



ALL KEY ENTRIES, EXCEPT * AND #, WILL BE STORED IN THE LAST NUMBER REDIAL REGISTER. PRESSING * OR # WILL NOT DIAL OUT THE DTMF SIGNAL IN TONE MODE. FOR SIGNALING, * OR # SHOULD BE PRESSED TWICE. *

2. MANUAL DIALING WITH AUTO ACCESS PAUSE—OFF-HOOK (PULSE OR DTMF MODE)



THE AUTO ACCESS PAUSE WILL NOT OCCUR ON MANUAL DIALING IN DTMF MODE. IT CAN ONLY BE RETRIEVED DURING RECALL OR REDIAL.

3. STORING NUMBERS INTO MEMORY—OFF-HOOK (PULSE OR DTMF MODE)



THIS OPERATION TRANSFERS THE DIGITS D1 TO DN FROM THE LAST NUMBER REDIAL REGISTER TO AN ADDRESS SPACE SPECIFIED BY "A".

4. MEMORY REDIAL—OFF-HOOK (PULSE OR DTMF MODE)

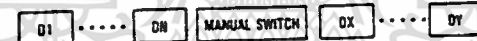


5. LAST NUMBER REDIAL—OFF-HOOK (PULSE OR DTMF MODE)



THIS OPERATION REDIALS THE LAST NUMBER ENTERED OFF-HOOK AND RETRIEVES DATA FROM MEMORY ADDRESS 0.

6. PULSE-TO-TONE AND TONE-TO-PULSE SWITCHING—OFF-HOOK (PULSE OR DTMF MODE)



MODE SELECT (MS) PIN HAS TO BE MANUALLY SWITCHED TO DETERMINE THE DIALING MODE. DIALING MODE SELECTION WITH MANUAL SWITCH IS NOT PROGRAMMED INTO THE LAST NUMBER REDIAL MEMORY.

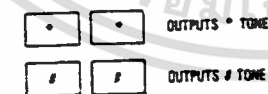
7. CASCADED DIALING—OFF-HOOK (PULSE OR DTMF MODE)



CASCADE MANUAL DIALING WITH RECALL
A = 1-9 MEMORY ADDRESS
CASCADE MEMORY RECALLS
A1, A2 = 1-9 MEMORY ADDRESSES
CASCADE LAST NUMBER REDIAL WITH MEMORY RECALL
A = 1-9 MEMORY ADDRESS

////// WAIT UNTIL PREVIOUS REDIAL OR RECALL SIGNALS HAVE BEEN SENT BEFORE SUBSEQUENT ENTRIES ARE MADE.

8. SIGNALING * AND # TONES—OFF-HOOK (DTMF MODE ONLY)



3 x 4 KEY MATRIX

COL 1	COL 2	COL 3	
1	2	3	ROW 1
4	5	6	ROW 2
7	8	9	ROW 3
*	0	#	ROW 4

Figure 3. 3x4 Keyboard Dialing Sequences

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

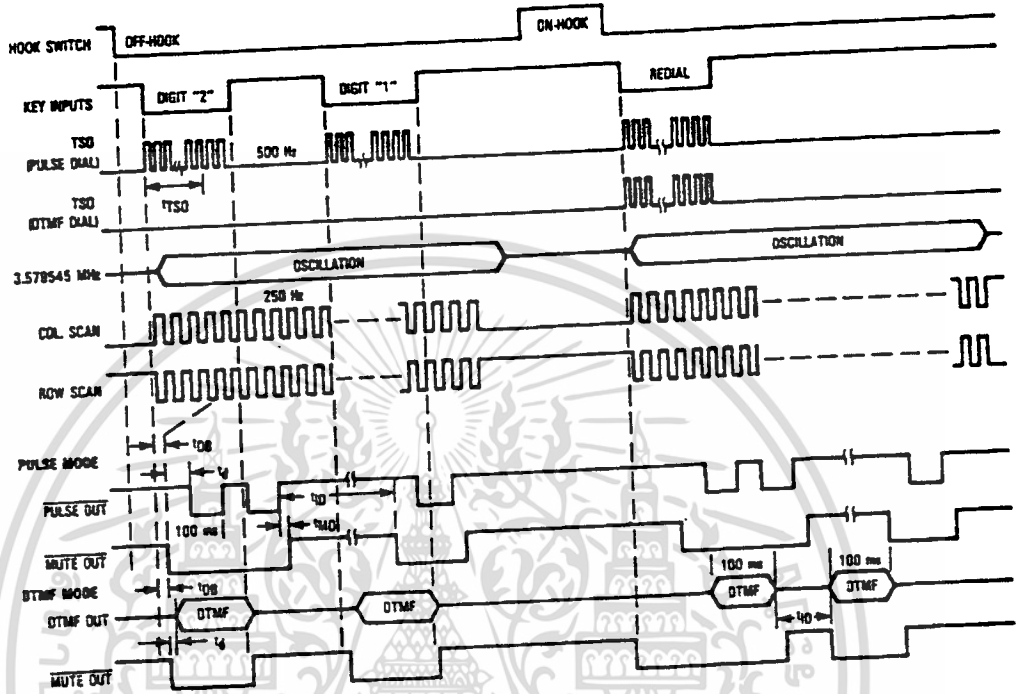


Figure 4. Timing Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ก็เพราะได้รับความอนุเคราะห์จากบุคคล
หลายๆบุคคลด้วยกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่ง อาจารย์ วิวัฒน์ กิรานนท์, อาจารย์ ปราโมทย์ วาดเขียน และอาจารย์
วิชา แสงพิสิทธ์ ที่คอยให้คำปรึกษา, ความช่วยเหลือ และคอยชี้แนะแนวทางในการปฏิบัติงานอย่างมีมาตลอด
จึงขอขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



- [1] บัณฑิต จามรภูติ, "เข้าใจการทำงานคอสอินเทอร์เฟซ," กรุงเทพฯ, ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2539
- [2] บุญเร็ด เนติศักดิ์, "ทฤษฎี และปฏิบัติเครื่องรับส่งวิทยุ AM/FM," กรุงเทพฯ, ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2540
- [3] สุชาติ กังวารจิตต์, "เครื่องรับส่งวิทยุ และระบบวิทยุสื่อสาร," กรุงเทพฯ, ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2538
- [4] Jefferson C. Boyce, "Operational Amplifier and Linear Integrated Circuits," PWSKENT Publishing Company, 1988
- [5] E.J. Kennedy, "Operation Amplifier Circuits Theory and Applications," Holt Rinchart and Winstons, Inc, 1988



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้