



เครื่องควบคุมการเปิดปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าด้วยคลื่นวิทยุ 27 MHz

27 MHz REMOTE ON-OFF ELECTRICAL EQUIPMENTS CONTROLLER

โดย

นายกิตติพงศ์ เกิดบ้านคราม

นายสำเร็จ ภาขาว

วัน เดือน ปี... 17 ค.ค. 2541

เลขทะเบียน... 039035

เลขเรียกหนังสือ... T 40476 ก.บ.๗๕๑

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางธุรกิจ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

039035

เครื่องควบคุมการเปิดปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าด้วยคลื่นวิทยุ 27 MHz

27 MHz REMOTE ON-OFF ELECTRICAL EQUIPMENTS CONTROLLER

โดย

นายกิตติพงษ์ เกิดบ้านกรม 38013047

นายสำเริง มาขาว 38013082

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. นิดา สีลาธุ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องควบคุมการเปิดปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าด้วยคลื่นวิทยุ 27MHz  
27 MHz REMOTE ON-OFF ELECTRICAL  
EQUIPMENTS CONTROLLER

โดย นายกิตติพงษ์ เกิดบ้านกรวม 38013047

นายสำเร็จ มาขาว 38013082

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.นิภา ลีลาสุทธิ

**บทคัดย่อ**

โครงการนี้นำเสนอการควบคุมระยะไกลด้วยคลื่นวิทยุย่าน HF ซึ่งให้นำเอาสัญญาณความถี่คู่ (Dual Tone Multi-frequency : DTMF) มาประยุกต์ใช้ในการควบคุมอุปกรณ์ในระยะไกลที่มีลักษณะของสวิทช์เปิด-ปิด โดยใช้หลักการแปลงสัญญาณ DTMF ที่ส่งเข้ามาเพื่อควบคุมโหลดให้เป็นสัญญาณดิจิทัลระบบเลขฐานสิบหก แล้วส่งสัญญาณผ่านวงจรนาฬิกาไปถอดรหัสควบคุมเครื่องใช้ไฟฟ้าได้ตามต้องการ โดยที่ตัวรีโมทคอนโทรลสามารถควบคุมการเปิด-ปิดได้ถึง 10 ช่อง

**ABSTRACT**

This project concerns about the remote controlling by using of HF radio wave in (27 MHz) as carrier with dual tone multi-frequency (DTMF) signal. The remote control can be applied for controlling the ON-OFF function of any electrical equipment within 40 metres distance. The principle of transformation of DTMF signal is sent through the circuit that will be decoded to control the desired electrical device with capable of 10 channels capability.

ปริญญาโทปีการศึกษา 2540

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง


เรื่อง เครื่องควบคุมการเปิดปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าด้วยคลื่นวิทยุ 27 MHz

27 MHz REMOTE ON-OFF ELECTRICAL EQUIPMENTS CONTROLLER

ผู้จัดทำ

1. นายกิตติพงษ์ เกิดบ้านคราม 38013047

2. นายสำเร็จ มาขาว 38013082

  
( ผศ. นินา ธีลารุจิ )

อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

## บทคัดย่อ

## ABSTRACT

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 หลักการทำงาน	1
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของโครงการงาน	3
2.1 พื้นฐานการสื่อสาร	3
2.2 ความรู้พื้นฐานการสื่อสารไร้สาย	4
2.3 แอปลักษณ์แม่เหล็กไฟฟ้า	5
2.4 ระบบคลื่นพาหะที่เป็นคลื่นวิทยุ	7
2.5 การมอดูเลชัน	7
2.6 การมอดูเลชันทางแอมพลิจูด	8
2.7 การมอดูเลชันทางมุม	11
2.7.1 การมอดูเลชันทางความถี่	12
2.7.2 การมอดูเลชันทางเฟส	13
2.7.3 ความถี่ข้างเคียงและค่านีการมอดูเลชัน	14
2.8 เครื่องส่งสัญญาณคลื่นวิทยุ	16
2.8.1 วงจรสร้างสัญญาณพาหะ	17
2.8.2 วงจรมอดูเลตสัญญาณ	17
2.8.3 วงจรขยาย	17
2.8.4 วงจรอิมพีแดนซ์แมตชิ่ง	18
2.8.5 วงจรกระบวนการเสียง	18
2.9 เครื่องรับสัญญาณ	19
2.9.1 ค่าซีเล็กทิวิตี	19
2.9.2 ค่าเซนซิวิตี	19
2.10 ภาตกำเนิดสัญญาณความถี่โทรศัพท	22
2.10.1 ลักษณะการป้อนสัญญาณ	22
2.10.2 ลักษณะการกำเนิดสัญญาณ	24
2.10.3 ลักษณะการส่งสัญญาณ	25

	หน้า
2.11 ไอซีลอจครัทศความถี่โทรศัพท์	26
2.11.1 คุณสมบัติของ MT8870	26
2.11.2 การนำ MT8870 ไปใช้งาน	26
2.11.3 โครงสร้างของ MT 8870	26
2.11.4 ฟังก์ชันการทำงานภายในของ MT8870	28
2.11.5 อธิบายขั้นตอนการทำงาน	32
2.12 การเชื่อมโยงทางแสง	32
2.12.1 บทนำ	35
2.12.2 ทรานซิสเตอร์คัพเพลอร์	35
2.12.3 คาร์ลิงตันทรานซิสเตอร์คัพเพลอร์	36
2.12.4 ออปโตคัพเพลอร์ที่ใช้สวิตช์สองทิศทางหรือ ไตรแอก	37
2.12.5 ออปโตคัพเพลอร์ที่ใช้ SCR ที่ถูกกระตุ้นด้วยแสง	37
2.12.6 การประยุกต์ใช้งานในการนำไปใช้ควบคุม โหลด	37
<b>บทที่ 3</b> การออกแบบและการคำนวณ	41
3.1 ภาคลอจครัทศ DTMF	41
3.2 ภาค ON-OFF PASS WORD	41
3.3 ภาคควบคุมสัญญาณ	43
3.4 ภาคแปลงรหัสเลขฐานสิบหกเป็นฐานสิบ	43
3.5 ภาคกำเนิดสัญญาณรีเซต	44
3.6 ภาค LATCH OUTPUT SIGNAL	45
3.7 ภาคเอาต์พุตขับ โหลด	46
3.8 ภาคจ่ายไฟเลี้ยง	48
3.9 การออกแบบเครื่องส่งและเครื่องรับ	48
3.10 การออกแบบภาคส่ง	49
3.11 การออกแบบภาครับ	51
3.12 ข้อกำหนดในการใช้งาน	52
3.13 หลักการพันคอยล์	53
<b>บทที่ 4</b> การทดลองและผลการทดลอง	59
4.1 วัตถุประสงค์	59
4.2 อุปกรณ์การทดลอง	59
4.3 ลำดับขั้นตอนการทดลอง	60
4.4 ผลการทดลอง	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5	บทวิจารณ์และสรุป
5.1	บทวิจารณ์
5.2	สรุป

หน้า
65
65
65

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมชุดภาคส่ง	1
รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมชุดภาครับ	2
รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบของระบบสื่อสาร	3
รูปที่ 2.2 แสดงกราฟรูปสัญญาณชาวนต์ที่ 1 รอบ	5
รูปที่ 2.3 แสดงสัญญาณข้อมูล สัญญาณพาหะ และสัญญาณเพลลัฟร์ที่ได้จากการมอดูเลต	8
รูปที่ 2.4 สัญญาณแอมป์ลิจูดมอดูเลชั่นในแกนความถี่	10
รูปที่ 2.5 แสดงสัญญาณพาหะ สัญญาณข้อมูลและสัญญาณ FM และ PM	12
รูปที่ 2.6 สัญญาณชาวนต์ปกติ สัญญาณชาวนต์ที่มีเฟสนำ 90 องศาและสัญญาณชาวนต์ที่มีเฟสตาม 90 องศา	13
รูปที่ 2.7 แสดงแถบความถี่ของสัญญาณ FM	15
รูปที่ 2.8 วงจรซูเปอร์เฮตเทอโรไดน์	20
รูปที่ 2.9 แสดงวงจรการป้อนสัญญาณ	23
รูปที่ 2.10 โครงสร้างไอซีเบอร์ TCM 5089	24
รูปที่ 2.11 โครงสร้างไอซี MT 8870	27
รูปที่ 2.12 แสดงโครงสร้างภายในของไอซี MT 8870	27
รูปที่ 2.13 แสดงความถี่ที่ได้จากภาคกรองความถี่	28
รูปที่ 2.14 แสดงวงจรตรวจสอบสัญญาณอย่างง่าย และแสดงการกำหนดเวลาคาร์คใหม่	30
รูปที่ 2.15 แสดงการต่อวงจรภาคอินพุท	30
รูปที่ 2.16 การต่อวงจรผลิตความถี่	31
รูปที่ 2.17 Timing Diagram	31
รูปที่ 2.18 ออปโตคัพเปลอร์แบบทั่ว ๆ ไป	33
รูปที่ 2.19 การไปฮัสออปโตคัพเปลอร์	34
รูปที่ 2.20 ออปโตเบทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์	35
รูปที่ 2.21 ออปโตเบคาร์ลิ่งตันทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์	35
รูปที่ 2.22 ออปโตเบไมครอแอกคัพเปลอร์	36
รูปที่ 2.23 ออปโตเบ SCR คัพเปลอร์	37
รูปที่ 2.24 วงจรที่ใช้ควบคุมกำลังงานของไฟฟ้ากระแสสลับที่มีค่าไม่สูงนัก	38
รูปที่ 2.25 วงจรที่ใช้ควบคุมกำลังงานของไฟฟ้ากระแสสลับที่มีค่าสูง ๆ	39
รูปที่ 2.26 การควบคุม โหลดแบบอินคักทิฟโหลด	40
รูปที่ 3.1 วงจรภาคถอดรหัส DTMF	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 3.2 วงจรภาค On-Off Password	42
รูปที่ 3.3 วงจรภาคควบคุมสัญญาณ	43
รูปที่ 3.4 ภาคแปลงรหัสเลขฐานสิบหกเป็นฐานสิบ	44
รูปที่ 3.5 วงจรภาคกำเนิดสัญญาณรีเซต	44
รูปที่ 3.6 ภาค Latch Output signal	45
รูปที่ 3.7 วงจรขั้วปริเลย์	46
รูปที่ 3.8 วงจรควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมทางแสง	47
รูปที่ 3.9 วงจรจ่ายไฟเลี้ยง	48
รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมภาคส่ง	49
รูปที่ 3.11 วงจรภาคส่งความถี่ 27 MHz	50
รูปที่ 3.12 บล็อกไดอะแกรมภาครับ	51
รูปที่ 3.13 วงจรภาครับความถี่ 27 MHz	52
รูปที่ 3.14 แสดงความหมายของ a และ b ของขดลวด	54
รูปที่ 3.15 แสดงความหมายของ l และ d	55
รูปที่ 3.16 แสดงผลการวัดค่าอินดักแตนซ์ของขดลวด	56
รูปที่ 3.17 กราฟแสดงการหาค่าตัวประกอบการคูณ	58
รูปที่ 4.1 แสดงเครื่องควบคุมการเปิดปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าที่เสร็จสมบูรณ์ (ด้านหน้า)	59
รูปที่ 4.2 แสดงเครื่องควบคุมการเปิดปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าที่เสร็จสมบูรณ์ (ด้านหลัง)	60
รูปที่ 4.3 รูปสัญญาณ DTMF ที่ถูกผลิตขึ้นมา (หมายเลข 1)	61
รูปที่ 4.4 รูปสัญญาณ DTMF ที่ถูกผลิตขึ้นมา (หมายเลข 6)	61
รูปที่ 4.5 รูปสัญญาณ DTMF ที่ถูกผลิตขึ้นมา (หมายเลข 9)	61
รูปที่ 4.6 รูปสัญญาณที่ถูกส่งจากรีโมทที่วัดได้จากออสซิลโลสโคป	62
รูปที่ 4.7 รูปสเปกตรัมของสัญญาณและกำลังส่งที่ส่งจากรีโมทที่วัดได้จาก สเปกตรัมอะนาไลเซอร์	63
รูปที่ 4.8 รูปสเปกตรัมของสัญญาณที่ยังไม่ถูกมอดูเลตที่วัดได้จากสเปกตรัมอะนาไลเซอร์	63
รูปที่ 4.9 รูปสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตที่วัดได้จากสเปกตรัมอะนาไลเซอร์	64

## บทที่ 1

### บทนำ

โครงการนี้เป็นการออกแบบสร้างระบบควบคุมระยะไกลที่สามารถนำไปใช้ควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าต่าง ๆ ได้หลายชนิด โดยจะใช้คลื่นวิทยุ 27 MHz เป็นสื่อในการนำพาคำสั่งควบคุมหรือสัญญาณความถี่โทรศัพท์ (Dual tone multifrequency : DTMF) ไป เพื่อบอกความต้องการของผู้ควบคุมว่าต้องการเปิด-ปิด อุปกรณ์ไฟฟ้าตัวใด

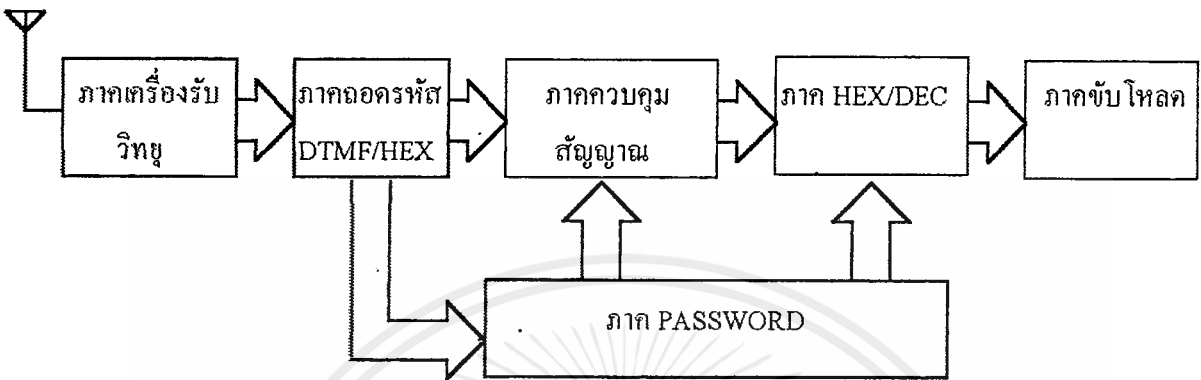
#### 1.1 หลักการทำงาน

โครงการนี้จะประกอบด้วยส่วนประกอบหลัก 2 ส่วน คือ ชุดภาคส่งและชุดภาครับดังรูปที่ 1.1 และรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมชุดภาคส่ง

ในการทำงานชุดภาคส่งจะทำการสร้างสัญญาณ ความถี่โทรศัพท์ (DTMF) ตามหมายเลขจากแป้นกดที่ถูกกด ซึ่งจะให้ความถี่ผลรวมของกลุ่มความถี่สูงและความถี่ต่ำหนึ่งค่าออกมาจากไอซีกำเนิดสัญญาณความถี่โทรศัพท์ ซึ่งสัญญาณที่ได้นี้จะถูกนำไปมอดูเลตกับคลื่นพาหะความถี่ 27 MHz ที่ภาคเครื่องส่งเพื่อส่งออกอากาศต่อไป



รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมชุดภาครับ

การทำงานในส่วนภาครับนั้นเมื่อได้รับเอาสัญญาณคลื่นวิทยุเข้ามาแล้วจะทำการคิมอดคูเลต เพื่อแยกเอาสัญญาณความถี่โทรศัพท์ออกมา และนำสัญญาณความถี่โทรศัพท์ที่ได้นั้นไปถอดรหัส โดยใช้ไอซีถอดรหัสสัญญาณความถี่โทรศัพท์ (ไอซีเบอร์ MT 8870) จะได้อาห์พุทออกมาเป็นสัญญาณดิจิทัลของเลขฐานสอง (Binary code decimal) ขนาด 4 บิต และสัญญาณดิจิทัลทั้ง 4 บิตนี้จะถูกนำไปแปลงเป็นสัญญาณเลขฐานสิบ ซึ่งอาห์พุทที่ได้นี้จะตรงกับหมายเลขที่ส่งมาจากทางด้านชุดภาคส่ง ต่อจากนั้นจึงนำสัญญาณเลขฐานที่ได้นี้ไปออกแบบเพื่อนำไปใช้ในการควบคุมโพลคต่อไป และเพื่อป้องกันสัญญาณความถี่เดียวกันไม่ให้สามารถเข้ามาควบคุมโพลคจึงทำการออกแบบ PASSWORD ป้องกัน

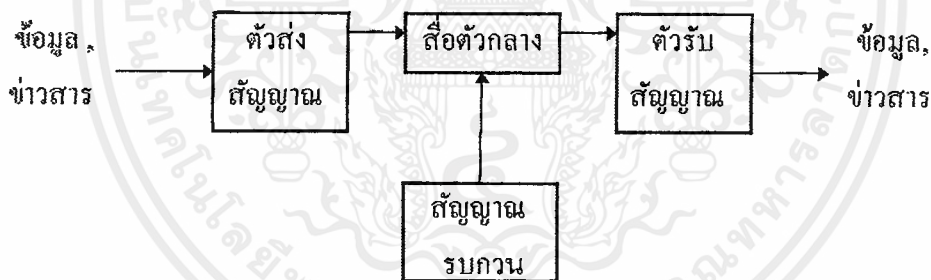
ในปริณิญาณิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการออกแบบสร้างและทดลองชุดรีโมทคอนโทรล โดยใช้ชุดส่งและรับในย่านความถี่ VHF โดยใช้สัญญาณ DTMF มาเป็นตัวบอกความประสงค์ของผู้ใช้ว่าจะสั่งงานให้อุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าเครื่องใดทำงาน โดยทำการเข้ารหัสทางด้านภาคส่งและถอดรหัสทางด้านภาครับ แล้วนำรหัสที่ถอดได้ไปทริกให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานนากะแสให้กับเครื่องใช้ไฟฟ้าต่อไป

## บทที่ 2

### ทฤษฎีพื้นฐานของโครงงาน

#### 2.1 พื้นฐานการสื่อสาร

ถ้าว่าการสื่อสารคือ พฤติกรรม ขั้นตอน และเทคโนโลยีต่าง ๆ ที่ทำให้สามารถส่งหรือแปลความหมายของข้อมูลข่าวสารได้ เป็นกระบวนการในการแลกเปลี่ยนข้อมูลข่าวสารกัน เช่นการสื่อสารระหว่างบุคคลเพื่อถ่ายทอดความคิดความรู้สึกไปยังอีกคนหนึ่ง แต่การสื่อสารของเราก็มีขีดจำกัดทางด้านภาษาที่แตกต่างกัน หรืออุปสรรคด้านระยะทางที่ห่างไกลกันมากระหว่างผู้ส่งสารและผู้รับสาร ดังนั้นมนุษย์จึงได้คิดค้นและพัฒนาวิธีการและเทคโนโลยีใหม่ ๆ ขึ้นมาเพื่อลบล้างขีดจำกัดในด้านต่าง ๆ ของการสื่อสาร ดังเช่นการพัฒนาของการสื่อสารไร้สาย สำหรับคำว่าไร้สายนั้นแสดงให้เห็นว่าสื่อตัวกลางที่นำพาสัญญาณให้กับระบบสื่อสารนั้นไม่จำเป็นต้องใช้สาย แต่มีการใช้เทคนิคและวิธีการเข้ามาช่วยในการนำพาข้อมูลข่าวสารผ่านตัวกลางที่ไม่สามารถมองเห็นได้ ก่อนที่จะเริ่มกล่าวต่อไปในรายละเอียดของระบบสื่อสารไร้สาย ขอให้พิจารณาองค์ประกอบของระบบสื่อสารไร้สาย ซึ่งมีลักษณะเช่นเดียวกันกับองค์ประกอบโดยทั่วไปของการสื่อสารทุกประเภท



รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบของระบบสื่อสาร

จากรูปที่ 2.1 ระบบสื่อสารไม่ว่าในรูปแบบใดจะมีส่วนประกอบพื้นฐานที่เหมือนกันอยู่ 4 อย่างดังนี้

1. ตัวส่งสัญญาณ (Transmitter) ตัวส่งสัญญาณคือวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ถูกออกแบบมาเพื่อที่จะแปลงข้อมูลข่าวสารหรือเสียงพูดให้เป็นสัญญาณรูปแบบที่สามารถส่งออกไปในตัวกลางหรือช่องสัญญาณได้แก่ อุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณคลื่นวิทยุไมโครเวฟ เครื่องส่งวิทยุกระจายเสียง เป็นต้น
2. สื่อตัวกลางหรือช่องสื่อสาร (Communication Channel) เป็นตัวกลางที่ให้สัญญาณอิเล็กทรอนิกส์สามารถส่งจากผู้ส่ง ณ สถานที่หนึ่งผ่านไปยังผู้รับในอีกสถานที่หนึ่งได้ ตัวกลางในที่นี้ได้แก่คลื่นวิทยุ และในตัวกลางนี้มีส่วนทำให้สัญญาณที่ถูกส่งลดทอนลงไปได้ส่วนหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. สัญญาณรบกวน (Noise) เป็นสัญญาณของพลังงานรูปแบบต่าง ๆ ที่มีลักษณะไม่แน่นอน เข้ามาในระบบสื่อสาร มีผลรบกวนสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งมาในช่องสื่อสาร บางครั้งสัญญาณรบกวน อาจเกิดขึ้นในวงจรของตัวรับสัญญาณก็ได้ สำหรับระบบสื่อสารไร้สายนั้น สัญญาณรบกวนมีอยู่ทั่วไป ในอากาศ เช่น สัญญาณจากปรากฏการณ์ฟ้าแลบ

4. ตัวรับสัญญาณ (Receiver) เป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ถูกออกแบบให้รับสัญญาณที่ถูกส่ง ออกมาทางช่องสื่อสาร และทำการแปลงสัญญาณให้กลับไปอยู่ในรูปแบบที่ผู้รับปลายทางสามารถเข้าใจ ได้ เช่น ตัวรับสัญญาณดาวเทียม

การติดต่อสื่อสารระหว่างจุดสองจุด โดยไม่ต้องใช้สายนั้นสามารถทำได้หลายวิธี หากมองย้อน ไปในอดีตของชนพื้นเมืองในซีกโลกต่าง ๆ ที่อาศัยอยู่ในป่าก็มีการติดต่อสื่อสารกัน โดยอาจใช้กลองส่ง สัญญาณติดต่อถึงกัน หากต้องการติดต่อกันเป็นที่ระยะไกลมากก็ต้องมีการทวนสัญญาณกลองเป็นช่วง เพื่อทวนข้อความไปให้กับอีกที่หนึ่งที่ไกลเกินกว่าที่เสียงของกลองตัวแรกจะไปถึง ในยามกลางคืนอาจมี การส่งเป็นสัญญาณแสงไฟที่มีการกระพริบเป็นจังหวะต่าง ๆ กัน ทำให้สามารถสื่อสารผ่านระยะทางที่ ห่างไกลกันได้ดีเช่นกัน สิ่งเหล่านี้คือจุดเริ่มต้นที่เห็นได้ชัดของการสื่อสารไร้สายซึ่งมีมานาน

ในปัจจุบันมนุษย์ได้สัมผัสกับระบบสื่อสารไร้สายอยู่หลายรูปแบบ เช่นวิทยุกระจายเสียง ซึ่ง เป็นการส่งข้อมูลและข่าวสารในรูปแบบของเสียงจากผู้ส่งที่อยู่ทีสถานีไปยังผู้รับหลาย ๆ จุดที่อยู่ห่างไกล และมี เครื่องรับวิทยุ หรือจะอยู่ในรูปแบบของข้อมูลข่าวสารและรายการทาง ภาพและเสียงดังเช่น สถานี โทรทัศน์

## 2.2 ความรู้พื้นฐานการสื่อสารไร้สาย

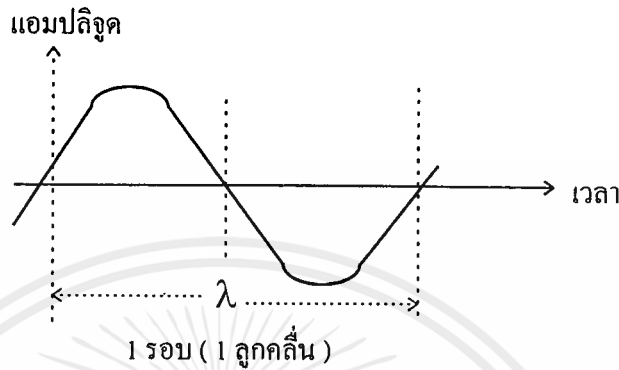
การทำความเข้าใจระบบสื่อสารไร้สายควรที่จะทราบว่าสิ่งใดเป็นองค์ประกอบเบื้องต้นบ้าง ความคิดในครั้งแรกนั้นคงสงสัยว่าในเมื่อไม่มีสาย สิ่งใดบ้างที่เป็นหรือตัวกลางสำหรับระบบ หาก พิจารณาย้อนไปในอดีตของวิธีการสื่อสารที่มนุษย์เคยใช้มา จะพบว่ามึรูปแบบการใช้พาหะในการสื่อสาร เป็นหลักใหญ่ ๆ อยู่สองรูปแบบนั่นคือ

1. ระบบที่ใช้คลื่นวิทยุเป็นพาหะ (Radio Carrier) ได้แก่ ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ระบบ วิทยุติดตามตัว ระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม ระบบวิทยุกระจายเสียง และระบบคลื่นไมโครเวฟ
2. ระบบที่ใช้คลื่นแสงเป็นพาหะ (Light Carrier) ได้แก่ ระบบสื่อข้อมูลผ่านแสง อินฟราเรดที่นำไปประยุกต์ใช้เช่นระบบ โลกอลแอเรียเน็ตเวิร์ก (LAN) ระบบสื่อสารผ่านแสงเลเซอร์ อินฟราเรด

## 2.3 แถบคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetics Spectrum)

เนื่องจากสื่อตัวกลางทั้งสองแบบมีคุณสมบัติเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า จะขออธิบายถึงการจัด เรียงความถี่ต่าง ๆ ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในระบบสื่อสาร ซึ่งเสมือนแผนที่แสดงการจัดสรรการใช้ แอ็กสารเป็นแอ็กสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออยู่ใต้เห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ความถี่ที่เป็นทรัพยากรสำคัญมาก เพราะคลื่นวิทยุและคลื่นแสงรวมอยู่ในแถบความถี่ดังกล่าวด้วย ไม่ว่าจะชนิดใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คิดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากนำไปใช้

ความถี่ (Frequency) หมายถึงจำนวนรอบของการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณใด ๆ ในช่วงเวลาหนึ่ง โดยหน่วยของการวัดความถี่นั้นมีค่าเป็นเฮิรตซ์ (Hertz) ส่วนประกอบของสัญญาณความถี่ก็จะมีระดับของสัญญาณหรือที่เรียกว่าแอมพลิจูด และความยาวของคลื่นที่เรียกว่าแลมด้า



รูปที่ 2.2 แสดงกราฟรูปสัญญาณไซน์ที่ 1 รอบ

แถบคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบ่งออกเป็นแถบย่อย ๆ ดังต่อไปนี้

1. ช่วงความถี่ต่ำสุด (Extremely Low Frequencies)

ELF<sub>s</sub> เป็นช่วงความถี่ 30 Hz - 300 Hz มีความยาวคลื่น  $10^7 - 10^6$  m คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในช่วงนี้เป็นสัญญาณเสียงความถี่ต่ำสุดที่มนุษย์สามารถได้ยิน และเป็นช่วงของความถี่ไฟบ้านที่ 50 Hz และ 60 Hz

2. ช่วงความถี่เสียง (Voice Frequencies)

VF<sub>s</sub> เป็นช่วงความถี่ 300 Hz - 3000 Hz มีความยาวคลื่น  $10^6 - 10^5$  m คลื่นช่วงนี้เป็นช่วงสัญญาณเสียงพูดปกติของมนุษย์

3. ช่วงความถี่ต่ำมาก (Very Low Frequencies)

VLF<sub>s</sub> เป็นช่วงความถี่ 3 kHz - 30 kHz มีความยาวคลื่น  $10^5 - 10^4$  m เป็นช่วงที่สัญญาณเสียงของเครื่องดนตรีและคลื่นสื่อสารของทางทหารใช้

4. ช่วงความถี่ต่ำ (Low Frequencies)

LF<sub>s</sub> เป็นช่วงความถี่ 30 kHz - 300 kHz มีความยาวคลื่น  $10^4 - 10^3$  m เป็นช่วงสัญญาณที่ใช้ในการนำร่องของระบบการบินและการเดินเรือ

5. ช่วงความถี่กลาง (Medium Frequencies)

MF<sub>s</sub> เป็นช่วงความถี่ 300 kHz - 3000 kHz มีความยาวคลื่น  $10^3 - 10^2$  m ใช้สำหรับคลื่นวิทยุกระจายเสียงในระบบ AM (Amplitude Modulation : 535 - 1605 kHz) และยังใช้สำหรับการสื่อสารในระบบการบินและการเดินเรือ

6. ช่วงความถี่สูง (High Frequencies)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อแหล่งอื่นและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



อังสตรอม ส่วนคลื่นแสงสีม่วงจะอยู่ที่ 4000 อังสตรอม แสงถูกใช้ในการสื่อสารหลายอย่าง เพราะสามารถมอดูเลตและส่งสัญญาณเข้าไปในสายใยแก้วนำแสง (Fiber Optics) ได้ แสงมีประโยชน์สูงที่สุด เนื่องจากความถี่มีค่าสูงทำให้สามารถบรรจุข้อมูลจำนวนมากลงไปได้ แสงสามารถส่งออกไปในอากาศได้โดยการเพิ่มความเข้มของแสงและทำให้ลำของแสงมีขนาดเล็กกลง ซึ่งเรียกว่าเลเซอร์ (Laser) ทำให้มีการประยุกต์ใช้แสงเลเซอร์ในการมอดูเลตสัญญาณเสียง ภาพ และข้อมูลลงไปได้

สำหรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในความถี่ที่สูงกว่านี้ เช่น เอ็กซ์เรย์ (X-Rays), แกมมาเรย์ (Gamma Rays), และคอสมิกเรย์ (Cosmic Rays) ไม่ได้มีการนำมาประยุกต์ใช้ในระบบสื่อสารจึงไม่ขอกกล่าวถึง

ในสภาวะปกติคลื่นวิทยุจะเดินทางจากจุดหนึ่งถึงจุดหนึ่ง โดยความเร็วเท่ากับแสงคือมีความเร็วเท่ากับแสง ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ ความยาวคลื่นและความเร็วหาได้จากสูตร

$$\lambda = v/f$$

$$\lambda = \text{ความยาวคลื่น (เมตร)}$$

$$v = \text{ความเร็วของคลื่นวิทยุ (เมตร/วินาที)}$$

$$f = \text{ความถี่ (เฮิรตซ์)}$$

#### 2.4 ระบบคลื่นพาหะที่เป็นคลื่นวิทยุ (Radio Carrier)

การสื่อสารด้วยคลื่นวิทยุอาจเรียกได้ว่าเป็นการพัฒนาให้มนุษย์สามารถส่งข้อมูลหรือเสียงไปได้ไกลโดยไม่ต้องพึ่งสาย โดยธรรมชาติของคลื่นวิทยุนั้นเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ขั้นตอนคือมีการแพร่กระจายพลังงานคลื่นจากสายอากาศด้านผู้ส่ง ซึ่งคลื่นสามารถเดินทางได้เร็วเท่าความเร็วของแสง นั่นคือ 186,000 ไมล์ ต่อวินาที หรือ 300,000,000 เมตรต่อวินาที เมื่อคลื่นเดินทางมาถึงสายอากาศด้านผู้รับจะเกิดค่าความต่างศักย์ไฟฟ้าจำนวนน้อย ๆ ค่าหนึ่ง ซึ่งหากมีการขยายและแปลงสัญญาณที่มีการส่งมาก็จะได้สัญญาณเดิมกลับมา ส่วนข้อมูลข่าวสารหรือเสียงของมนุษย์นั้นวิธีการก็คือนำเสียงพูดรวมเข้าไปกับสัญญาณคลื่นวิทยุที่เป็นสื่ออีกช่วงความถี่หนึ่ง เราเรียกขั้นตอนดังกล่าวว่าการมอดูเลต (Modulation)

#### 2.5 การมอดูเลชัน (Modulation Technique)

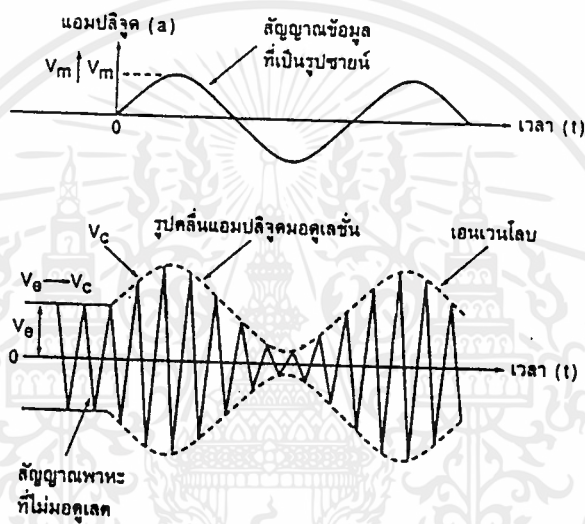
จากความต้องการติดต่อสื่อสารระยะไกล สัญญาณเสียงพูดของมนุษย์ซึ่งอยู่ในช่วงความถี่ต่ำมีความยาวคลื่นมาก หากต้องการส่งเสียงพูดออกไปในอากาศก็จำเป็นต้องใช้เสาอากาศที่มีขนาดสูงมาก ซึ่งไม่เหมาะสมและอาจมีสัญญาณรบกวนได้ง่าย จึงมีการคิดค้นเทคนิคที่จะทำให้เปลี่ยนความถี่ของเสียงพูดให้ไปอยู่ในอีกช่วงความถี่หนึ่งบนแถบความถี่ซึ่งเหมาะสำหรับการส่งออกอากาศ การมอดูเลชันเป็นเทคนิคที่สำคัญเป็นวิธีการเปลี่ยนรูปแบบของสัญญาณหนึ่ง (ในที่นี้คือสัญญาณพาหะ Carrier) ให้เป็นไปตามรูปแบบของสัญญาณอีกชุดหนึ่งซึ่งเป็นข้อมูลหรือเสียงพูดที่ต้องการส่ง สัญญาณข้อมูลหรือเสียงพูดจะถูกเรียกว่ามอดูเลตติ้งซิกแนล (Modulating Signal) ส่วนสัญญาณจะถูกเรียกว่าแคเรียร์ (Carrier) หรือมอดูเลตเวฟ (Modulated wave)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.6 การมอดูเลชันทางแอมพลิจูด ( Amplitude Modulation )

แอมพลิจูดมอดูเลชันเป็นวิธีการที่คิดค้นได้ก่อนในบรรดาเทคนิคการมอดูเลชันอื่น ๆ เป็นการนำสัญญาณ 2 ชุดมาผสมกัน โดยสัญญาณแรกเป็นข้อมูลหรือเสียงที่ต้องการส่ง สัญญาณที่สองเป็นสัญญาณพาหะแอมพลิจูดมอดูเลชันเป็นการนำสัญญาณข้อมูลมาปรับเปลี่ยนขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะ โดยที่ความถี่ของสัญญาณพาหะไม่มีการเปลี่ยนแปลง ในที่นี้สมมติว่าสัญญาณข้อมูลที่ต้องการนำมาทำการมอดูเลชันมีความถี่ค่าหนึ่งคือ  $f_s$  และสัญญาณข้อมูลที่เป็นพาหะมีความถี่อีกค่าหนึ่งคือ  $f_c$  ผลลัพธ์จากการมอดูเลชันจะเป็นดังรูปที่

2.3



รูปที่ 2.3 แสดงสัญญาณข้อมูล สัญญาณพาหะ และสัญญาณผลลัพธ์ที่ได้จากการมอดูเลต

จากรูปที่ 2.3 เส้นประซึ่งเกิดจากการต่อของแอมพลิจูดสัญญาณผลลัพธ์ จะมีชื่อเรียกว่าเอนเวนโบล (Envelope) ซึ่งมีลักษณะเช่นเดียวกับคลื่นของ  $f_s$

ลักษณะของสัญญาณที่ได้รับจากการทำแอมพลิจูดมอดูเลชัน

สัญญาณรูปชายนั้น โดยปรกติจะสามารถอธิบายได้ด้วยรูปสมการดังนี้  $v = V \sin(2\pi f t)$

เมื่อกำหนดให้

$V_s$  = แอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณรูปชายนความถี่  $f_s$  เป็นความต่างศักย์มีหน่วยเป็นโวลต์

$V_c$  = แอมพลิจูดของสัญญาณรูปชายนความถี่  $f_c$  เป็นความต่างศักย์มีหน่วยเป็นโวลต์

$V_c$  = แอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณรูปชายนความถี่  $f_c$  เป็นความต่างศักย์มีหน่วยเป็นโวลต์

$t$  = เป็นเวลาใด ๆ มีหน่วยเป็นวินาที

จะได้ว่าสัญญาณ  $v_s = V_s \sin(2\pi f_s t)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$v_c = V_c \sin(2\pi f_c t)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อสังเกต ค่าของแอมพลิจูดสูงสุดของความถี่สัญญาณข้อมูลไม่ควรที่จะมากกว่าแอมพลิจูดสูงสุดของความถี่สัญญาณพาหะ (Carrier) มิฉะนั้นจะเกิดการบิดเบี้ยวของสัญญาณข้อมูลได้ หลังจากการทำมอดูเลชันหากค่าแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลสูงกว่าของสัญญาณพาหะมาก ๆ จะเรียกได้ว่าการโอเวอร์มอดูเลชัน (Overmodulation) และความสัมพันธ์ของค่าความต่างศักย์ของสัญญาณทั้งสองนั้นมีการกำหนดขึ้นเรียกว่า ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index บางครั้งก็มีชื่อเรียกดังนี้ Modulation Factor, Modulation Coefficient, Degree of Modulation) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างค่าความต่างศักย์ของสัญญาณข้อมูลกับความต่างศักย์ของสัญญาณพาหะดังสมการข้างล่างนี้

$$m = V_s / V_c$$

ค่าของดัชนีการมอดูเลชัน (Modulation Index) จะอยู่ในช่วง  $0 < m < 1$  เพราะหาก  $m$  มากกว่า 1 ก็จะทำให้เกิดการโอเวอร์มอดูเลชัน (Overmodulation) ขึ้น และนิยมคูณ 100 เข้าไปเพื่อแสดงค่าเป็นเปอร์เซ็นต์การมอดูเลชัน

จากรูปคลื่นผลลัพธ์ทำให้พอสรุปได้ว่าค่าความต่างศักย์ที่เวลาใด ๆ ของสัญญาณเกิดจากผลรวมของค่าแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณพาหะกับค่าแอมพลิจูดที่เวลาใดของสัญญาณข้อมูล จะได้ค่าตามสมการข้างล่างนี้

$$v_1 = V_c + v_s$$

$$v_1 = V_c + V_s \sin(2\pi f_s t)$$

ค่าของ  $v_1$  เป็นค่าของแอมพลิจูดของสัญญาณผลลัพธ์ตามที่เรียกว่าเอนเวเนลอป (Envelope) ดังนั้นสมการที่แสดงถึงรูปคลื่นผลลัพธ์คือ

$$v_2 = v_1 \sin(2\pi f_c t)$$

$$v_2 = [V_c + V_s \sin(2\pi f_s t)] \sin(2\pi f_c t)$$

$$= V_c \sin(2\pi f_c t) + V_s \sin(2\pi f_s t) \sin(2\pi f_c t)$$

หากพิจารณาจากสมการจะเห็นว่า สัญญาณพาหะ + (สัญญาณข้อมูล x สัญญาณพาหะ)

นั่นคือส่วนแรกจะเป็นสัญญาณพาหะ และส่วนที่สองจะเป็นผลคูณของสัญญาณพาหะและสัญญาณข้อมูล ดังนั้นวงจรที่จะนำมาใช้สร้างแอมพลิจูดมอดูเลชันจะต้องเป็นวงจรคูณสัญญาณ มีชื่อเรียกว่าวงจรสำหรับทำ AM ว่ามอดูเลเตอร์ (Modulator) และจากสูตรตรีโกณมิติที่ผลคูณของไซน์

$$\sin A \cdot \sin B = \cos 1/2(A - B) - \cos 1/2(A + B)$$

$$V_2 = V_c \sin(2\pi f_c t) + 1/2 V_s \cos 2\pi f t (f_c - f_s) - 1/2 V_s \cos 2\pi t (f_c + f_s)$$

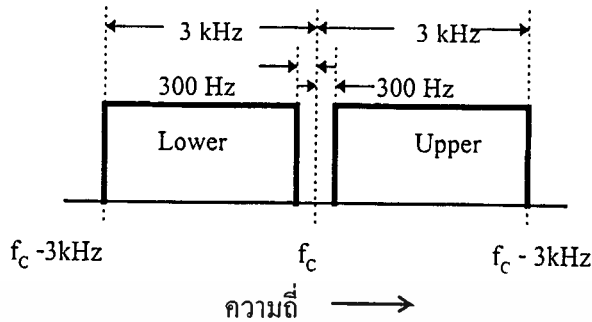
จากสมการข้างต้นชี้ให้เห็นว่าผลที่ได้จากการทำ Amplitude Modulation จะได้สัญญาณที่มีความถี่ใกล้เคียงกับสัญญาณพาหะ (Carrier) ออกมาด้วย เป็นสัญญาณที่มีความถี่ต่ำและสูงกว่าสัญญาณพาหะ เรียกว่าไซด์แบนด์หรือไซด์ฟริควเอนซี (Sidebands or Side Frequency)

$$f_{USB} = \text{Upper Sidebands frequency} = f_c + f_s$$

$$f_{LSB} = \text{Lower Sidebands frequency} = f_c - f_s$$

จากการวัดด้วยออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) สัญญาณที่ได้จะไม่สามารถแยกได้ว่ามีความถี่ข้างเคียงเกิดขึ้นด้วย แต่ถ้าใช้เครื่องมือสเปกตรัมอะนาไลเซอร์ (Spectrum Analyzer) วิเคราะห์สัญญาณของแอมพลิจูดมอดูเลชัน (Amplitude Modulation) จะได้รูปกราฟของฟริควเอนซีโดเมน (Frequency Domain) ไม่วาร์ณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากนำไปใช้

ผังรูป 2.4



รูปที่ 2.4 สัญญาณแอมพลิจูดมอดูเลชันในแกนความถี่

จากรูปที่ 2.4 ทำให้ทราบว่าสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตจะมีความถี่ใกล้เคียงเกิดขึ้นด้วยทั้งด้านบนและด้านล่างของความถี่พาหะ (Carrier) และจะได้ว่า AM ใช้ความกว้างของแถบสัญญาณหรือที่เรียกว่า Bandwidth เป็นจำนวนสองเท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณข้อมูล ถ้าหากสัญญาณข้อมูลมีความถี่  $f_m = 5\text{kHz}$  จะได้ว่าต้องใช้แบนด์วิดท์ เท่ากับ 10 kHz สำหรับสัญญาณ AM

เมื่อพิจารณาถึงกำลัง (Power) ที่ส่งออกอากาศ จะประกอบด้วยกำลังของคลื่นพาหะบวกกับกำลังของคลื่นความถี่ข้างเคียงทั้งสองด้าน (Sidebands) เนื่องจากกำลังส่งของความถี่ข้างเคียงมีค่าขึ้นอยู่กับค่าของดัชนีมอดูเลชัน ( $m$ : Modulation Index) และค่าของกำลังส่งของ Sideband มีค่าดังนี้

$$P_{(LSB)} = P_{(USB)} = P_c(m)^2 / 4$$

เมื่อ  $P_c$  = ค่ากำลังส่งของสัญญาณพาหะ (Carrier)

$P_{(LSB)}$  = ค่ากำลังส่งของสัญญาณด้านที่ต่ำกว่าสัญญาณพาหะ

$P_{(USB)}$  = ค่ากำลังส่งของสัญญาณด้านที่สูงกว่าสัญญาณพาหะ

จากสมการของกำลังข้างต้นทำให้ทราบว่ายิ่งเปอร์เซ็นต์มอดูเลชันยิ่งสูงมากเท่าใด กำลังส่งของสัญญาณข้างเคียงก็จะยิ่งสูงมากขึ้น ทำให้การรับและการส่งสัญญาณดีขึ้น

แม้ว่า AM จะมีความง่ายและได้ผลที่ดีวิธีหนึ่ง แต่ก็เป็นการส่งสัญญาณที่ไม่ค่อยมีประสิทธิภาพ หากพิจารณาจากกำลังส่งทั้งหมด เมื่อ  $P_t$  = กำลังส่งสัญญาณทั้งหมด

$$P_t = P_c + P_{(LSB)} + P_{(USB)}$$

$$P_t = P_c + P_c(m)^2 / 4 + P_c(m)^2 / 4$$

ที่  $m = 1$  หรือ 100% มอดูเลชันจะได้สัญญาณ Sidebands ที่มีกำลังสูงสุด

$$P_t = P_c + P_c / 2$$

หากกำลังส่งของสัญญาณพาหะ (Carrier) เป็น 100 Watt กำลังส่งของสัญญาณไซด์แบนด์จะมีค่า 50 Watt จากผลรวมทั้งหมด 150 Watt ซึ่งเป็นสัญญาณข้อมูลเพียง 50 Watt มีการสูญเสียไปกับกำลัง

ส่งของสัญญาณพาหะถึง 2 ใน 3 ของพลังงานทั้งหมด โดยที่ไม่มีข้อมูลใดๆ อยู่ในสัญญาณนี้เลยด้วยสาเหตุข้างต้นจึงมีการลดหรือเอาสัญญาณพาหะออกไป ซึ่งเรียกว่าการซบเพรสชัน (Suppression) ทำให้สัญญาณที่ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้มีเฉพาะสัญญาณไซด์แบนด์ สัญญาณ AM ที่มีการเอาสัญญาณพาหะออก เรียกว่าดับเบิลไซด์แบนด์ซัพเพรสส์แคร์เรียร์ (Double sideband suppressed carrier : DSSC หรือ DSB) วงจรที่ใช้ในการสร้างสัญญาณ DSB เรียกว่าบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balanced Modulator) ด้วยการใช้ DSB จะทำให้กำลังถูกใส่ลงในสัญญาณ Sideband ได้มากขึ้น

และหากพิจารณาต่อไปอีกจะพบว่าสัญญาณข้อมูลนั้นมีอยู่ข้างกันทั้งความถี่ด้านบน (Upper Sideband) และความถี่ด้านล่าง (Lower Sideband) จึงมีการคิดค้นให้ส่งสัญญาณเพียงข้างเดียวข้างเดียว เรียกว่าซิงเกิลไซด์แบนด์ซัพเพรสส์แคร์เรียร์ (Single Sideband Suppressed Carrier SSSC หรือ SSB) เมื่อมีการใช้สัญญาณเพียงข้างเดียวทำให้สามารถประหยัดการครอบครองแถบความถี่ (Spectrum) ไปได้ครึ่งหนึ่ง จากเดิมที่สัญญาณ AM ต้องการใช้

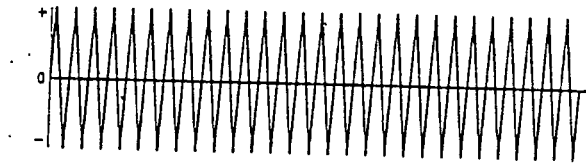
ทั้ง DSB และ SSB มีประสิทธิภาพที่มากกว่าในแง่ของกำลังส่งที่ใช้ เนื่องจากมีการประหยัดกำลังส่งของสัญญาณพาหะ ทำให้สามารถนำกำลังส่งไปใส่เพิ่มในไซด์แบนด์ได้

สิ่งที่เกี่ยวข้องกับมอดูเลชันทางความถี่อีกเรื่องหนึ่งคือ ฟริควเอนซีคอนเวอร์ชัน (Frequency Conversion) เป็นการแปลงสัญญาณข้อมูลหรือเสียงพูดไปยังความถี่ที่สูงหรือต่ำกว่า ในขณะที่ยังคงรักษาข้อมูลเบื้องต้นไว้ทั้งหมด เป็นเพียงการแปลงสัญญาณข้อมูลหรือเสียงพูดไปยังความถี่ที่สูงหรือต่ำกว่า ในขณะที่ยังคงรักษาข้อมูลเบื้องต้นไว้ทั้งหมด เป็นเพียงการเลื่อนความถี่ไปเท่านั้น ในการแปลงความถี่ที่สูงขึ้นนั้นมีการใช้งานในการส่งสัญญาณออกอากาศ ส่วนในการแปลงความถี่ให้ต่ำลงนั้นมักมีใช้ในเครื่องรับวิทยุ เพื่อให้สามารถเลือกช่องสัญญาณ (Selectivity) ได้สะดวกขึ้น และเพิ่มค่ากำลังขยาย (Gain) ให้ดีขึ้น ซึ่งฟริควเอนซีคอนเวอร์ชันก็เป็นรูปแบบหนึ่งของแอมพลิฟิเคชัน และกระทำได้โดยใช้วงจรที่เรียกว่ามิกเซอร์ (Mixer) ในอุปกรณ์บางชนิด มิกเซอร์หมายถึงตัวแปลง (Converter) และฟังก์ชันการทำงานของมิกเซอร์เรียกว่า เฮเทอโรไดน์นิง (Heterodyning)

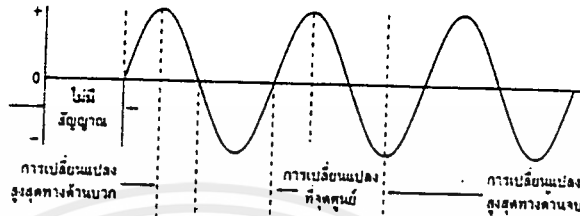
## 2.7 การมอดูเลชันทางมุม (Angle Modulation)

การมอดูเลชันทางมุมจะแบ่งได้เป็นอีกสองวิธีคือ การมอดูเลชันทางความถี่ (Frequency Modulation) และ การมอดูเลชันทางเฟส (Phase Modulation)

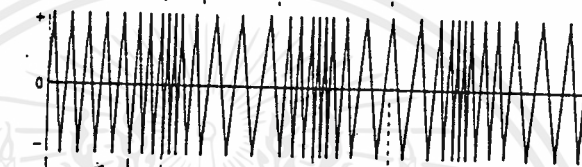
(ก) สัญญาณพาหะ



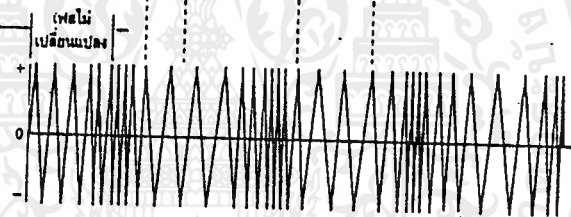
(ข) สัญญาณข้อมูล



(ค) สัญญาณ FM



(ง) สัญญาณ PM



รูปที่ 2.5 แสดงสัญญาณพาหะ สัญญาณข้อมูลและสัญญาณ FM และ PM

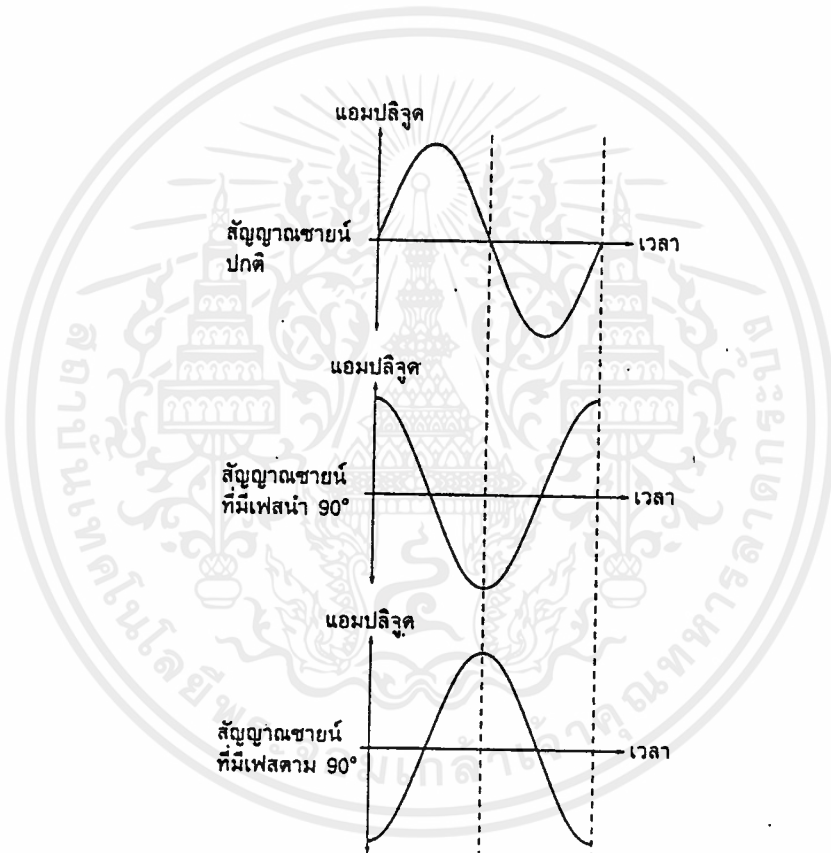
### 2.7.1 การมอดูเลชันทางความถี่ (Frequency Modulation)

เป็นการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณพาหะตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณข้อมูล โดยที่ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณยังคงที่ การเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณพาหะจะมีความสัมพันธ์กับค่าแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล เช่นเมื่อสัญญาณข้อมูลมีแอมพลิจูดสูงสัญญาณพาหะก็จะมีความถี่สูงขึ้นด้วย ขณะที่ไม่มีสัญญาณข้อมูลเข้ามาทำการมอดูเลตสัญญาณพาหะจะมีค่าความถี่กลางอยู่ค่าหนึ่งซึ่งเรียกว่าเซนเตอร์เฟรเควนซี (Center Frequency) เมื่อมีสัญญาณข้อมูลเข้ามาก็จะทำให้เกิดความถี่เปลี่ยนแปลงสูงขึ้นถูกเรียกว่าค่าความถี่เบี่ยงเบน (Frequency Deviation) ค่าสูงสุดของความถี่เบี่ยงเบนจะเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณข้อมูลมีแอมพลิจูดสูงสุด ความถี่ของสัญญาณข้อมูลจะเป็นตัวกำหนดให้ทราบถึงจำนวนครั้งในหนึ่งวินาทีที่เกิดการเบี่ยงเบนของความถี่ขึ้นไปสูงและต่ำกว่าค่าความถี่กลาง และอัตราดังกล่าวถูกเรียกว่าอัตราความถี่เบี่ยงเบน (Frequency Deviation Rate)

ความถี่ของสัญญาณข้อมูลจะมีผลต่ออัตราการใช้แบนด์วิดท์ความถี่ดังกล่าว แต่จะไม่มีผลต่อปริมาณของความถี่ที่ใช้ไปจากค่าความถี่กลางซึ่งขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลเท่านั้น

### 2.7.2. การมอดูเลชันทางเฟส ( Phase Modulation )

เป็นการเปลี่ยนแปลงปริมาณของการเลื่อนเฟส ( Phase shift ) ของความถี่คงที่ของสัญญาณพาหะตามสัญญาณข้อมูล การเลื่อนเฟสหมายถึงการเวลาที่แตกต่างกันระหว่างคลื่นไซน์สองลูกที่มีความถี่เดียวกัน คลื่นลูกหนึ่งที่มีเฟสนำ ( Leading ) หมายความว่า เป็นสัญญาณที่เวลาก่อนหน้าสัญญาณอีกลูกหนึ่ง หรือการที่มีเฟสตาม ( Lagging ) จะหมายความว่า เป็นสัญญาณที่เกิดที่เวลาหลังจากสัญญาณอีกลูกหนึ่ง ดังรูป 2.6



รูปที่ 2.6 สัญญาณไซน์ปกติ สัญญาณไซน์ที่มีเฟสนำ 90 องศาและสัญญาณไซน์ที่มีเฟสตาม 90 องศา

สำหรับการมอดูเลตทางเฟสนั้นการเปลี่ยนแปลงทางเฟสของสัญญาณพาหะจะขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล โดยการเปลี่ยนแปลงทางบวกของสัญญาณข้อมูลอาจทำให้เกิดการเลื่อนเฟสตาม ส่วนสัญญาณทางลบอาจทำให้เกิดการเลื่อนเฟสนำ เมื่อสัญญาณข้อมูลเพิ่มขึ้นทางบวก (โดยไม่เกี่ยวข้องกับปริมาณของแอมพลิจูด) ปริมาณของเฟสตามก็จะเพิ่มขึ้นพร้อมกับแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลสัญญาณพาหะก็จะถูกทำให้หน่วงเวลาไป เป็นผลให้สัญญาณที่ออกมาเป็นสัญญาณพาหะที่ความถี่คงที่ซึ่งถูกบีบอัดออก หรือไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

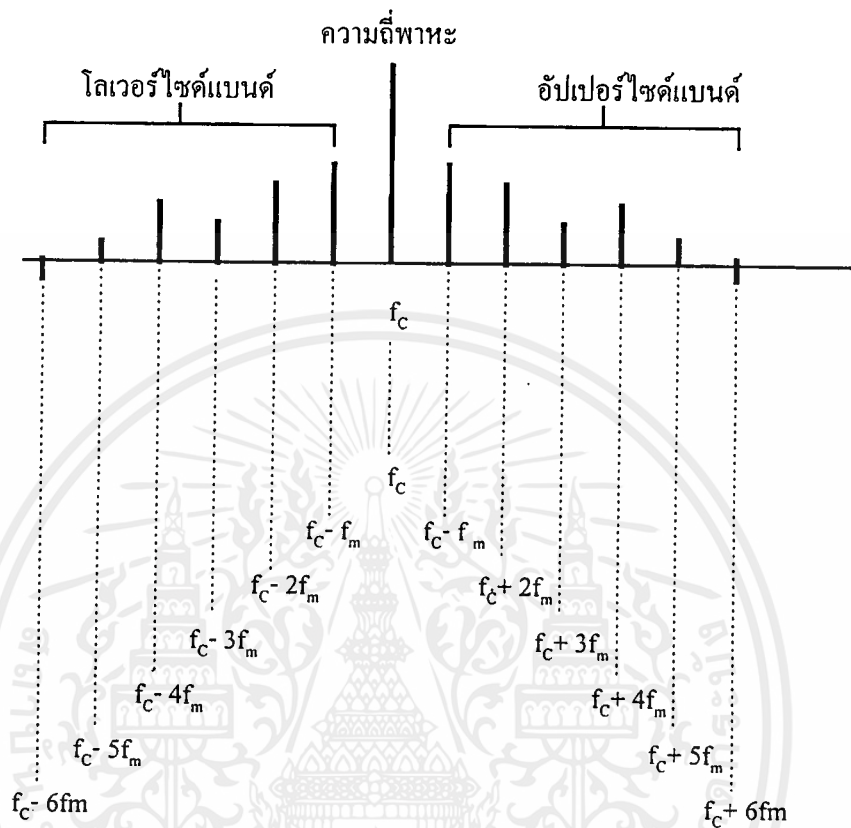
อาจกล่าวได้ว่าความถี่ต่ำลงเมื่อสัญญาณข้อมูลลดลงทางลบเฟสก็จะเปลี่ยนเป็นเฟสนำในช่วงนี้สัญญาณพาหะจะถูกเร่งความเร็วขึ้น นั่นคือความถี่ของพาหะก็จะสูงขึ้น จากปริมาณการเลื่อนเฟสมีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ของสัญญาณพาหะ เกิดเป็นการมอดูเลตทางความถี่โดยอ้อม (Indirect FM) ที่ได้จากการมอดูเลตทางเฟส (PM) แต่การมอดูเลตทางความถี่จะเกิดเมื่อการเลื่อนเฟสมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เท่านั้น หากไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเฟสการเปลี่ยนแปลงความถี่ก็จะไม่เกิดขึ้น หากพิจารณาสัญญาณข้อมูลขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มหรือลดแอมพลิจูด การเปลี่ยนแปลงความถี่จะเกิดขึ้นจากตัวมอดูเลตทางเฟสหรือตัวเลื่อนเฟส และหากสัญญาณข้อมูลไม่มีการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด สัญญาณพาหะจะไม่มี ความถี่เปลี่ยนแปลง จะเป็นสัญญาณความถี่เดิมที่ถูกเลื่อนเฟสไปค่าหนึ่งเท่านั้น

จากการมอดูเลตทางเฟสค่าเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุดจะปรากฏในช่วงที่สัญญาณข้อมูลมีการเปลี่ยนแปลงในอัตราสูงสุด เช่น ณ จุดที่สัญญาณข้อมูลรูปซายน์มีการเปลี่ยนค่าความต่างศักย์จากบวกไปหาลบหรือจากลบไปหาบวก หรือจุดที่สัญญาณตัดกับแกนเวลาและมีค่าความต่างศักย์เป็นศูนย์นั่นเอง แต่สำหรับการมอดูเลตทางความถี่ ค่าเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุดจะเกิดในช่วงที่แอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลมีค่าสูงสุดทั้งทางบวกและทางลบ ถึงแม้ว่าตัวมอดูเลตทางเฟสจะสร้างสัญญาณแบบมอดูเลตทางความถี่ (FM) แต่ค่าเบี่ยงเบนความถี่จะปรากฏที่คนละช่วงเวลากัน นั่นคือความแตกต่างของการมอดูเลตทั้งสองแบบ

ในการมอดูเลตทางเฟส (PM) ค่าของเฟสนำและเฟสตามทีมากที่สุดจะปรากฏที่แอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณข้อมูล และค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่สัญญาณขาออกของวงจรเลื่อนเฟสจะขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณข้อมูล ยิ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณมีค่าสูงมากค่าเบี่ยงเบนความถี่จะยิ่งมาก ทำให้พอจะสรุปได้ว่าในการมอดูเลตทางเฟสนั้นการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะจะขึ้นอยู่กับปัจจัยสองอย่างคือ ความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล ในขณะที่การมอดูเลตทางความถี่ (FM) จะมีค่าเบี่ยงเบนความถี่ขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลเพียงอย่างเดียว

### 2.7.3 ความถี่ข้างเคียงและดัชนีการมอดูเลชัน

ผลจากการมอดูเลตไม่ว่าด้วยวิธีการใดจะทำให้เกิดความถี่ข้างเคียงขึ้น ในการมอดูเลตทางความถี่และทางเฟสก็เกิดความถี่ข้างเคียงที่เป็นความถี่ ของผลรวมและผลต่างของสัญญาณพาหะและสัญญาณข้อมูลขึ้นเช่นกัน ตามทฤษฎีแล้วจะเกิดคู่ของความถี่ข้างเคียงขึ้นเป็นจำนวนอนันต์คู่ทั้งทางด้านบนและด้านล่างของความถี่กลาง ทำให้สัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางความถี่และเฟสมีการใช้งานแถบความถี่ (Spectrum) มากกว่าสัญญาณที่มอดูเลตทางแอมพลิจูด ดังรูป 2.7



รูปที่ 2.7 แสดงแถบความถี่ของสัญญาณ FM

จากรูปจะเห็นว่าแถบความถี่ของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยทั่วไป ที่สัญญาณพาหะถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณรูปซายน์ที่มีความถี่เดียว จะเห็นว่าความถี่ข้างเคียงจะเว้นระยะห่างจากสัญญาณความถี่พาหะ และความถี่ข้างเคียงด้วยกันเป็นระยะเท่า ๆ กัน เท่ากับความถี่สัญญาณข้อมูล และแอมพลิจูดของสัญญาณข้างเคียงไม่เท่ากัน หากสมมติว่าสัญญาณความถี่ข้างเคียงต่าง ๆ เป็นสัญญาณรูปซายน์ที่มีความถี่และแอมพลิจูดเฉพาะตัว เมื่อนำมารวมกันจะได้ผลลัพธ์เป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางความถี่นั่นเอง

ลักษณะต่าง ๆ ของจำนวนความถี่ข้างเคียง ขนาดแอมพลิจูดของความถี่ข้างเคียง และระยะห่างระหว่างถี่จะขึ้นอยู่กับค่าเบี่ยงเบนความถี่ (Frequency Deviation) และความถี่ของสัญญาณข้อมูล แม้ว่าสัญญาณมอดูเลชันทางความถี่จะมีความถี่ข้างเคียงจำนวนอนันต์ แต่ความถี่ข้างเคียงที่มีแอมพลิจูดสูงเพียงพอเท่านั้นจึงจะถือว่าเป็นสัญญาณที่มีข้อมูลอยู่ โดยปกติสัญญาณที่มีแอมพลิจูดต่ำกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของสัญญาณพาหะที่ยังไม่ถูกมอดูเลตจะถือว่าไม่มีความสำคัญ

จากความสัมพันธ์ข้างต้น ทำให้เกิดอัตราส่วนระหว่างค่าเบี่ยงเบนความถี่กับความถี่ของสัญญาณข้อมูล ซึ่งเรียกว่าดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index : m)

$$m = f_d / f_m$$

เมื่อ  $f_d$  = ค่าความถี่เบี่ยงเบน

$f_m$  = ความถี่ของสัญญาณข้อมูล

ตารางที่ 2.1 แสดงแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะและสัญญาณไซด์แบนด์ตามค่าดัชนีการมอดูเลชันคำนวณตามฟังก์ชันเบสเซลล์

ดัชนีมอดูเลชัน	พาหะ	ไซด์แบนด์ (เป็นคู่)															
		1st	2d	3d	4th	5th	6th	7th	8th	9th	10th	11th	12th	13th	14th	15th	16th
0.00	1.00	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.50	0.94	0.24	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.00	0.77	0.44	0.11	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.50	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.00	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.50	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3.00	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4.00	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-
5.00	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-
6.00	0.15	-0.28	-0.24	0.11	0.36	0.25	0.25	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-	-
7.00	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.34	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-
8.00	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.34	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	-	-	-	-	-
9.00	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	0.20	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-	-
10.00	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.01	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-
12.00	-0.05	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.00	-0.01	0.21	0.04	0.19	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12

ค่าเบี่ยงเบนความถี่และค่าความถี่ของสัญญาณข้อมูลมักจะใช้ค่ามากที่สุด เพื่อนำมาคำนวณดัชนีการมอดูเลต และนอกจากนั้นค่าดัชนีดังกล่าวก็ถูกเรียกว่าอัตราการเบี่ยงเบนด้วย

สัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางความถี่ (FM) จะใช้แถบความถี่กว้างเท่าใดนั้นก็ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต หากค่าดัชนีการมอดูเลตมากก็จะใช้แถบความถี่กว้างมาก ดังนั้นสามารถประหยัดแถบความถี่ได้ด้วยวิธีการจำกัดค่าของดัชนีการมอดูเลต ความกว้างของแถบความถี่สามารถหาได้จากค่าดัชนีการมอดูเลตและผลจากตารางที่ 2.1 ดังสมการดังนี้

แถบความถี่กว้างของความถี่ (Bandwidth) =  $2 f_m \times$  จำนวนของความถี่ข้างเคียงที่สำคัญ เมื่อ  $f_m$  = ความถี่ของสัญญาณข้อมูล

## 2.8 เครื่องส่งสัญญาณคลื่นวิทยุ (Radio Transmitters)

จุดเริ่มต้นของการส่งคลื่นวิทยุ นั้นประกอบด้วย การสร้างสัญญาณที่เป็นสื่อหรือพาหะที่เรียกว่า แครีเรียร์เจเนอเรชัน (Carrier generation). นำสัญญาณมอดูเลตกับสัญญาณข้อมูลหรือเสียง แล้วจึงทำการเอกซการนี้เป็นเอกซการที่สวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกซการทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขยายสัญญาณเพื่อส่งออกไปยังสายอากาศหรือตัวนำคลื่นเป็นสัญญาณความถี่วิทยุ (RF) ขอบข่ายตัวอย่างเช่น เครื่องส่งสัญญาณรหัสมอร์สหรือเครื่องส่งสัญญาณแบบคลื่นต่อเนื่อง (CW, Continuous Wave) ที่ให้สัญญาณแบบสั้นและยาวที่เรียกว่าดอตส์แอนด์แดชส์ (Dots and Dashes) โดยมีวงจรสร้างสัญญาณพาหะก็คือออสซิลเลเตอร์ ซึ่งต่อเชื่อมเข้ากับวงจรขยายเพื่อเพิ่มกำลังส่งออกไปกับสายอากาศ ส่วนที่สร้างสัญญาณข้อมูลเพียงต่อสัญญาณที่ได้จากออสซิลเลเตอร์เข้ากับสวิตช์แบบกดติดปล่อยดับ ที่ต่อสัญญาณลงกราวด์ จากตัวอย่างดังกล่าว ทำให้พอที่จะมองภาพของส่วนประกอบของเครื่องส่งสัญญาณได้ดังนี้

**2.8.1. วงจรสร้างสัญญาณพาหะ (Carrier Generator)** โดยส่วนมากจะเป็นวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator) ซึ่งจะให้สัญญาณความถี่ที่ต้องการได้เที่ยงตรงและมีเสถียรภาพดี โดยส่วนมากมักมีการต่อวงจรขยายแบบบัพเฟออร์เข้าไปเพื่อแยกวงจรออสซิลเลเตอร์ออกจากโหลด เป็นการป้องกันการเปลี่ยนความถี่เนื่องจากค่าโหลดของวงจรออสซิลเลเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงไป

**2.8.2 วงจรมอดูเลตสัญญาณ (Modulator)** ทำการแปลงคุณสมบัติของสัญญาณพาหะให้มีลักษณะตามการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลหรือเสียงพูดที่ต้องการส่ง จากตัวอย่างข้างต้นก็เสมือนกับสวิตช์ที่ต่อลงกราวด์ หรือจะเป็นวงจรมอดูเลตในวิธีการต่าง ๆ เช่นแอมพลิจูดมอดูเลชัน (AM) หรือเฟรีควენซีมอดูเลชัน (FM) ดังที่ได้กล่าวในหัวข้อที่ผ่านมา

**2.8.3 วงจรขยาย (Amplifier)** เป็นการขยายสัญญาณในรูปแบบต่าง ๆ ในขั้นตอนที่ต่างกัน ตัวอย่างเช่นวงจรขยายภาคสุดท้ายก่อนที่จะออกไปที่สายอากาศ สำหรับวงจรขยายมีการจัดออกเป็นหลายแบบมีการเรียกเป็นคลาส (Class) ตามวิธีการไบแอสวงจรขยาย ดังต่อไปนี้

**2.8.3.1 วงจรขยายคลาสเอ (Class A)** เป็นวงจรขยายที่ต่อทรานซิสเตอร์แบบที่มีการไบแอสให้วงจรทรานซิสเตอร์มีกระแสไหลผ่านขาคอลเลคเตอร์ (Collector) หรือที่เรียกว่ากระแสเดรน (Drain Current) ตลอดเวลา เป็นวงจรขยายแบบเชิงเส้น (Linear Amplifier) เนื่องจากสัญญาณที่ได้ในขาออกเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสัญญาณขาเข้า แต่วงจรคลาสเอก็เป็นวงจรขยายที่ไม่ค่อยมีประสิทธิภาพ เนื่องจากวงจรมีการขยายสัญญาณโดยทำงานตลอดทุกคลื่นสัญญาณขาเข้า หรือที่เรียกว่าครบ 360 องศา ดังนั้นวงจรขยายคลาสเอจึงไม่เหมาะที่จะเป็นวงจรขยายกำลัง (Power Amplifier) เพราะโดยปกติมักใช้ในวงจรขยายขั้นต้นที่มีสัญญาณความต่างศักย์ต่ำหรือวงจรขยายกำลังต่ำ (Low - power Amplifier) ตัวอย่างเช่นวงจรขยายแบบบัพเฟออร์ (Buffer Amplifier)

**2.8.3.2 วงจรขยายคลาสบี (Class B)** เป็นวงจรขยายที่ต่อทรานซิสเตอร์แบบที่มีการไบแอสให้ทรานซิสเตอร์อยู่ในช่วงคัตออฟ (Cutoff) เป็นภาวะที่ไม่มีกระแสไหล โดยปรกติเมื่อไม่มีสัญญาณขาเข้าก็จะไม่มีกระแสไหลที่กระแสไหลที่ขาคอลเลคเตอร์ ตัวทรานซิสเตอร์จะทำงานนำกระแสเพียงช่วงครึ่งลูกของสัญญาณขาเข้าที่ต้องการขยายสัญญาณเต็มลูกคลื่นจึงมีการต่อวงจรแบบที่เรียกว่าพุชแอนด์พูล (Push and Pull) โดยใช้วงจรขยายคลาสบีสองชุดทำงานทั้งในช่วงสัญญาณบวกและสัญญาณลบสลับต่อเนื่องกันไป วงจรขยายคลาสบีมีประสิทธิภาพดีกว่าวงจรขยายคลาสเอ เนื่องจากการไหลของกระแสไฟจะเกิดเพียงช่วงหนึ่งของสัญญาณเท่านั้น ซึ่งเหมาะสำหรับวงจรขยายกำลัง (Power Amplifier) แต่สัญญาณที่ได้ก็ยังมีคามเพี้ยนผิดรูปแบบ (Distortion) ไป ดังนั้นจึงมีการต่อวงจรขยายแบบพุชแอนด์พูลเพื่อลดความเพี้ยนของสัญญาณด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.3.3 วงจรขยายคลาสเอบี (Class AB) เป็นวงจรขยายที่มีการไบแอสทรานซิสเตอร์ให้อยู่ในช่วงที่เกือบจะกัตออฟ (Cutoff) จึงมีกระแสไหลที่ขาคอลเลกเตอร์เพียงเล็กน้อย ทำให้เมื่อมีสัญญาณขาเข้าเข้ามาถึงก็จะทำงานในช่วงของสัญญาณที่มากกว่า 180 องศา แต่ไม่ถึง 360 องศาของลูกคลื่นไซน์และก็มีมีการต่อใช้ในรูปแบบของวงจรขยายแบบพุ่มแอนด์พูลเช่นเดียวกับคลาสบี ซึ่งทำให้มีความเพี้ยน (Distortion) ของสัญญาณน้อยกว่าในแบบคลาสบี นั่นคือมีความเป็นเชิงเส้นมากกว่า แต่ก็ยังมีประสิทธิภาพน้อยกว่าในแบบคลาสบี

วงจรขยายในแบบคลาสเอ, คลาสบี และคลาสเอบี เป็นวงจรขยายเชิงเส้นที่มักใช้ในการขยายสัญญาณคลื่นวิทยุที่มีการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด เช่นวงจรขยาย AM แบบกำลังต่ำหรือแบบซิงเกิลไซด์แบนด์ (SSB, Single SideBand) วงจรขยายแบบไม่เชิงเส้นเช่นวงจรขยายคลาสซี (Class C) ที่เป็นวงจรซึ่งใช้มากในเครื่องส่งแบบ AM แลพ FM สำหรับการขยายกำลัง (Power Amplifier) ในรูปของวงจรรขับ (Driver), วงจรควบคุมความถี่ (Frequency) และวงจรขยายภาคสุดท้าย (Final Amplifier)

2.8.3.4 วงจรขยายคลาสซี (Class C) เป็นวงจรทรานซิสเตอร์ที่ถูกไบแอสที่ทำให้มีการนำสัญญาณเพียงส่วนที่น้อยกว่า 180 องศาของลูกคลื่นไซน์ขาเข้า วิธีการไบแอสทรานซิสเตอร์สำหรับคลาสซีมีอยู่ด้วยกัน 3 วิธี คือ ไบแอสด้วยสัญญาณ (Signal Bias), ไบแอสด้วยวงจรภายนอก (External Bias), ไบแอสด้วยตนเอง (Self Bias) และปกติมีมุมช่วงทำงานของวงจรอยู่ในช่วง 90 องศาถึง 150 องศา นั่นหมายถึงมีเพียงสัญญาณเพียงพัลส์เล็ก ๆ เท่านั้นออกมาที่ขาออก ดังนั้นการทำให้มีสัญญาณขยายเต็มลูกคลื่นจะต้องมีการนำวงจรเรโซแนนซ์ (Resonant Tuned circuit) มาต่อเข้าที่ขาออกเพื่อที่จะได้สัญญาณลูกคลื่นไซน์เต็มลูกคลื่น ตัวอย่างเช่นการทำงานของวงจรแบบคู่ขนาน (Parallel Tuned Circuit) ที่จะให้กำเนิดสัญญาณความถี่ที่ความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อใดก็ตามที่ได้รับสัญญาณพัลส์จากวงจรขยาย วงจรแบบคู่ขนานประกอบไปด้วยคาปาซิเตอร์ และลวดตัวนำ เมื่อได้รับสัญญาณพัลส์ก็จะเกิดการถ่ายทอดพลังงานระหว่างคาปาซิเตอร์และตัวนำ ซึ่งเรียกว่าปรากฏการณ์ฟลายวีล (Fly Wheel Effect) ซึ่งจะสร้างสัญญาณลูกคลื่นไซน์ที่มีความถี่เรโซแนนซ์ ขณะเดียวกันสามารถใช้เป็นวงจรควบคุมความถี่ก็ได้ โดยการต่อเข้ากับวงจรเรโซแนนซ์ที่สร้างความถี่ที่เป็นจำนวนเต็มเท่าของสัญญาณความถี่ขาเข้า และที่เหนือกว่าคลาสอื่น ๆ ก็คือคลาสซีมีการขยายสัญญาณขาเข้าเพียงช่วงสั้น ๆ เท่านั้น ดังนั้นจึงมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุดในบรรดาวงจรขยายทั้งหมด

2.8.4 วงจรอิมพีแดนซ์แมตชิ่ง (Impedance Matching circuit) เป็นวงจรที่ใช้สำหรับเชื่อมต่อระหว่างวงจรขยายความถี่วิทยุ (RF amplifier) ในแต่ละภาคเพื่อให้ได้กำลังส่งที่มากที่สุด การที่จะทำให้มีการถ่ายพลังงานมากที่สุดจากวงจรขยายชุดหนึ่งไปยังอีกชุดหนึ่งจะต้องมีค่าของอิมพีแดนซ์ของวงจรแรกเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรถัดไป วงจรอิมพีแดนซ์แมตชิ่งโดยทั่วไปเป็นวงจรของตัวนำและตัวเก็บประจุ LC (Inductors and Capacitors) ที่มีรูปแบบการต่อต่างๆ กัน เช่นโครงข่ายรูป L และ โครงข่ายรูป T หรืออาจจะเป็นหม้อแปลงรูปโดนัทที่เป็นแกนเหล็กเรียกว่าทอรอยด์ (Toroid)

2.8.5 วงจรกระบวนการเสียง (Speech Processing Circuit) เป็นวงจรอีกส่วนหนึ่งซึ่งทำหน้าที่เกี่ยวกับเสียงในระบบของเครื่องส่ง เช่นในเครื่องส่งอาจมีวงจรที่ใช้สำหรับป้องกันการมอดูเลชันมากเกินไป (Over Modulation) หรือตัวอย่างของวงจรกระบวนการเสียง เช่นวงจรจำกัดขนาดของเสียง (Voice Clipper) ซึ่งใช้ไดโอดในการลดแอมพลิจูดของสัญญาณในการมอดูเลตสัญญาณเสียงอนุญาตให้หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## 2.9 เครื่องรับสัญญาณ (Communications Receivers)

หน้าที่ของเครื่องรับสัญญาณคือทำการเลือกช่องสัญญาณที่ต้องการออกมาจากสัญญาณอื่น ๆ ที่ถูกส่งออกมาในอากาศ และขยายสัญญาณกลับไปเป็นสัญญาณข้อมูลที่ส่งมาได้ โดยปกติเครื่องรับจะมีปัจจัย 2 ประการที่ต้องคำนึงถึงดังนี้

2.9.1. ค่าซีเล็กติวิตี (Selectivity) หมายถึงความสามารถในการรับสัญญาณโดยเลือกเอาเฉพาะช่องสัญญาณที่ต้องการเข้ามาเท่านั้น หากค่าเครื่องรับสัญญาณมีค่าซีเล็กติวิตี (Selectivity) ที่ดีก็จะสามารถรับสัญญาณช่องที่ต้องการและกำจัดช่องสัญญาณข้างเคียงออกไปได้

2.9.2 ค่าเซนซิวิตี (Sensitivity) หมายถึงความสามารถในการรับสัญญาณที่ต้องการที่มีขนาดเล็กหรือสัญญาณอ่อนแล้วนำมาขยายให้ได้สัญญาณที่มีความแรงมากขึ้น โดยปกติค่าเซนซิวิตีจะแสดงถึงการขยายสัญญาณด้วย นั่นก็ยังมีกำลังขยายมากค่าเซนซิวิตีก็ยิ่งดี และจะแสดงอยู่ในรูปของค่าแรงดันของสัญญาณขาเข้าที่มีขนาดเล็กที่สุดซึ่งจะสามารถขยายสัญญาณได้มากกว่า 10 เท่าของสัญญาณรบกวน

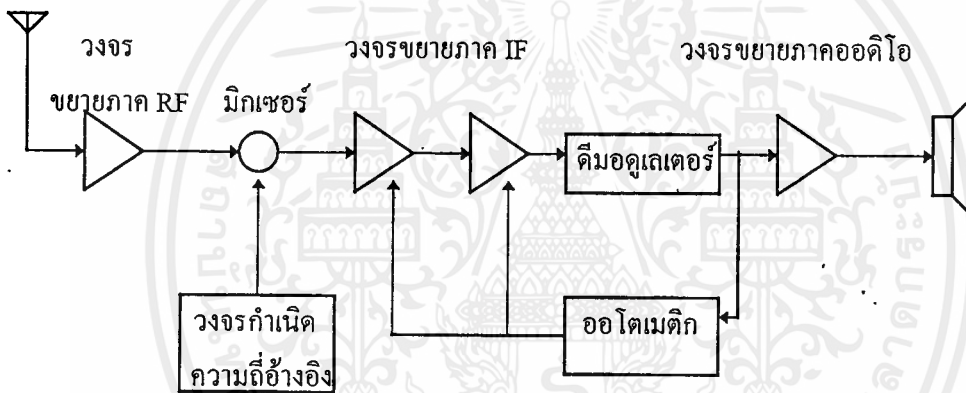
สำหรับเครื่องรับที่มีรูปแบบง่ายได้แก่เครื่องแบบจูนความถี่วิทยุ TRF (Tuned radio frequency receiver) ซึ่งมีการทำงานดังนี้ สัญญาณที่รับเข้ามาทางสายอากาศจะถูกต่อเข้ากับวงจรจูนซึ่งมีการต่อกับวงจรขยายที่เป็นวงจรสำหรับภาคความถี่ย่านคลื่นวิทยุ วงจรจูนอาจมีการต่อขนานกันหลายชั้น ซึ่งจะช่วยให้ค่าซีเล็กติวิตีให้กับเครื่องรับ ส่วนวงจรขยายสัญญาณภาคความถี่ย่านคลื่นวิทยุ (RF Radio Frequency Amplifier) ก็ได้ช่วยให้เครื่องรับมีค่าเซนซิวิตีดีขึ้น เป็นการขยายสัญญาณที่รับเข้ามาก่อนที่จะนำไปเข้าวงจรตรวจจับสัญญาณ (Detector) ผลที่ได้ก็จะเป็นสัญญาณข้อมูลหรือสัญญาณเสียงที่สามารถนำมาขยายต่อในวงจรขยายภาคสัญญาณความถี่เสียง (AF Audio frequency Amplifier) ให้ได้สัญญาณออกมาที่ลำโพง วงจรเครื่องรับในแบบ TRF นั้นยังมีความยุ่งยากในการปรับความถี่มากเนื่องจากการปรับวงจรจูนที่มีหลายชุดต่อ ๆ กัน จะต้องทำการปรับหลายครั้ง ต่อมาในภายหลังจึงมีการต่อวงจรจูนหลายๆ ชุดเข้าด้วยกัน ทำให้การปรับเครื่องรับสัญญาณง่ายขึ้น ปัญหาที่สำคัญอีกอย่างของเครื่องรับสัญญาณแบบ TRF ก็คือค่าซีเล็กติวิตีจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าของความถี่ของสัญญาณที่สูงขึ้น ค่าซีเล็กติวิตีจะมีค่าที่ความถี่ต่ำ

เครื่องรับที่มีการแก้ไขปัญหาย่างดีได้อย่างดีก็คือเครื่องรับในแบบที่เรียกว่าซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (Superheterodyne) หลักการของวงจรซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ก็คือการแปลงความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาให้เป็นความถี่ค่ากลางค่าหนึ่งซึ่งเรียกว่าความถี่ไอเอฟ (IF Intermediate Frequency)

วงจรซูเปอร์เฮเทอโรไดน์สามารถใช้วงจรขยายเพียงชุดเดียวก็สามารถให้ค่าซีเล็กติวิตีและค่าเซนซิวิตีที่ดีได้ วงจรหลักในเครื่องรับซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ก็คือวงจรมิกเซอร์ ซึ่งทำการแปลงความถี่ของสัญญาณที่เข้ามา โปรคเจอร์รูปโคอะแกรมของวงจรซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ดังรูปที่ 2.8

วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุให้กำลังขยายและค่าซีเล็กติวิตีในช่วงแรกๆ ที่เรียกกันว่าปริซีเล็กเตอร์ (Preselector) ถัดมาในภาคที่สองเป็นวงจรจูน (Tuned Circuit) สำหรับช่วยในการเลือกสัญญาณที่ต้องการหรือช่วงสัญญาณที่ต้องการ วงจรจูนอาจสร้างให้มีค่า Q สูงๆ ทำให้มีค่าซีเล็กติวิตีดีขึ้น แต่โดยปกติแล้ววงจรจูนในภาคนี้มักต้องทำงานในช่วงความถี่กว้าง เพื่อให้สามารถรับสัญญาณได้หลายช่อง ในเครื่องรับบาง

เครื่องอาจไม่ใช้วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุในชุดแรกเนื่องจากไม่มีความจำเป็น เพราะความแรงของสัญญาณที่ได้รับอาจมีมากอยู่แล้ว เช่นในสัญญาณความถี่ต่ำแต่ละจะไปขยายสัญญาณอีกครั้งในภาคความถี่ตัวกลาง (IF amplifier) แต่โดยทั่วไปจะเป็นการดีกว่าที่จะมีวงจรขยายความถี่วิทยุอยู่เพื่อเพิ่มค่าเซนซิวิตี เนื่องจากจะได้กำลังขยายมากขึ้นและเพิ่มค่าซีเล็กติวิตีเพราะเป็นวงจรถูกอยู่ด้วยส่วนหนึ่ง และทำให้อัตราส่วนของสัญญาณที่ต้องการต่อสัญญาณรบกวนมากขึ้นด้วย (Signal / Noise Ratio) อีกเหตุผลหนึ่งที่ควรจะมีวงจรขยายความถี่วิทยุเพราะจะช่วยแยกสัญญาณรบกวนที่อาจจะเกิดขึ้นได้กับเครื่องรับข้างเคียงที่เป็นผลมาจากการแพร่กระจายของสัญญาณจากวงจรโลกคอลลอส ซิลเลเตอร์ (Local Oscillator) ที่อาจผ่านไปทางสายอากาศได้ สัญญาณจากโลกคอลลอสซิลเลเตอร์มีความแรงมากอาจจะรั่วไหลและไปเข้าที่ขาเข้าของวงจรมิกเซอร์ได้ ในการสร้างวงจรถยายและวงจรมิกเซอร์หากใช้อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ชนิดมอสเฟต (MOSFET) ก็จะช่วยลดสัญญาณรบกวนได้ดีกว่าอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์แบบไบโพล่า (Bipolar Transistor)



รูปที่ 2.8 วงจรซูเปอร์เฮตเทอโรไดน์

สัญญาณที่ได้ออกมาจากมิกเซอร์จะเป็นผลรวมและผลต่างของความถี่ของสัญญาณขาเข้าและสัญญาณความถี่ที่จาก LO และจะมีวงจรถอยซึ่งเป็นวงจรถองเพื่อเลือกเอาสัญญาณผลต่างของความถี่ที่ต้องการออกมา นั่นคือค่าความถี่กลาง (Intermediate Frequency) วงจรของมิกเซอร์อาจสร้างจากไดโอดหรือบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balanced Modulator) สำหรับเครื่องรับที่สามารถรับสัญญาณได้ในช่วงความถี่หนึ่ง ๆ วงจร LO จะต้องสามารถ ฐนได้ ความถี่ของวงจรต้องสามารถเปลี่ยนได้ในช่วงความถี่ที่ค่อนข้างกว้าง เพื่อที่จะทำให้วงจรมิกเซอร์สามารถแปลงความถี่ที่เข้ามาให้เป็นความถี่กลาง IF ได้ ในวงจรทั่วไปมิกเซอร์และ LO จะเป็นวงจรแยกกัน แต่สำหรับวงจรความถี่ต่ำมิกเซอร์อาจจะรวมกับ LO ได้ ซึ่งเรียกว่าเป็นวงจรถแปลง (Converter)

สัญญาณขาออกของมิกเซอร์เป็นสัญญาณที่ความถี่กลาง (Intermediate Frequency) ซึ่งมีคุณสมบัติของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตจากทางด้านเครื่องส่งเช่นเดียวกับสัญญาณที่ถูกส่งมาจะถูกขยายโดยวงจรขยายความถี่กลางอีกหลายชุด และในเครื่องรับส่วนใหญ่จะมีวงจรถยายอยู่ในภาคความถี่กลางนี้เมื่อ IF มักอยู่ในช่วงความถี่ไม่กว้างนักทีเดียว ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ต่ำกว่าสัญญาณขาเข้า วงจรขยายความถี่กลางก็จะถูกออกแบบได้ง่ายกว่าและมีค่าซีเล็กติวิตีดีกว่า พร้อมกันนี้ ก็จะมีการสร้างวงจรในภาคนี้ด้วย ซึ่งก็จะให้ค่าซีเล็กติวิตีที่ขึ้นอีกระดับหนึ่ง วงจรในที่นี่ก็คือวงจรออกแบบคริสตอล (Crystal) , เมคานิคอล (Mechanical) และแบบเซรามิก (Ceramic)

สัญญาณ IF จะถูกส่งต่อไปเข้าวงจรตรวจจับหรือดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator) ซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณที่เข้ามาให้กลับคืนเป็นสัญญาณข้อมูลเดิมหรือคือเสียงพูดจากต้นทาง ผลลัพธ์เป็นสัญญาณที่ได้มักจะถูกต่อเข้ามาให้กลับคืนเป็นสัญญาณข้อมูลเดิมหรือคือเสียงพูดจากต้นทาง ผลลัพธ์เป็นสัญญาณที่ได้มักจะถูกต่อเข้ากับวงจรขยายสัญญาณคลื่นถี่เสียง (Audio amplifier) เพื่อให้ได้ค่าความแรงของสัญญาณที่เพียงพอจะออกไปที่ลำโพง

วงจรที่สำคัญอีกชุดหนึ่งในเครื่องรับแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ก็คือ วงจรควบคุมกำลังขยายอัตโนมัติ AGC (Automatic Gain Control) ขนาดของสัญญาณที่ออกมาจากวงจรมอดูเลเตอร์จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับขนาดของสัญญาณขาเข้าที่รับเข้ามา สัญญาณที่ได้ออกมาเป็นสัญญาณในแบบไฟสลัปจะถูกปรับและกรองให้เป็นสัญญาณไฟตรง ซึ่งไฟตรงนี้จะถูกป้อนกลับ (Feed back) ไปยังวงจรขยายความถี่กลาง หรือในบางครั้งอาจเป็นวงจรขยายความถี่วิทยุ เพื่อควบคุมกำลังขยายของเครื่องรับวัตถุประสงค์ของ AGC ก็เพื่อช่วยควบคุมค่าผลลัพธ์ของสัญญาณขาออกให้คงที่ตลอดช่วงระดับของช่องสัญญาณคลื่นวิทยุที่เข้ามา

ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นวิทยุที่สายอากาศของเครื่องรับสามารถมีค่าตั้งแต่ระดับไมโครโวลต์ไปจนถึงระดับหลายโวลต์ ซึ่งแสดงถึงช่วงกว้างของสัญญาณที่เรียกว่าช่วงไดนามิก (Dynamic Range) โดยปกติเครื่องรับมักมีกำลังขยาย (Gain) เพื่อที่จะรับสัญญาณที่มีระดับอ่อนได้ดี แต่ถ้าหากสัญญาณขาเข้ามีแอมพลิจูดสูงมากก็จะทำให้วงจรขยายมากเกินไปเกิดโอเวอร์โหลด (Over Load) เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณและทำให้ไม่สามารถเข้าใจข้อความที่ถูกส่งมาได้ โดยการใช่วงจรควบคุมกำลังขยายอัตโนมัติ กำลังขยายโดยรวมของเครื่องรับจะสามารถปรับโดยอัตโนมัติขึ้นอยู่กับสัญญาณขาเข้า หากสัญญาณที่ออกมาหลังวงจรตรวจจับสูงมาก วงจร AGC จะให้กำเนิดสัญญาณไฟกระแสตรงที่มีค่าความต่างศักย์ค่าสูงค่าหนึ่งซึ่งจะถูกป้อนย้อนกลับไปลดกำลังขยายของวงจรขยายความถี่กลาง

ปัญหาที่พบและสำคัญมากในวงจรซูเปอร์เฮเทอโรไดน์เมื่อความถี่กลางมีค่าต่ำก็คือเรื่องของอิมเมจฟรีควเอนซี (Image Frequency) ซึ่งมีลักษณะเป็นความถี่ที่อยู่ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการแต่อยู่สูงขึ้นไปสองเท่าของความถี่กลาง IF และอยู่ต่ำลงมากกว่าความถี่ที่ต้องการสองเท่า เมื่อความถี่อิมเมจฟรีควเอนซีเข้ามาในวงจรมิกเซอร์และได้ผลลัพธ์ของสัญญาณความถี่กลางที่มีค่าความถี่เช่นเดียวกันกับสัญญาณจริง ทำให้สัญญาณที่ถูกเลือกมาผิดค่าเกิดเป็นสัญญาณรบกวนกับสัญญาณที่ต้องการ สัญญาณอิมเมจอาจเกิดได้ในกรณีที่แถบความถี่มีการใช้งานอย่างหนาแน่น สัญญาณอีกช่องหนึ่งอาจเข้ามาจนสัญญาณช่องที่ต้องการก็ได้

วิธีการแก้ปัญหาเบื้องต้นก็อาจใช้วงจรเพื่อเลือกเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ที่ต้องการเข้ามาในเครื่องรับเท่านั้น และกำจัดสัญญาณอิมเมจออกไป แต่การแก้ไขดังกล่าวก็ไม่สามารถทำได้ในวงจรเครื่องรับที่ต้องการใช้กับความถี่ในช่วงกว้าง วิธีการที่สองที่ใช้ในการแก้ปัญหาก็คือเพิ่มค่าความถี่กลาง IF ให้มากขึ้นจนอิมเมจฟรีควเอนซีอยู่ห่างมากจนเลยออกนอกวงจรไป แต่เมื่อค่าความถี่กลางสูงขึ้นก็จะทำให้ออกแบบวงจรยากขึ้น ดังนั้นการออกแบบวงจรซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ต้องออกแบบให้ความถี่กลางมีค่ามากที่สุดเพื่อลดผลของอิมเมจฟรีควเอนซี และในขณะเดียวกันต้องทำให้มีค่าน้อยที่สุดเพื่อที่จะให้ออกแบบวงจรได้ ยง่ายขึ้นที่ความถี่ต่ำ วิธีแก้ปัญหาสัญญาณอิมเมจสุดท้ายที่นิยมก็คือใช้วงจรแปลงความถี่สองครั้งที่เรียกว่า ดูออลคอนเวอร์ชันซูเปอร์ไมวาร์ณิตีฯ หงสิน อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฮตเทอโรไดน์ (Dual Conversion Superheterodyne Receiver) ซึ่งมีการแปลงความถี่กลาง 2 ชุดด้วยวงจรมิกเซอร์สองชุด ชุดแรกมี LO ที่สามารถปรับค่าได้ ส่วน LO ชุดที่สองคงที่เพื่อปรับค่าได้เล็กน้อย มิกเซอร์ชุดแรกจะแปลงให้สัญญาณมาอยู่ในความถี่กลางค่าสูง โดยจะช่วยในการลดปรากฏการณ์อิมเมจเฟรียควนซ์ ส่วนมิกเซอร์ชุดที่สองจะแปลงสัญญาณ IF ชุดแรกให้ต่ำลงเป็นสัญญาณ IF ความถี่ที่สองซึ่งให้ค่าซีเล็กติวิตีที่ดีกว่า วงจรคู่ออลคอนเวอร์ชัน (Dual conversion) มักใช้ในวงจรเครื่องรับความถี่คลื่นสั้น (Short Wave Receiver), เครื่องรับคลื่น VHF, UHF และไมโครเวฟ

เครื่องรับแบบ AM จะมี IF ที่ 455 kHz , 30 kHz , 3385 kHz , 9 MHz

เครื่องรับแบบ FM จะมี IF ที่ 10.7 MHz

เครื่องรับโทรทัศน์จะมี IF ที่ 40-50 MHz

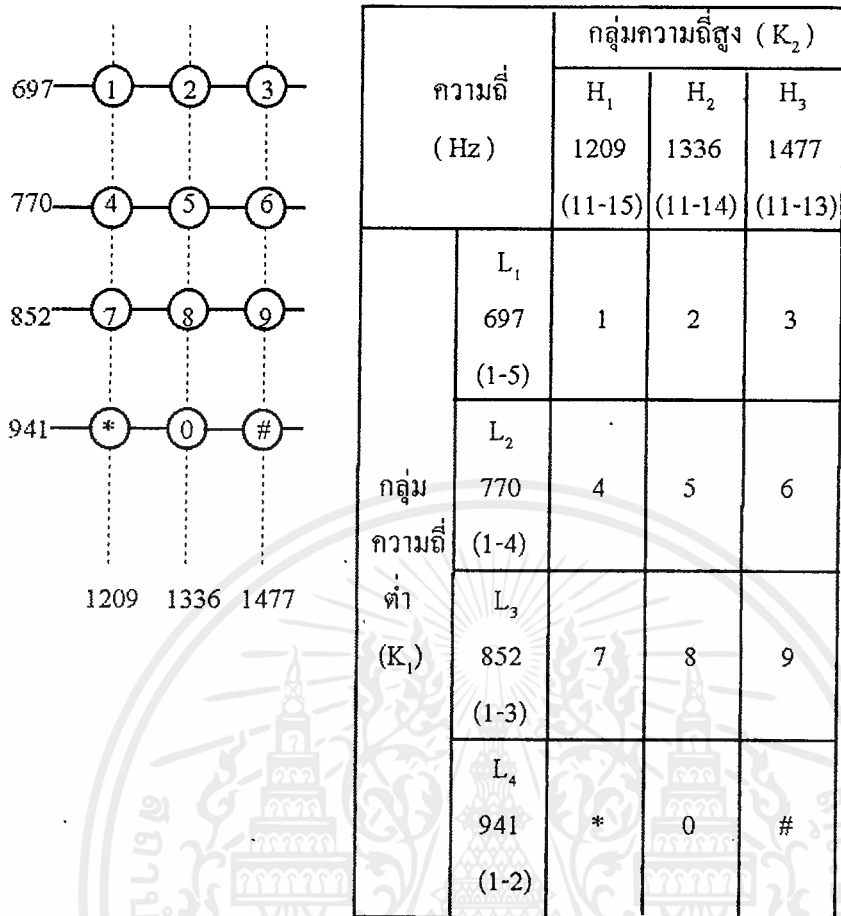
เครื่องรับเรดาห์จะมี IF ที่ 60 MHz

เครื่องรับดาวเทียมจะมี IF ที่ 70 MHz , 140 MHz

## 2.10 ภาคกำเนิดสัญญาณความถี่โทรศัพท์

### 2.10.1 ลักษณะการป้อนสัญญาณ

ระบบนี้เรียกว่าระบบ 4 x 4 ในระบบนี้สัญญาณประกอบด้วย การรวมความถี่ 2 ค่า ที่เลือกมาจากความถี่ 2 กลุ่ม (กลุ่มความถี่สูงและกลุ่มความถี่ต่ำ) ซึ่งในแต่ละกลุ่มมีความถี่ 4 ค่าและตรงกับตัวเลข (code) ดังแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แสดงวงจรการป้อนสัญญาณ

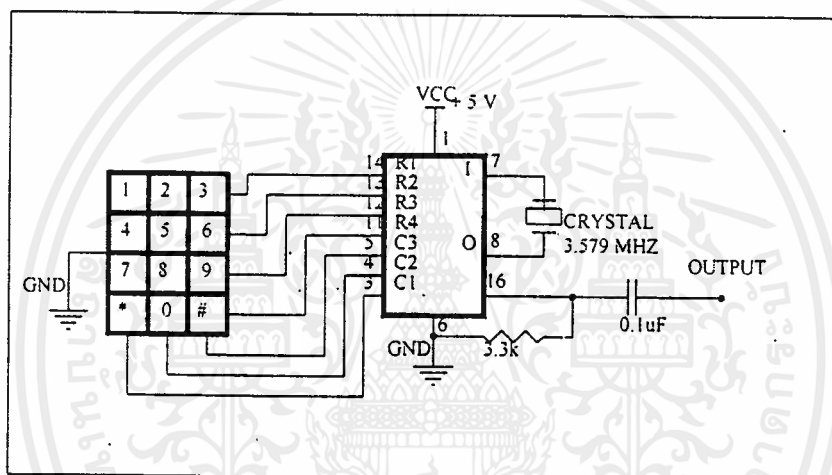
ส่วนที่อยู่ภายในเส้นปรูเป็นวงจรของหน้าปัทม์ (dial circuit)  $K_1$ ,  $K_2$  และ  $K_3$  เป็นสวิทช์ที่ทำงานด้วยการกดปุ่มบนหน้าปัทม์และประกอบเข้าด้วยกัน ดังต่อไปนี้

การกดปุ่มกดมีลักษณะดังแสดงในตาราง สวิทช์ 4 ตัวของ  $K_1$  จัดไว้ตรงกับแถวทั้ง 4 และสวิทช์ 3 ตัวของ  $K_2$  จัดไว้ตรงกับคอลัมน์ทั้ง 3 ตัวอย่างเช่น เมื่อกดปุ่ม 5 คอนแทกระหว่าง 1-4 และระหว่าง 11-14 จะสัมผัสกัน และเมื่อกดปุ่ม 0 คอนแทกระหว่าง 1-2 และระหว่าง 11-14 จะสัมผัสกัน ส่วน  $K_3$  จะทำงานด้วยการกดปุ่มอื่น

เมื่อกดให้ปุ่มเคลื่อนที่ประมาณ 1 มม. สวิทช์  $K_1$  และ  $K_2$  จะสัมผัสตามลำดับ (สัมผัสทีละตัวดังกล่าวข้างต้น) และเมื่อเคลื่อนที่เป็นระยะทางประมาณ 1.7 มม. คอนแทกระหว่าง C-P, จะสัมผัส และเคลื่อนเป็นระยะทางประมาณ 1.9 มม. คอนแทกระหว่าง C-P, จะแยกจากกัน และเมื่อเคลื่อนที่ประมาณ 2.7 มม. ปุ่มกดจะชนแผ่นรอง และกลับที่เดิมเมื่อเลิกกด

### 2.10.2 ลักษณะการกำเนิดสัญญาณ

โดยใช้ไอซีเบอร์ TCM 5089 ซึ่งเป็น IC DTMF (Dual Tone Multi Frequency) ที่ต่อกับ Key Board 3 x 4 โดยมี X-TAL ขนาด 3.579 MHz เป็นตัวกำเนิดความถี่อ้างอิง (Reference) ให้กับ IC เมื่อ กด Key ใด Key หนึ่ง IC จะผลิตความถี่ 2 ความถี่ออกมาที่เอาต์พุตที่ขา 16 และพร้อมกันนั้นขา 10 จะเป็น Logic high ตลอดระยะเวลาที่ Key ถูกกดอยู่เมื่อปล่อย Key ขา 10 จะกลับเป็น Logic Low และ สัญญาณ Output ขา 16 จะหายไป



รูปที่ 2.10 โครงสร้างไอซีเบอร์ TCM 5089

Key	ความถี่ต่ำ (Hz)	ความถี่สูง (Hz)
1	697	1209
2	697	1336
3	697	1477
4	770	1209
5	770	1336
6	770	1477
7	852	1209
8	852	1336
9	852	1477
*	941	1209
0	941	1336
#	941	1477

ตารางที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Key ที่กดกับความถี่เอาต์พุต

### 2.10.3 ลักษณะการส่งสัญญาณ

สัญญาณความถี่สองความถี่ที่ถูกผลิตจาก IC DTMF ที่เอาต์พุตขาที่ 16 จะถูกนำไปต่อเข้ากับอินพุตของเครื่องส่งวิทยุ (Transmitter) เครื่องส่งก็จะทำการมอดูเลต (modulate) สัญญาณจากนั้นก็ส่งออกเป็นคลื่นวิทยุออกอากาศไป

### 2.11 ไอซีถอดรหัสความถี่โทรศัพท์ (Integrated DTMF Receiver)

การถอดรหัสความถี่โทรศัพท์ หมายถึง การแปลงสัญญาณความถี่ ซึ่งเกิดจากการกดปุ่มตัวเลขของโทรศัพท์ชนิดกดปุ่ม (ชนิด Tone หรือ DTMF) ให้เป็นระบบตัวเลขทางดิจิทัล ซึ่งไอซี MT8870 ใช้แปลงความถี่ DTMF ให้เป็นเลขฐานสองขนาด 4 บิต

สมัยก่อนการออกแบบวงจรถอดรหัสความถี่โทรศัพท์มักใช้ไอซีจำพวกเฟสล็อกคูลูป ซึ่งสร้างปัญหาในการทำงานมากมาย เช่น เรื่องความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไป การปรับแต่งวงจร ขนาดของไอซีที่ใหญ่ เพราะต้องใช้ไอซีจำนวนมาก เป็นต้น ปัจจุบันด้วยเทคโนโลยีขั้นสูงมีหลายบริษัทที่ผลิตไอซีเบอร์ MT8870 เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.11.1 คุณสมบัติของ MT8870

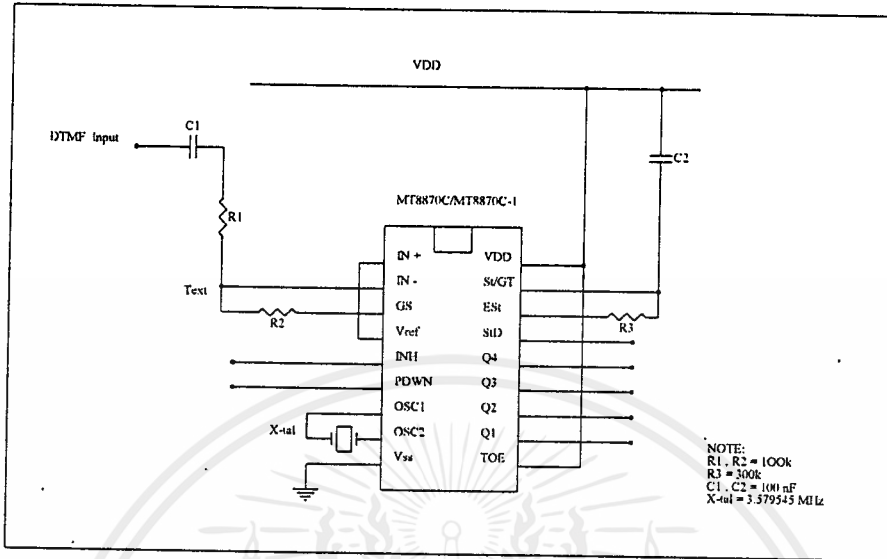
เป็นตัวรับ และถอดรหัสความถี่ (DTMF Receiver)  
กินไฟน้อย ใช้ไฟเลี้ยงระดับเดียวกับ TTL  
สามารถตั้งอัตราขยายภายในตัวไอซีได้  
สามารถปรับการ์ดไทม์ (Guard time)  
เป็นไอซีคุณภาพสูง

### 2.11.2 การนำ MT8870 ไปใช้งาน

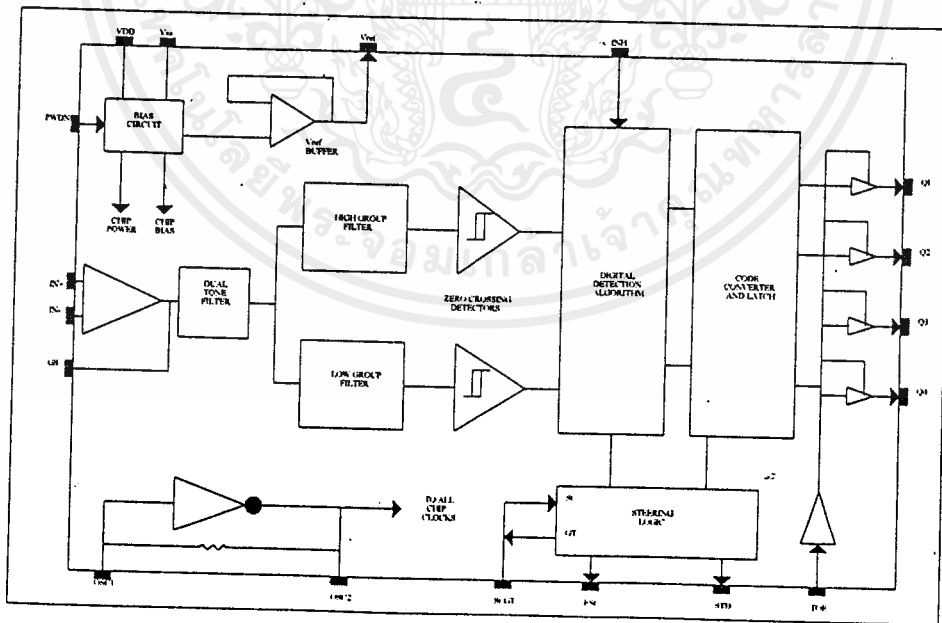
นำไปใช้งานด้านรีโมทคอนโทรล  
เครื่องป้องกันโทรศัพท์ทางไกล  
ใช้งานเกี่ยวกับเครดิตการ์ด  
ใช้งานร่วมกับคอมพิวเตอร์  
ใช้ในเครื่องชุมสายขนาดเล็ก หรือ PABX  
ใช้กับงานทางด้านโทรศัพท์ทั่วไป  
เครื่องกันขโมย  
การควบคุมอุปกรณ์ ทางโทรศัพท์  
ใช้ทำเครื่องสอบถามทางโทรศัพท์

### 2.11.3 โครงสร้างของ MT8870

โครงสร้างภายในของ MT 8870 ประกอบไปด้วยวงจรกรองความถี่และวงจรถอดรหัสฟังก์ชันทางดิจิทัล เป็นไอซีที่สร้างขึ้นโดยใช้เทคโนโลยี ISO - CMOS ในส่วนของวงจรกรองความถี่ใช้เทคนิคของสวิทช์คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ สำหรับกรองความถี่สูงและกรองความถี่ต่ำ ส่วนวงจรถอดรหัสใช้เทคนิคการนับทางดิจิทัลเพื่อตรวจจับ และถอดรหัสทั้ง 16 ความถี่ออกเป็นเลขฐานสองขนาด 4 บิต และเช็ควงเวลาที่สัญญาณเข้ามา ส่วนภาคอินพุตเป็นออปแอมป์ซึ่งสามารถปรับอัตราขยายได้ โดยต่ออุปกรณ์ภายนอก เอาท์พุตเป็นวงจรแลทซ์ 3 สถานะ รูปที่ 2.11 แสดงโครงสร้างของไอซี MT 8870 ส่วนรูปที่ 2.12 แสดงโครงสร้างภายในของ MT 8870



รูปที่ 2.11 โครงสร้างไอซี MT 8870



รูปที่ 2.12 แสดงโครงสร้างภายในของไอซี MT 8870

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

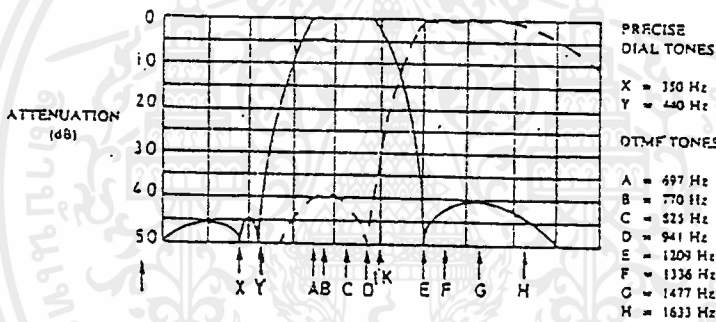
### 2.11.4 ฟังก์ชันการทำงานภายในของ MT 8870

ภายใน MT 8870 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 5 ส่วน คือ

- 1) ภาคกรองสัญญาณความถี่ ( filter section )
- 2) ภาคถอดรหัส ( decoder section )
- 3) ภาคตรวจสอบสัญญาณ ( steering circuit )
- 4) ภาคขยายสัญญาณความแตกต่าง ( differential )
- 5) ภาคกำเนิดความถี่ ( oscillator )

#### 2.11.4.1 ภาคกรองสัญญาณความถี่ ( Filter section )

ในส่วนนี้จะแยกสัญญาณ DTMF ที่เข้ามาออกเป็น 2 กลุ่มความถี่ คือช่วงความถี่สูงและช่วงความถี่ต่ำ โดยใช้วงจรกรองแถบความถี่อันดับ 6 ชนิดสวิทซ์คาปาซิเตอร์ ( six order switched capacitor band pass filter ) ซึ่งความถี่ที่แยกได้มี 2 ช่วง คือช่วงความถี่สูงและช่วงความถี่ต่ำ



รูปที่ 2.13 แสดงความถี่ที่ได้จากภาคกรองความถี่

#### 2.11.4.2 ภาคถอดรหัส ( Decoder Section )

ความถี่ DTMF ที่ถูกกรองเรียบร้อยแล้วจะผ่านเข้าวงจรถอดรหัสความถี่ออกเป็นตัวเลขโดยใช้เทคนิคการนับแบบดิจิทัล และมีการตรวจสอบความถี่ที่เข้ามาว่าเป็นความถี่มาตรฐาน DTMF หรือไม่ เพื่อป้องกันความถี่อื่นเข้ามาผสม เมื่อตรวจสอบว่าความถี่นั้นถูกต้อง สัญญาณที่ขา Est ( early steering ) ก็จะไปแอกทีฟ สำหรับค่าที่ถอดรหัสได้จากความถี่ต่างๆ นั้น แสดงดังตารางที่ 2.3

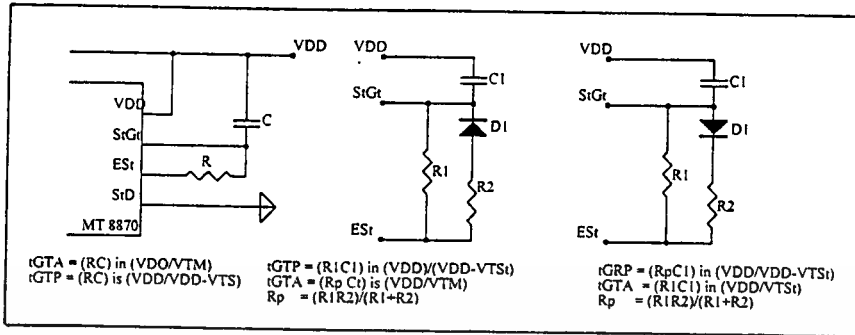
F <sub>LOW</sub>	F <sub>HIGH</sub>	NO	TOE	Q <sub>4</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>1</sub>
697	1209	1	H	0	0	0	1
697	1336	2	H	0	0	1	0
697	1477	3	H	0	0	1	1
770	1209	4	H	0	1	0	0
770	1336	5	H	0	1	0	1
770	1477	6	H	0	1	0	1
852	1209	7	H	0	1	1	1
852	1336	8	H	1	0	0	0
852	1477	9	H	1	0	0	1
941	1209	0	H	1	0	1	0
941	1336	*	H	1	0	1	1
941	1477	#	H	1	1	0	0

ตารางที่ 2.3 ตารางแสดงค่าที่ถอดรหัสได้จากความถี่ต่าง ๆ

#### 2.11.4.3 ภาคตรวจสอบสัญญาณ (Steering Circuit)

ก่อนที่จะมีการถอดรหัสความถี่ออกไปที่เอาต์พุตจะมีการตรวจสอบช่วงความถี่ที่เข้ามาว่ามีระยะเวลาตามที่กำหนดหรือไม่ โดยสังเกตจากระยะเวลาการกดปุ่มโทรศัพท์ ซึ่งต้องกดปุ่มให้มีความถี่ออกมาเป็นช่วงเวลาพอสมควร มิฉะนั้นวงจรส่วนนี้จะไม่รับ โดยถือว่าสัญญาณนั้นไม่ถูกต้อง ส่วนช่วงเวลานานเท่าใด สามารถตั้งได้โดยใช้ RC ต่อภายนอก สัญญาณที่ขา Est จะเป็น “High” ทำให้  $V_C$  สูงขึ้น ตัวเก็บประจุ C จะคายประจุทำให้แรงดัน  $V_C$  สูงขึ้นจนถึงค่าเทรชโฮลด์ วงจรถอดรหัสจึงจะถอดรหัส ออกเป็นตัวเลขขนาด 4 บิต รายละเอียดการทำงาน ถ้าได้จากแผนภูมิหรือไทม์มิงไดอะแกรม (timing diagram) จะเข้าใจได้ดียิ่งขึ้น

สำหรับคำว่า การ์ดไทม์ (Guard Time) นั้นหมายถึง ช่วงคาบเวลาของความถี่ที่เข้ามาซึ่งจะต้องนานเท่ากับ หรือมากกว่าเวลาที่ตั้งไว้ จึงจะได้รับการยอมรับว่าสัญญาณความถี่นั้น ถูกต้องหรือพูดได้ว่าเวลาที่เรที่ตั้งไว้ โดย RC ก็คือ Guard Time นั่นเอง เมื่อสัญญาณความถี่เข้ามานานเท่าหรือมากกว่าเวลาที่ตั้งไว้ จึงจะสามารถแปลงเป็นตัวเลขได้ ถ้าสัญญาณความถี่ที่เข้ามาสั้นกว่าก็จะไม่มีการถอดรหัสเป็นตัวเลขออกไป การตั้งเวลาและคำนวณเวลาดูได้จากรูปที่ 2.14



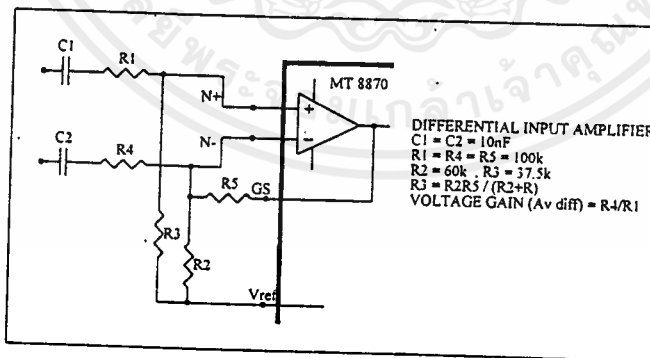
รูปที่ 2.14 แสดงวงจรตรวจสอบสัญญาณอย่างง่าย และแสดงการกำหนดเวลาคาร์ดใหม่

2.11.4.4 ภาคขยายสัญญาณความแตกต่าง ( Differential Input )

วงจรส่วนอินพุทของ MT 8870 เป็นภาคขยายออปแอมป์ ที่สามารถปรับอัตราขยาย โดยต่อวงจรภายนอกเพิ่มเข้าไป รูปที่ 2.15 แสดงการต่อวงจรภายนอกเข้ากับอินพุท ซึ่งสามารถคำนวณอัตราขยายความแตกต่างของอินพุท และอิมพีแดนซ์ ได้ดังนี้

$$\text{อัตราขยาย ( } A_v \text{ diff) } = R_5 / R_1$$

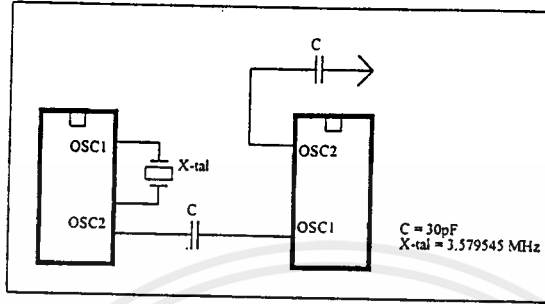
$$\text{อินพุทอิมพีแดนซ์ ( } Z_{in} \text{ diff) } = 2 [(R_1)^2 + (1/\omega C_c)^2]^{1/2}$$



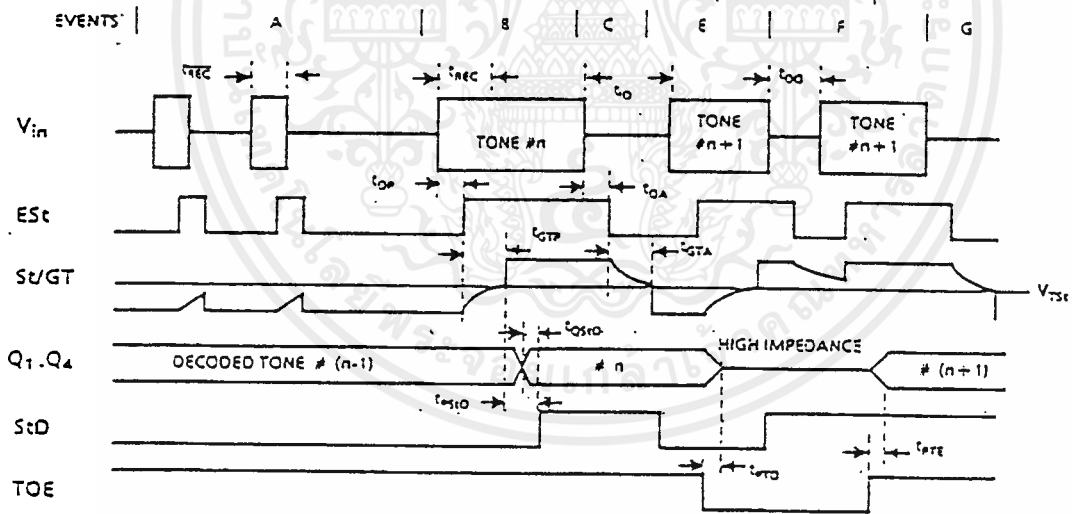
รูปที่ 2.15 แสดงการต่อวงจรภาคอินพุท

### 2.11.4.5 ภาคกำเนิดความถี่ ( Oscillator )

ในภาคนี้อยู่ภายในไอซีจะมีวงจรเวลาอยู่ภายใน เพียงแต่ต่อแร่คริสตอลขนาด 3.579 MHz ก็จะสามารถใช้งานได้ทันที การต่อวงจรกำเนิดความถี่ แสดงในรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 การต่อวงจรผลิตความถี่



รูปที่ 2.17 Timing Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.11.5 อธิบายขั้นตอนการทำงาน

- A. ตรวจพบความถี่เข้ามา แต่คาบเวลาไม่ถูกต้อง เอาท์พุทไม่เปลี่ยน
- B. ความถี่ # n ถูกตรวจพบและมีคาบเวลาที่ถูกต้อง ความถี่ถูกถอดรหัสและแลตซ์ไว้ที่เอาท์พุท
- C. จบความถี่ # n ช่วงห่างถูกต้อง เอาท์พุทยังคงแลตซ์อยู่จนกว่าจะได้รับความถี่ที่ถูกต้องใหม่
- D. เอาท์พุทเปลี่ยนเป็นไฮอิมพีแดนซ์
- E. ความถี่ # n + 1 ถูกตรวจพบ คาบเวลาถูกต้อง ความถี่ถูกถอดรหัสและแลตซ์ไว้
- F. ความถี่ # n + 1 หายไป ช่วงห่างไม่ถูกต้อง เอาท์พุทยังคงแลตซ์อยู่
- G. จบความถี่ # n + 1 ช่วงห่างถูกต้อง เอาท์พุทยังคงแลตซ์อยู่จนถึงความถี่ใหม่ที่ถูกต้อง

$V_{in}$  : สัญญาณความถี่ DTMF ที่เข้ามา

$E_{ST}$  : Early Steering output ใช้แสดงความถี่ที่ถูกต้อง

$S_i / G_i$  : Sreeromg input / Gard Time output สำหรับต่อกับ RC ภายนอก

$Q_1 - Q_4$  : เอาท์พุท BCD ขนาด 4 บิต

$StD$  : Delayed Steering output ใช้แสดงว่าความถี่ที่ได้รับหรือหายไป มีคาบเวลา

ตามที่กำหนด เพื่อแสดงความถูกต้องของสัญญาณ

$TOE$  : Tone Output Enable (input) ใช้ควบคุม  $Q_1 - Q_4$  ให้เป็นไฮอิมพีแดนซ์

$t_{---$  : คาบเวลานานสุดที่ตรวจพบความถี่ DTMF แล้วยังไม่ถูกต้อง

$t_{REC}$  : คาบเวลาสั้นที่สุดที่ต้องการเพื่อแสดงว่าสัญญาณถูกต้อง

$t_{ID}$  : เวลาสั้นสุดระหว่างสัญญาณ DTMF ที่ถูกต้อง 2 สัญญาณ

$t_{DO}$  : เวลานานสุดที่ยอมให้สัญญาณหายไปได้ในคาบเวลาความถี่ที่ถูกต้อง

$t_{DP}$  : เวลาที่ใช้ในการตรวจพบสัญญาณความถี่ DTMF ที่ถูกต้อง

$t_{DA}$  : เวลาที่ใช้ในการตรวจการหายไปของสัญญาณความถี่ DTMF ที่ถูกต้อง

$t_{GTP}$  : การ์ดใหม่ของการปรากฏความถี่ DTMF

$t_{GTA}$  : การ์ดใหม่ของการหายไปของความถี่ DTMF

### 2.12 การเชื่อมโยงทางแสง

ตัวเชื่อมโยงทางแสง (Optocoupler) หรือตัวแยกโดยใช้แสง (Optoisolator) เป็นอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติพิเศษหลายประการ เช่น คุณสมบัติในการไอโซเลท ทำให้สามารถนำมาใช้ในการเชื่อมโยงสัญญาณต่าง ๆ ของวงจรที่มีกราวด์ต่างกัน สามารถป้องกันการรบกวนซึ่งกันและกัน ระหว่างภาคอินพุทกับเอาท์พุทได้อย่างเด็ดขาด ซึ่งการคัปปลิงด้วยวิธีอื่น ๆ จะทำไม่ได้ จึงได้นำเอาออปโตคัพเปลอร์มาประยุกต์ใช้ในวงจร เพื่อประสิทธิภาพและความน่าเชื่อถือของวงจร

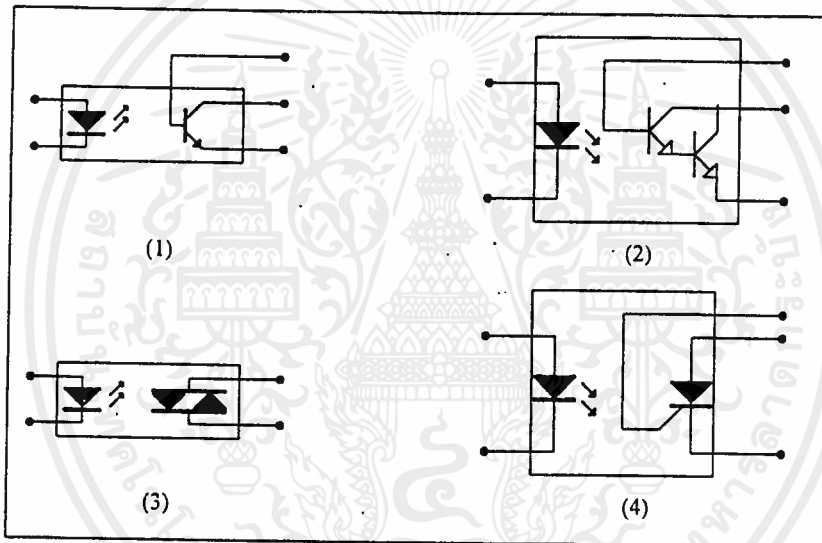
ออปโตคัพเปลอร์ เป็นอุปกรณ์เดี่ยวที่ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดแสงและตัวตรวจจับแสง โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ในการค้า

ที่ทั้งสองส่วนนี้จะแยกจากกันและกัน มีฉนวนที่โปร่งใส เช่นกระดาษกึ่งนำบาง ๆ คั่นกลาง และชิ้นส่วนทั้ง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หมดจะถูกบรรจุอยู่ในตัวถังที่บิสแสง รูปร่างภายนอกมีอยู่หลายแบบ แต่ที่พบเห็นบ่อย ๆ ส่วนมากเป็นแบบดิพ (DIP : Dual In-Line Package) เหมือนไอซีแต่มี 6 ขา แหล่งกำเนิดแสงส่วนใหญ่จะใช้ไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรด ( IRED : Infrared Emitter Diode) ทำจากสารแกเลียมอาร์เซไนด์ ( GaAs ) ส่วนตัวตรวจจับหรืออุปกรณ์ภาคเอาต์พุตนั้นอาจจะเป็นโฟโตทรานซิสเตอร์ โฟโตคาร์ลิงตัน สวิตซ์สองทิศทาง ( Triac ) ซึ่งทำงานเมื่อมีแสงมากระตุ้น และ SCR ที่ถูกกระตุ้นด้วยแสง เป็นต้น รูปที่ 2.18 แสดงสัญลักษณ์ของวงจรชนิดต่าง ๆ ดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ถึงแม้ว่าจะมีหลายชนิดมากกว่านี้ แต่ที่แสดงให้เห็นดังรูปเป็นแบบที่พบเห็นกันบ่อย ๆ



รูปที่ 2.18 ออปโตคัพเปลอร์แบบทั่ว ๆ ไป

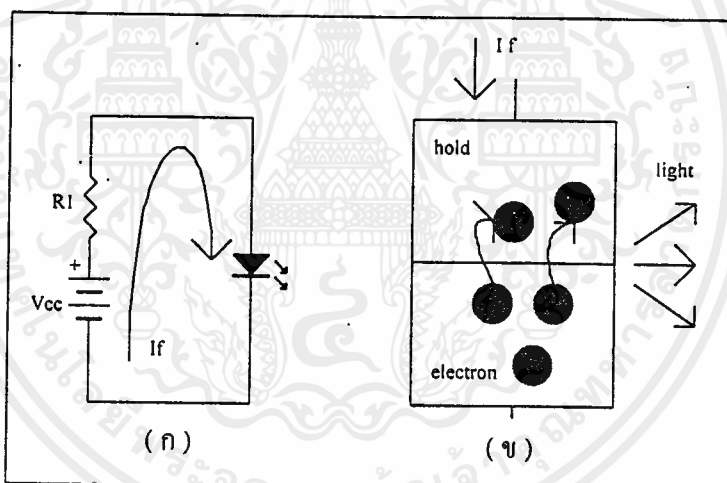
- ( 1 ) มีเอาต์พุตเป็นโฟโต ทรานซิสเตอร์      ( 2 ) เอาต์พุตเป็นโฟโตคาร์ลิงตัน  
( 3 ) มีเอาต์พุตเป็นสวิตซ์สองทิศทาง      ( 4 ) มีเอาต์พุตเป็น SCR

ออปโตคัพเปลอร์หรือออปโตไอโซเลเตอร์ ได้รับการออกแบบไว้ให้ทำการป้องกันอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ไม่ให้ได้รับแรงดันกระชากสูง ๆ หรือคู่ครองระดับนอยส์ต่ำ ๆ ซึ่งเป็นต้นเหตุให้เกิดเอาต์พุตไม่ถูกต้อง หรือทำให้เกิดคลื่นผิดพลาดขึ้นมา ออปโตคัพเปลอร์เป็นอุปกรณ์ที่สามารถเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ตัวอื่น ๆ ที่มีระดับลอจิกแตกต่างกัน ในออปโตคัพเปลอร์สัญญาณอินพุตจะถูกเปลี่ยนเป็นพลังงานแสง เพราะมี LED ที่อยู่ใน พลังงานจึงถูกส่งไปยังโฟโตดีเทคเตอร์ ดังนั้นมันจึงทำงานไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรงกับพลังงานของแสงที่ได้จาก LED และมีสเปคตามอัตราส่วนการส่งผ่านกระแส (CTR) กับ Isolation voltage CTR เป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสอินพุตต่อกระแสเอาต์พุต ซึ่งเป็นการวัดความสามารถของออปโตคัพเปลอร์ในเรื่องความสามารถให้สัญญาณอินพุตถูกส่งไปยังเอาต์พุตอย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับประสิทธิภาพของ IRED ช่องว่างระหว่างชั้นส่วนทางอินพุตและ

เอาต์พุตรวมทั้งพื้นที่ความไว (Sensitivity) และอัตราขยายของตัวตรวจจับ สำหรับ Isolation voltage ของออปโตคัพเปลอร์ คือ ปริมาณแรงดันที่ออปโตคัพเปลอร์สามารถทำงานได้อย่างปลอดภัย

เมื่อมีกระแสไหลผ่าน IRED ของออปโตคัพเปลอร์ ในลักษณะไบแอสตรงจนมีอิเล็กตรอนส่วนเกินกระโดดข้ามรอยต่อไปรวมกับโฮล ในขณะเดียวกันก็ได้ปล่อยพลังงานโฟตอนหรือแสงออกมาดังรูปที่ 2.19 (ก) และ (ข) แสงที่ได้เป็นแสงอินฟราเรด เพราะสารกึ่งตัวนำทำด้วยสารแกลเลียมอาร์เซไนต์



รูปที่ 2.19 (ก) แสงที่เกิดขึ้นหลังจากมีกระแสไบแอสตรงไหลผ่าน  
(ข) อิเล็กตรอนส่วนเกินข้ามรอยต่อไปรวมกับโฮลพร้อมกับเปล่งแสงออกมา

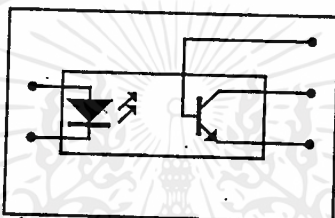
ตัวแปรอินพุตทางด้านไฟฟ้ากระแสตรงเป็นตัวกำหนดตัวแปรทางด้านไฟฟ้าของไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรด ( $I_{RED}$ ) ได้แก่ กระแสของไดโอดเมื่อได้รับไบแอสตรง ( $I_f$ ) แรงดันตกคร่อมไดโอดเมื่อได้รับไบแอสตรง ( $V_f$ ) และแรงดันสูงสุดที่ทนได้ เมื่อได้รับไบแอสกลับ ( $V_r$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากตัวแปรเอาต์พุตทางด้านไฟฟ้ากระแสตรง และตัวแปรส่งถ่าย ( Transfer parameter ) นั้นจะแตกต่างกันโดยขึ้นอยู่กับชนิดของชิ้นส่วนที่เป็นตัวตรวจรับที่ใช้ออปโตคัพเปลอร์ ซึ่งมีรายละเอียดแตกต่างกันขึ้นอยู่กับตัวตรวจรับนั้น ๆ ตัวอย่างเช่น

### 2.12.1 ทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์ ( Transistor Coupler )

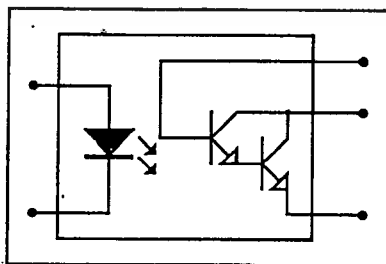
อุปกรณ์ประเภทนี้ได้รับความนิยมมากที่สุด มีความไวระดับกลาง มีราคาถูก ตรงจุดเชื่อมต่อ ( Junction ) ภายในระหว่างคอลเลกเตอร์-เบส ของทรานซิสเตอร์สามารถเอาสายมาต่อข้างนอกให้ทำหน้าที่เป็นโฟโตไดโอด ซึ่งมีความเร็วในการทำงานสูงยิ่งไปกว่าเดิม



รูปที่ 2.20 ออปโตแบบทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์

### 2.12.2 ดาร์ลิ่งตันทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์ ( Darlington Transistor Coupler )

อุปกรณ์ประเภทนี้ให้อัตราส่วนการส่งกระแสหรือมีเกนการขยายสูงสามารถให้กระแสเอาต์พุตเพิ่มขึ้น ซึ่งจะได้เกนขยายสูงเป็น 10 เท่า แต่ความเร็วในการทำงานจะช้ากว่า 10 เท่าของการใช้ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว



รูปที่ 2.21 ออปโตแบบดาร์ลิ่งตันทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออปโตไดโอดแบบทรานซิสเตอร์คัพเพลอร์และแบบคาร์ลิงตันทรานซิสเตอร์คัพเพลอร์นั้นมีหลักการ  
ทำงานเหมือนกัน รอยต่อระหว่างขาคอลเลกเตอร์กับขาเบสถูกทำให้กว้างขึ้น แสงที่ตกกระทบรอยต่อจะ  
ทำให้เกิดคู่อิเล็กตรอนและโฮลขึ้นมาเกิดการนำกระแสได้ ตัวแปรสำหรับออปโตไดโอดแบบทราน  
ซิสเตอร์คัพเพลอร์และแบบคาร์ลิงตันทรานซิสเตอร์คัพเพลอร์มีดังนี้

$I_C$  : เป็นกระแสสูงสุดที่ไหลต่อเนื่องผ่านขาคอลเลกเตอร์ (เอาท์พุท)

$V_{(BR)CBO}$  : เป็นแรงดันพังทลายสูงสุดจากขาคอลเลกเตอร์ไปยังขาเบส

$V_{(BR)CEO}$  : เป็นแรงดันพังทลายสูงสุดจากขาคอลเลกเตอร์ไปยังขาอีมิเตอร์

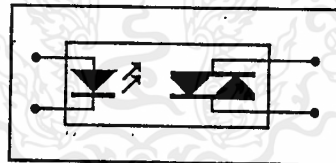
$V_{(BR)ECO}$  : เป็นแรงดันพังทลายสูงสุดจากขาอีมิเตอร์ไปยังขาคอลเลกเตอร์

$CTR_{(n)}$  : เป็นอัตราส่วน (เป็นเปอร์เซ็นต์) ค่าสุทธระหว่างกระแสเอาท์พุทของ  
คอลเลกเตอร์สูงสุดต่อกระแสไดโอดที่ค่า  $V_{CE}$  และ  $I_F$  ที่กำหนด

$V_{CE(sat)}$  : เป็นแรงดันอิมิต์ระหว่างขาคอลเลกเตอร์ และขาอีมิเตอร์

### 2.11.3 ออปโตคัพเพลอร์ที่ใช้สวิทช์สองทิศทางหรือไตรแอก (Triac)

ทำงานเมื่อมีแสงมากระตุ้นเป็นภาคเอาท์พุท ถูกออกแบบมาสำหรับใช้ในงานซึ่งต้องการการ  
แยกการทริกหรือกระตุ้นตัวไตรแอก การแยกการสวิทช์ทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับที่มีขนาดกระแสต่ำ  
และการแยกกันทางไฟฟ้ามีค่าสูงอุปกรณ์ชนิดนี้มีตัวแปรที่สำคัญคือ



รูปที่ 2.22 ออปโตไดโอดแบบไตรแอกคัพเพลอร์

$I_{T(RMS)}$  : เป็นค่ากระแส RMS สูงสุด ขณะอยู่ในสถานะที่ทำงาน (On-state)

$V_{DRM}$  : เป็นค่าแรงดันซ้ำ ๆ ระหว่างขั้วเอาท์พุทเมื่ออยู่ในสถานะหยุดทำงาน  
(repetitive off-state output terminal voltage)

$V_{TM}$  : เป็นแรงดันขอดสูงสุด (peak voltage) เมื่ออยู่ในสถานะที่ทำงาน

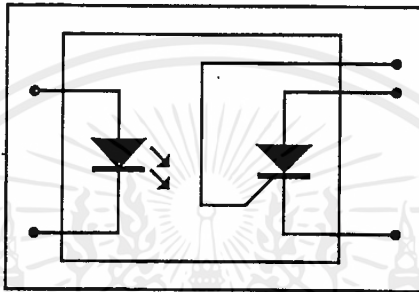
$I_{FT}$  : เป็นค่ากระแสกระตุ้นไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรดสูงสุด ซึ่งต้องการใช้เพื่อคง  
สถานะให้เอาท์พุทค้าง (latch) ได้

$I_H$  : เป็นค่ากระแสยึด (holding current) ซึ่งต้องการสำหรับเอาท์พุทเพื่อที่จะ  
ยังคงสถานะค้างเอาไว้ได้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.12.4 ออปโตคัพเปลอร์ที่ใช้ SCR ที่ถูกกระตุ้นด้วยแสง

ถูกออกแบบมาสำหรับใช้ในงานที่ต้องการการแยกกันทางไฟฟ้าที่มีค่าสูงระหว่างวงจรด้านแรงดันต่ำ (ซึ่งใช้ไอซี) และทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูง ตัวแปรที่สำคัญสำหรับอุปกรณ์ที่ใช้ SCR ที่ถูกกระตุ้นด้วยแสงมีดังนี้

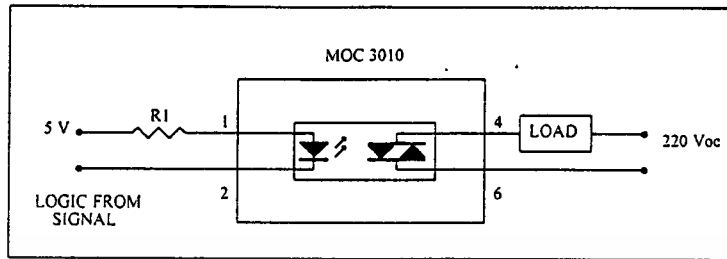


รูปที่ 2.23 ออปโตแบบ SCR คัพเปลอร์

- $I_{T(RMS)}$  : เป็นค่ากระแส RMS สูงสุด เมื่ออยู่ในสถานะที่ทำงาน
- $V_{DRM}$  : เป็นค่าแรงดันซ้ำ ๆ ระหว่างขั้วเอาน์พุทเมื่ออยู่ในสถานะหยุดทำงาน
- $V_{RM}$  : เป็นค่าแรงดันย้อนกลับสูงสุด
- $I_{FT}$  และ  $I_H$  : เช่นเดียวกับออปโตแบบไดโอดเปล่งแสง

#### 2.12.5 การประยุกต์ใช้งานในการนำไปใช้ควบคุมโหลด

ในโครงการนี้ได้นำเอาออปโตแบบไดโอดเปล่งแสงมาใช้ควบคุมโหลดที่เป็นไฟสลับ 220 โวลต์ แทนการใช้รีเลย์และการควบคุมปราศจากข้อยู่ยากเหมือนวงจรที่ออกแบบโดยใช้รีเลย์ ดังนั้นจึงขอกล่าวถึงเฉพาะการนำเอาออปโตแบบไดโอดเปล่งแสงมาประยุกต์ใช้งานเท่านั้น



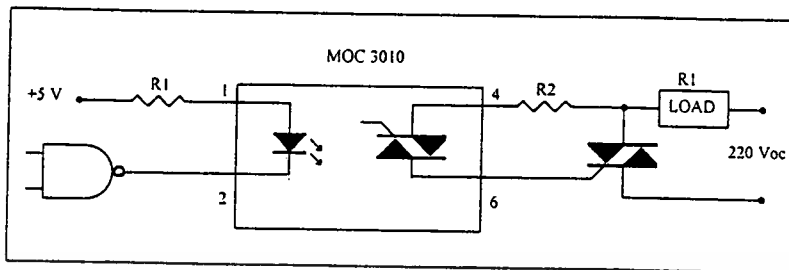
รูปที่ 2.24 วงจรที่ใช้ควบคุมกำลังงานของไฟฟ้ากระแสสลับที่มีค่าไม่สูงนัก

รูปที่ 2.24 แสดงการใช้ MOC 3010 ในการสวิตช์เปิด-ปิดกระแสผ่านโหลดที่ต้องการกำลังงานจากไฟฟ้ากระแสสลับเพียงเล็กน้อย เมื่อเอาท์พุทจากลอจิกเกทมีค่าเป็นลอจิก "0" กระแสจะไหลผ่านไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรดที่อยู่ภายในถ้าค่า  $I_F$  มีค่าเท่ากับ  $I_{FT}$  เอาท์พุทของสวิตช์สองทิศทางจะถูกกระตุ้นให้นำกระแสเนื่องจากสวิตช์สองทิศทางจะนำกระแสทั้งสองทิศทางกำลังงานจะถูกป้อนเข้าสู่โหลดทั้งในระหว่างครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบ และเมื่อเอาท์พุทของลอจิกเกทซึ่งป้อนเข้าสู่ออปโต้ มีค่าเป็นลอจิก "1" และกระแส  $I_F$  จะลดลงต่ำกว่ากระแสชัต (  $I_H$  ) จะทำให้สวิตช์สองทิศทางหยุดนำกระแส

ค่ามากที่สุดของ  $R_1$  หาได้จาก

$$R_1 \leq [V_{CC(\min)} - V_{F(\max)} - V_{OI}] / I_{FT}$$

โดยที่  $V_F$  และ  $I_{FT}$  เป็นตัวแปรของออปโต้ที่ใช้ และ  $V_{OI}$  เป็นแรงดันเอาท์พุทลอจิก "0" ของลอจิกเกท และลอจิกเกทจะต้องสามารถทนค่ากระแสซิงค์ (  $I_{FT}$  ) ได้โดยมีค่าเผื่อไว้เพื่อความปลอดภัย



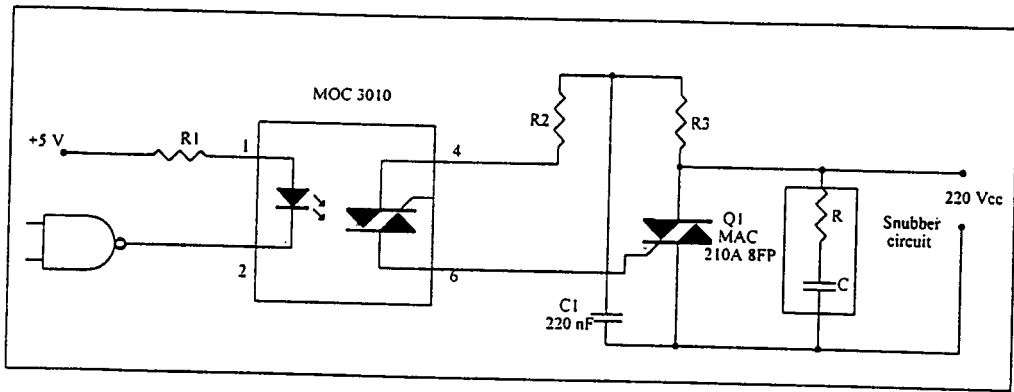
รูปที่ 2.25 วงจรที่ใช้ควบคุมกำลังงานของไฟฟ้ากระแสสลับที่มีค่าสูง ๆ

ออปโตคัพเปลอร์ MOC 3010 มีไดโอดขนาดเล็กเป็นเอาต์พุตสามารถทนกระแสไหลผ่านได้ 100 มิลลิแอมป์ ซึ่งน้อยเกินไปสำหรับการควบคุมไฟฟ้ากระแสสลับผ่านเครื่องใช้ไฟฟ้าทั่วไป แต่ก็เหมาะสมที่จะนำมาสร้างสัญญาณตรีกเกอร์ไดโอดกำลังงานสูงภายนอกวงจร ดังรูปที่ 2.25 เอาต์พุตของออปโตคัพเปลอร์ MOC 3010 ป้อนเข้าสู่เทกของไดโอดกำลังงานสูง ไดโอดภายนอกจะต้องเลือกให้ทนกำลังงานได้พอสำหรับโหลด

ค่า  $R_1$  สามารถคำนวณได้เช่นเดียวกับการคำนวณหา  $R_1$  ในรูปที่ 2.24 ค่ากระแสที่น้อยที่สุดที่ต้องการกระตุ้นให้ไดโอดทำงานจะเป็นตัวกำหนดค่าสูงสุดของ  $R_2$  ในขณะที่กำลังงานสูญเสียของเกทของตัวไดโอดจะเป็นตัวกำหนดค่าต่ำสุดของ  $R_2$  ที่มากที่สุดหาได้จาก

$$R_2 = (2V_s - V_{TM} - R_L) / I_{GM}$$

โดยที่  $V_{TM}$  เป็นตัวแปรในช่องเอาต์พุตในตารางที่ 2.4,  $I_{GM}$  เป็นกระแสเกทสูงสุดที่ใช้กระตุ้นการทำงานของไดโอด และ  $V_s$  เป็นแรงดันของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ



รูปที่ 2.26 การควบคุมโหลดแบบอินดักทีฟโหลด

วงจรในรูปที่ 2.26 กรณีที่โหลดเป็นอินดักทีฟโหลด เช่น มอเตอร์ มักจะมีพัลส์ของ back emf เกิดขึ้นเมื่อมีกระแสผ่านขดลวด พัลส์ดังกล่าวสามารถทำให้การทำงานของไครแอกภายในออปโตคัพเปลอร์ทำงานผิดพลาดได้ จึงแก้ไขปัญหานี้โดยใช้วงจร SNUBBER ต่ออยู่กับโหลดคร่อมไครแอกภายนอก ขนาดของอุปกรณ์ในวงจร SNUBBER ขึ้นอยู่กับค่าอินดักแตนซ์และความต้านทานของโหลด

		ค่าต่ำสุด	ค่าปกติ	ค่าสูงสุด	หน่วย
อินพุท	$I_F$			50	mA
	$V_F (I_F = 10 \text{ mA})$		1.2	1.5	V
	$V_R$			3	V
เอาต์พุท	$I_T \text{ (RMS)}$			100	mA
	$V_{DRM}$			250	V
	$V_{TM} (I_T = 100 \text{ mA})$			3	V
ตัวแปร เชื่อมโยง	$I_F$		8.0	15	mA
	$I_H$		100		$\mu\text{A}$

ตารางที่ 2.4 คุณสมบัติของไอซีเบอร์ MOC 3010

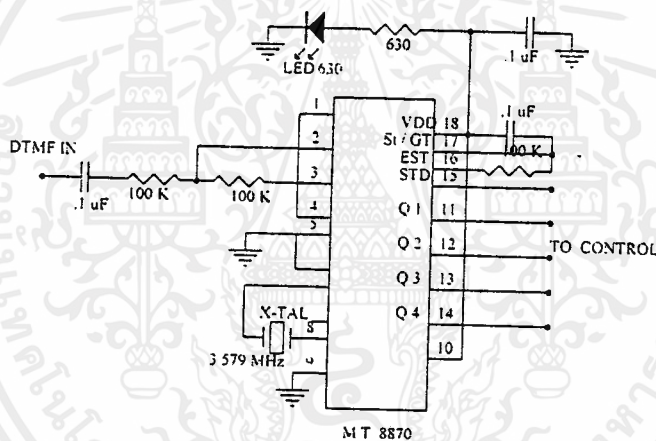
### บทที่ 3

#### การออกแบบและการคำนวณ

#### 3.1 ภาคถอดรหัสสัญญาณความถี่โทรศัพท์ (DTMF)

สัญญาณที่ได้จากภาคคีมอดคูเลเตอร์ ซึ่งเป็นสัญญาณ DTMF (Dual Tone Multi Frequency) ที่ส่งมาจากภาคกำเนิดสัญญาณ DTMF

ภาคถอดรหัสใช้ไอซี Dual Tone Multiple Frequency Receiver เบอร์ MT 8870 เป็นตัวเปลี่ยนสัญญาณ DTMF เป็นสัญญาณ Digital ในระบบเลขฐานสิบหก (Hexadecimal : HEX) โดยต่อคริสตอลค่า 3.579 MHz ต่อร่วมกับวงจรรอสซิทเลเตอร์ ภายในไอซีทำหน้าที่ผลิต ความถี่ คือช่วงความถี่สูงและความถี่ต่ำ และความถี่ที่ถูกกรองเรียบร้อยแล้วจะผ่านเข้าวงจรถอดรหัสความถี่ ออกเป็นตัวเลขโดยใช้เทคนิคการนับแบบดิจิตอล เพื่อส่งต่อไปยังภาคควบคุมสัญญาณต่อไป



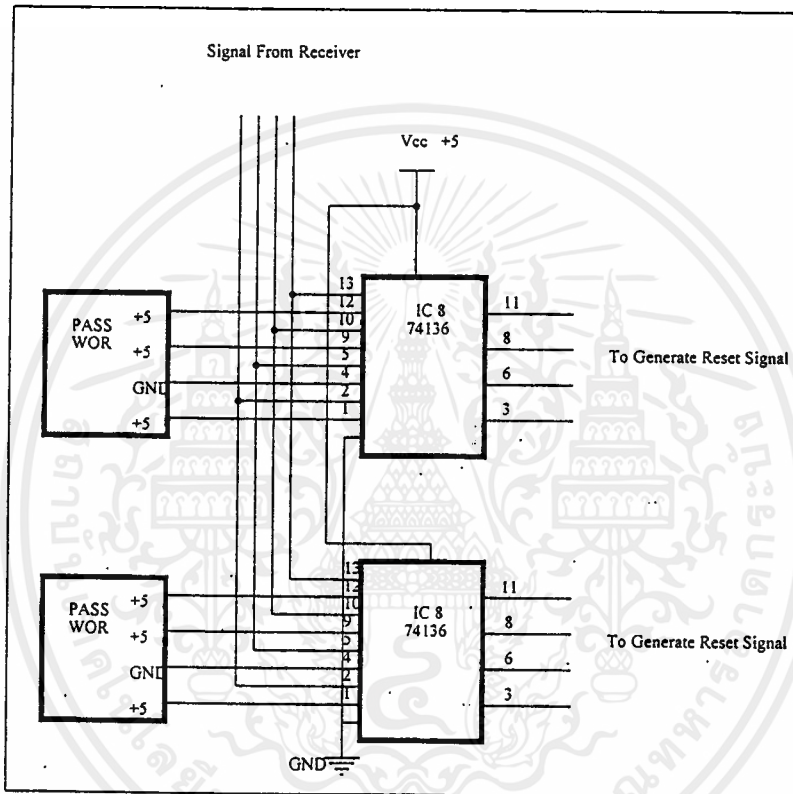
รูปที่ 3.1 วงจรภาคถอดรหัส DTMF

#### 3.2 ภาค ON-OFF PASSWORD

สัญญาณดิจิตอลจะส่งต่อไปยังภาค ON-OFF PASSWORD ก่อนที่จะส่งการให้เอาท์พุท หรือ โหลดหมายเลขใดทำงานหรือหยุดทำงานได้นั้นจะต้องมีการขอผ่านสัญญาณเข้าไปยังภาคควบคุมสัญญาณ และส่งหมายเลขที่ต้องการตามไป ในวงจรถอดรหัสผ่านนี้จะคอยตรวจว่ารหัสที่ขอผ่านเข้ามาเป็น 1011 ( โดยการกด \*) หรือ 1100 ( โดยการกด # ) ถ้าเป็น 1011 ก็จะส่งสัญญาณไปควบคุมในภาคควบคุมสัญญาณชุด " ON " ขอมให้มีการผ่านของสัญญาณ HEX ที่จะส่งตามมาไปยังภาค HEX/DEC ต่อไป หรือถ้าเป็น 1100 ก็จะส่งสัญญาณไปควบคุมสัญญาณชุด " OFF " ขอมให้มีการผ่านของสัญญาณ HEX ที่จะส่งตามมาเช่นเดียวกัน แต่ถ้ามิใช่ทั้ง 1011 และ 1100 ก็จะไม่มีการส่งสัญญาณไปภาคควบคุมสัญญาณ

วงจรถอดรหัสได้นำไอซี Quadruple 2-Input Exclusive-OR Gate with Open-Collector Output เบอร์ 74136 มาใช้เปรียบเทียบกับสัญญาณรหัสผ่านกับสัญญาณอ้างอิง จำนวน 2 ชุด คือชุด ON และชุด OFF (IC<sub>1</sub> และ IC<sub>2</sub> ตามลำดับ) กำหนดให้ IC<sub>1</sub> ตรวจสอบรหัสผ่านสำหรับการ ON LOAD โดยขาอินพุท

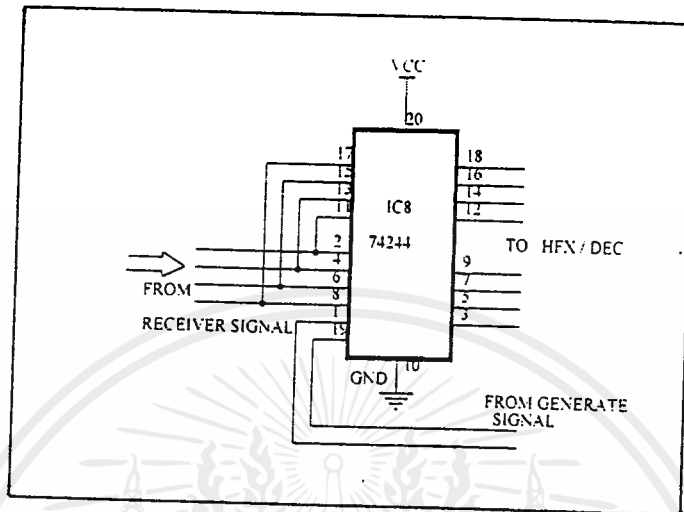
หนึ่งขาของ EX-OR Gate แต่ละตัวจะต่อไว้กับลอจิก "1" และ "0" เป็น HEX Code : 1011 และ IC<sub>4</sub> ตรวจสอบรหัสผ่านสำหรับการ OFF LOAD โดยขาอินพุทหนึ่งของ EX-OR Gate แต่ละตัวจะต่อไว้เป็นรหัส 1100 เมื่อสัญญาณ HEX Code ที่ส่งมาจากภาครับสัญญาณเป็นรหัส 1011 หรือ 1100 ตรงกันกับ IC<sub>3</sub> หรือ IC<sub>4</sub> จะให้เอาต์พุทที่ออกมาเป็นลอจิก 0 ทั้งหมด และจะถูกส่งไปที่ IC<sub>5</sub> ที่ภาค reset signal generate เพื่อใช้ในการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ส่วนอื่นต่อไป



รูปที่ 3.2 วงจรภาค On-Off Password

### 3.3 ภาคควบคุมสัญญาณ

ส่วนนี้จะเปรียบเทียบบนเหมือนประตูปิด - เปิด เพื่อรับสัญญาณ HEX จากภาครับสัญญาณไปยังภาค HEX/DEC

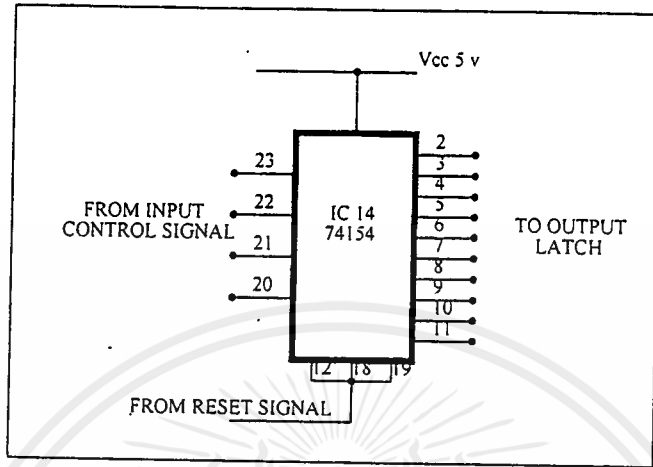


รูปที่ 3.3 วงจรภาคควบคุมสัญญาณ

โดยการใช้ไอซี Octal Buffer / Line Driver / Line Receiver เบอร์ 74244 ทำเป็นบัฟเฟอร์เมื่อมีสัญญาณจากภาค reset signal generate มาทริก จะทำให้ทำงานเปิดทางให้ข้อมูลจากภาครับสัญญาณ ผ่านไปยังภาคแปลงรหัส HEX / DEC ได้ และจะปิดทางผ่านของข้อมูลเมื่อไม่มีสัญญาณมาทริก

### 3.4 ภาคแปลงรหัสเลขฐานสิบหกเป็นฐานสิบ (HEX / DEC)

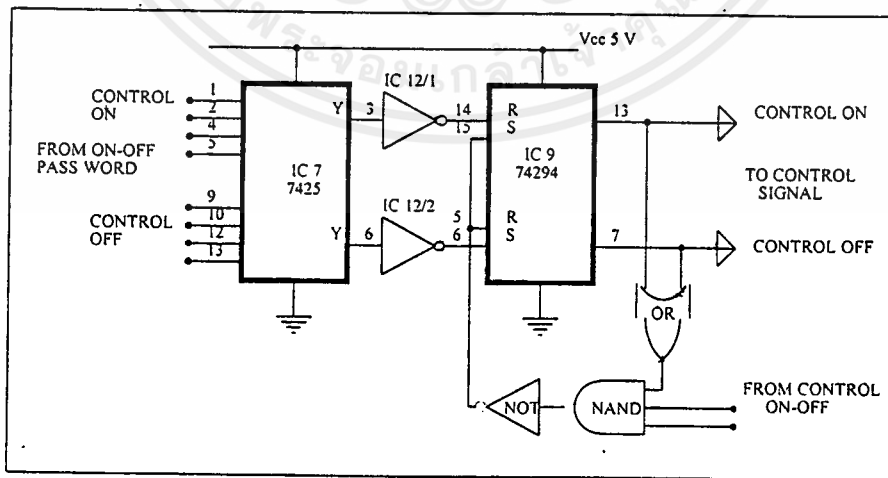
วงจรส่วนนี้ทำหน้าที่แปลงสัญญาณระบบเลขฐานสิบหกให้เป็นระบบเลขฐานสิบ ใช้ไอซี 4-Line to 16-Line Decoder / Demultiplexer เบอร์ 74154 เป็นตัวถอดรหัส ด้านอินพุตจะรับสัญญาณระบบเลขฐานสิบหกมาจากภาคควบคุมสัญญาณและจะให้เอาท์พุทค่าเป็น "0" ในระบบเลขฐานสิบ



รูปที่ 3.4 ภาคแปลงรหัสเลขฐานสิบหกเป็นฐานสิบ

3.5 ภาคกำเนิดสัญญาณรีเซต ( RESET SIGNAL GENERATE )

ภาค RESET SIGNAL GENERATE หรืออาจเรียกว่าภาค Reset for start วงจรส่วนนี้ทำหน้าที่ส่งสัญญาณ รีเซต ไปควบคุมการทำงานของภาคควบคุมสัญญาณให้ปิดหรือเปิดทางให้ข้อมูลผ่านไปได้



รูปที่ 3.5 วงจรภาคกำเนิดสัญญาณรีเซต

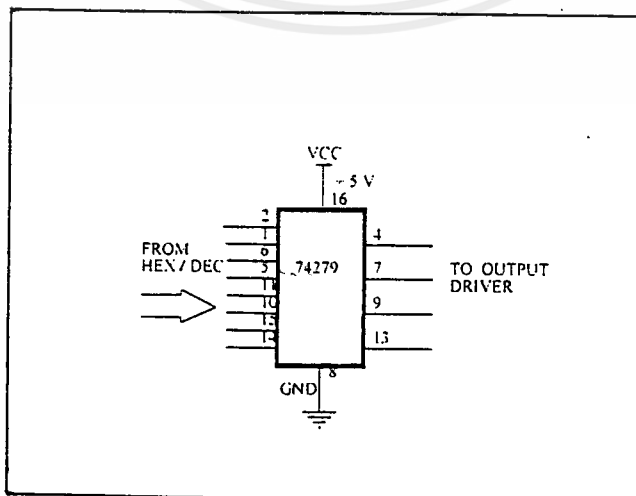
IC Quadruple 2-Input Positive-OR Gate เบอร์ 7432 ทำหน้าที่ป้องกันการกดปุ่มส่ง สัญญาณผิดพลาดกรณีกดปุ่ม \* แล้วมีการกดปุ่ม # ตามมาอีก ซึ่งจะทำได้สัญญาณเอาต์พุตที่ขา 4 และ 7 ของ IC, เป็น "0" ทั้งคู่ เป็นผลให้ภาครับสัญญาณและภาคแปลงรหัส HEX/DEC ทั้งส่วนของ ON LOAD และ OFF LOAD ต่างก็ถูกทริกให้ทำงาน ซึ่งอาจจะทำให้วงจรเกิดการเสียหายได้เพื่อเป็นการ ป้องกันกรณีดังกล่าว จึงได้นำสัญญาณเอาต์พุตของ IC, ทั้งสองมา OR กันไว้ เมื่ออินพุตของ IC<sub>s</sub> เป็น "0" ทั้งคู่จะได้เอาต์พุตเป็น "0" ส่งไปแนบเกตซึ่งจะเป็นการรีเซท IC, เป็นผลให้วงจรภาครับ สัญญาณและภาคแปลงรหัสหยุดทำงาน

ไอซี : 13 Input Positive-Nand Gate เบอร์ 74133 สภาวะเดิมด้านอินพุตจะมีค่าเป็นลอจิก "1" ทั้งหมด ซึ่งเอาต์พุตก็จะมีค่าเป็นลอจิก "0" เมื่อมีการกดปุ่มหมายเลข 0-9 ส่งสัญญาณเข้ามายังเครื่อง ควบคุมสัญญาณ จะมีผลให้สัญญาณเอาต์พุตจากขา 2-11 เป็นลอจิก "0" (จากการควบคุมของภาคแปลง รหัสชุด ON หรือชุด OFF แล้วแต่การใช้งานในขณะนั้น) จะส่งเข้ามาเป็นอินพุตของแนบเกต ซึ่งจะทำให้ สภาวะเอาต์พุตของแนบเกต เปลี่ยนเป็น "1" ผ่านอินเวอร์เตอร์ไปยังขา 15 ของไอซีเบอร์ 74279 ซึ่งจะมี ผลให้อาต์พุตของไอซีเปลี่ยนแปลงสภาวะจาก "1" เป็น "0" ทำให้วงจรภาคควบคุมสัญญาณและภาค แปลงรหัส HEX/DEC หยุดการทำงานกลับเข้าสู่สภาวะปกติ

### 3.6 ภาคแลตช์เอาต์พุตซิกแนล (OUTPUT SIGNAL LATCH)

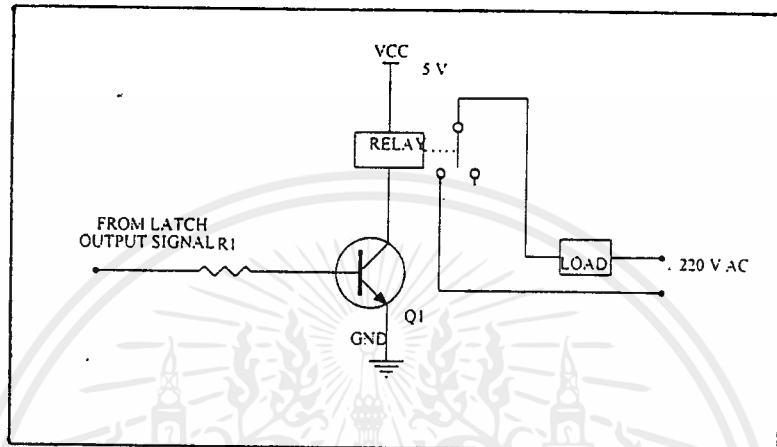
ภาค OUTPUT SIGNAL LATCH ส่วนนี้จะรับสัญญาณรหัส เลขฐานสิบมาจากภาคควบคุมสัญญาณ ชุด "ON" เมื่อต้องการจะ ON LOAD และรับสัญญาณจากภาคควบคุมสัญญาณชุด "OFF" เมื่อต้อ งการจะ "OFF" เมื่อต้องการจะ OFF LOAD และทำการ LATCH สภาวะเอาไว้ และส่งผ่านไปยังภาคขับ เอาต์พุต

การออกแบบวงจรใช้ไอซี Quadruple S-R Latch เบอร์ 74279 เอาต์พุตจะเปลี่ยนสภาวะเป็นตรง กันข้ามทุกครั้งที่มีสัญญาณค่า "0" เข้ามากระตุ้น ซึ่งลักษณะนี้สามารถนำมาใช้ในการเปลี่ยนสภาวะการ ควบคุมโหลดให้อยู่ในสภาวะทำงานหรือหยุดทำงาน



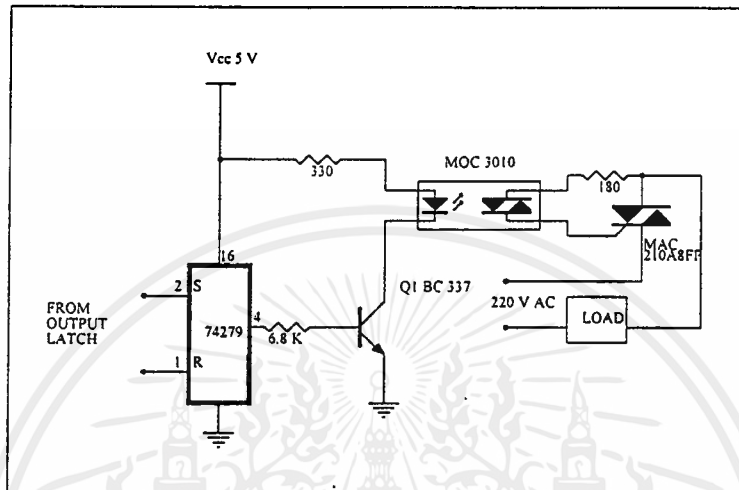
### 3.7 ภาคเอาต์พุตขับโหลด (OUTPUT DRIVER)

สัญญาณจากภาค OUTPUT SIGNAL LATCH นั้นยังไม่สามารถนำมาใช้ควบคุมโหลดได้โดยตรง วงจรที่ใช้รีเลย์ ตามรูปที่ 3.7 สามารถนำไปใช้งานได้ แต่อย่างไรก็ตามมีหลายวงจรซึ่งมีความต้องการที่ให้ออกแบบโดยไม่ต้องมีรีเลย์



รูปที่ 3.7 วงจรขับรีเลย์

การออกแบบโดยใช้ตัวเชื่อมโยทางแสง อินพุตและเอาต์พุตจะมีการแยกกันทางไฟฟ้า ให้ความมั่นใจต่อการสั้นสะเทือน ต่ออุณหภูมิและการรบกวนทางไฟฟ้า และการควบคุมปราศจากข้อยุ่งยากเหมือนกับวงจรที่ออกแบบโดยใช้รีเลย์

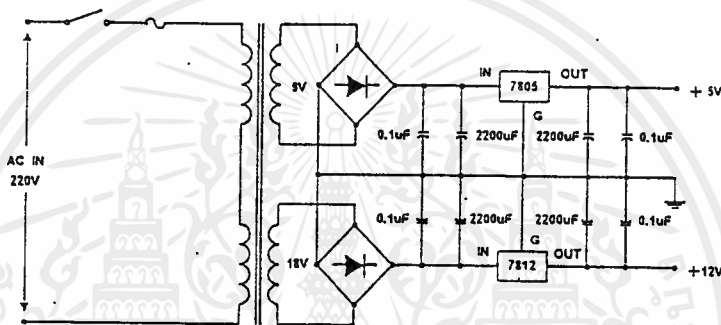


รูปที่ 3.8 วงจรควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมทางแสง

จากวงจรเมื่อเอาต์พุต Q ขา 4 ของ IC<sub>6</sub> มีค่าเป็นลอจิก “1” จะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q<sub>1</sub> นำกระแส ทำให้ไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรดนำกระแสตามไปด้วย แสงจากไดโอดดังกล่าวจะไปตกกระทบตัวตรวจจับแสง ทำให้นำกระแสไปกระตุ้นไทรแอกไซด์ให้ทำงานนำกระแส ทำให้มีการจ่ายกำลังงานเข้าสู่โหลดต่อไป

### 3.8 ภาคจ่ายไฟเลี้ยง

วงจรภาคจ่ายไฟเลี้ยงประกอบด้วยหม้อแปลงสำหรับลดแรงดันไฟสลับจาก 220 V เหลือ 18 V และผ่าน 9 V ผ่านไปยังวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ ( Bridge Rectifier ) เพื่อเปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรง จากนั้นจะถูกกรองกระแสโดยคาปาซิเตอร์ค่า 2,200  $\mu\text{F}$  และถูกควบคุมแรงดันด้วยไอซีเรกกูเลเตอร์เบอร์ 7805 และ 7812 เพื่อให้ได้แรงดันไฟเลี้ยงวงจร 5 V<sub>dc</sub> และ 12 V<sub>dc</sub> โดยที่ไอซี 2 ตัวนี้จะให้กระแสเอาต์พุตสูงสุด 1 A แรงดันไฟตรงที่ผ่านวงจรเรกกูเลเตอร์แล้วจะผ่านวงจรกรองกระแสอีกครั้งหนึ่งเพื่อให้กระแสเรียบยิ่งขึ้น ส่วนคาปาซิเตอร์ค่า 0.1  $\mu\text{F}$  มีไว้เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวน วงจรภาคจ่ายไฟเลี้ยงแสดงในรูปที่ 3.9

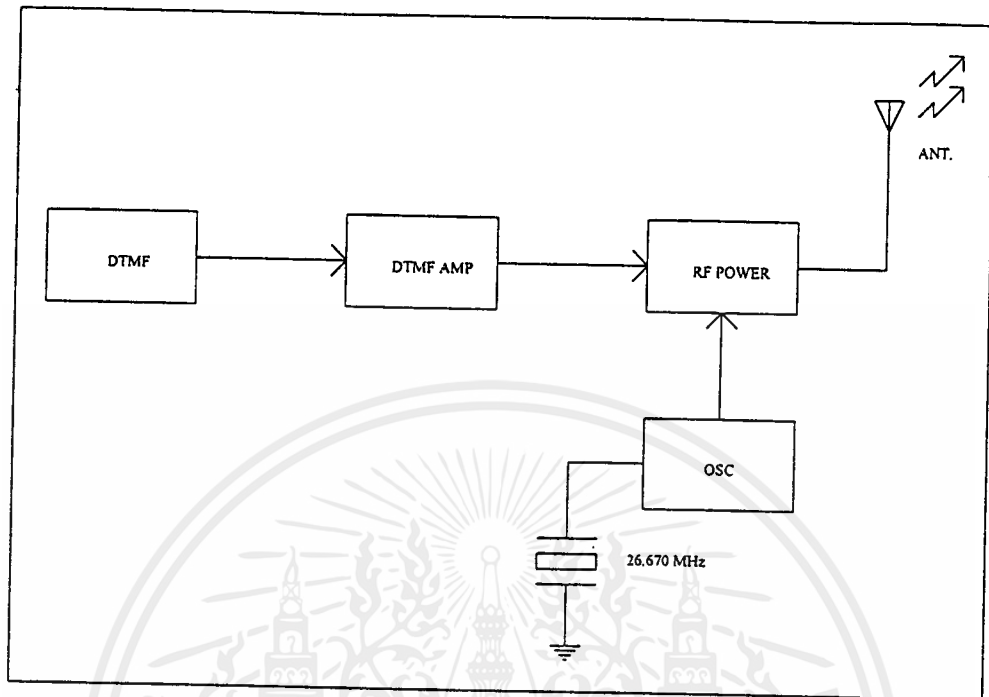


รูปที่ 3.9. วงจรจ่ายไฟเลี้ยง

### 3.9 การออกแบบเครื่องส่งและเครื่องรับ

โครงการเครื่องควบคุมการเปิดปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าด้วยคลื่นวิทยุ 27 MHz ได้ทำการออกแบบสร้างและทดลองชุดควบคุม โดยใช้ชุดเครื่องส่งและรับในย่านความถี่ VHF ซึ่งจะใช้สัญญาณ DTMF จากภาคกำเนิดสัญญาณ DTMF มาเป็นตัวบอกความประสงค์ของผู้ใช้ว่าต้องการสั่งให้อุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าตัวใดทำงาน โดยสัญญาณ DTMF จะถูกมอดูเลตทางด้านเครื่องส่งและดีมอดูเลตทางด้านเครื่องรับ แล้วจึงนำสัญญาณที่ดีมอดูเลตได้ไปออกแบบโดยภาครับสัญญาณเพื่อควบคุมเครื่องใช้ไฟฟ้าต่อไป

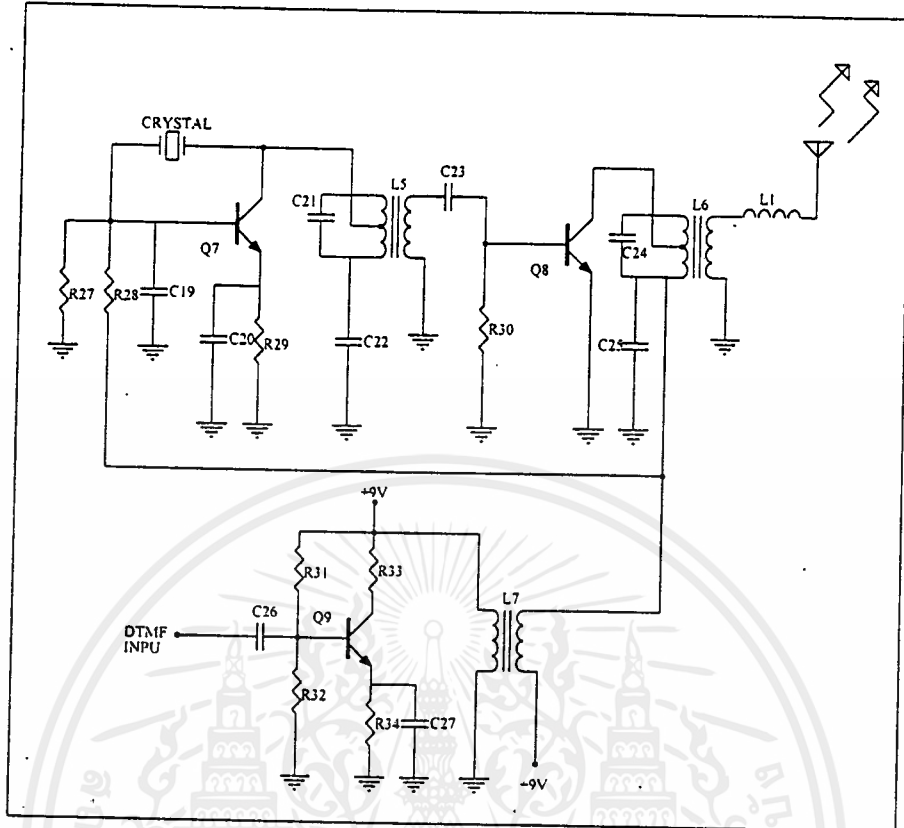
### 3.10 การออกแบบภาคส่ง



รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมภาคส่ง

จากรูปที่ 3.10 วงจรออสซิลเลเตอร์ (Osc) จะผลิตความถี่ 26.670 MHz ตามค่าคริสตอล (X-tal) สัญญาณในภาคส่งสัญญาณนี้จะถูกส่งไปขยายที่ภาคขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (RF Amp) ให้สัญญาณแรงขึ้น ในอีกทางหนึ่งสัญญาณความถี่โทรศัพท์ (DTMF) จะถูกส่งไปให้ภาคขยายสัญญาณความถี่โทรศัพท์ (DTMF Amp) ขยายสัญญาณให้แรงขึ้นเพื่อไปมอดูเลตกับสัญญาณ RF ที่ได้จากภาค RF Amp

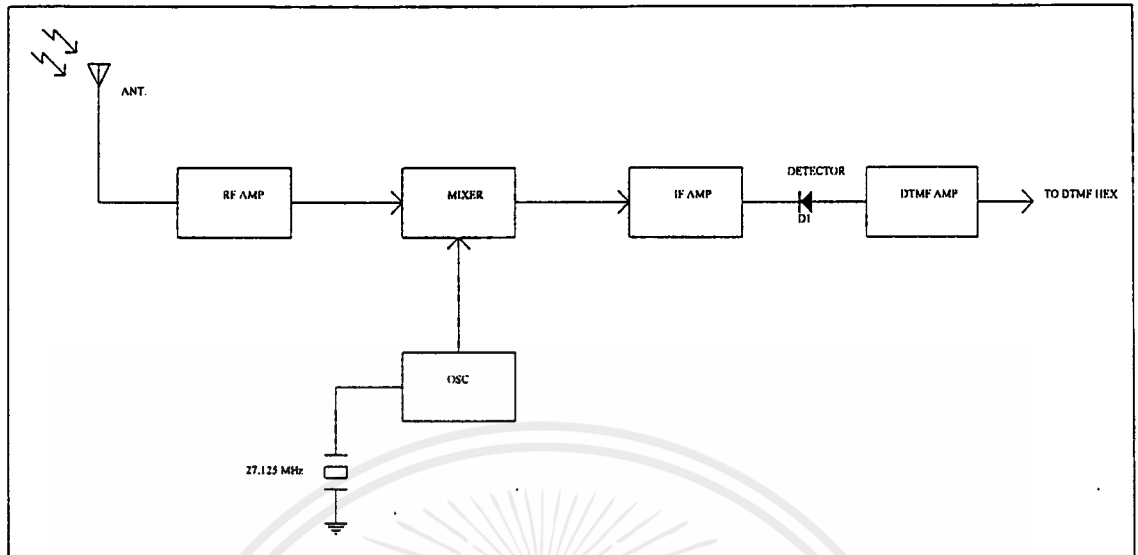
สัญญาณ DTMF จะแฝงไปกับสัญญาณ RF 26.670 MHz ในลักษณะการมอดูเลตแบบแอมพลิจูดมอด (Amplitude Modulation : AM) ออกสู่สายอากาศกระจายคลื่นออกไปยังเครื่องรับส่งตัวอื่น ๆ



รูปที่ 3.11 วงจรภาคส่งความถี่ 27 MHz

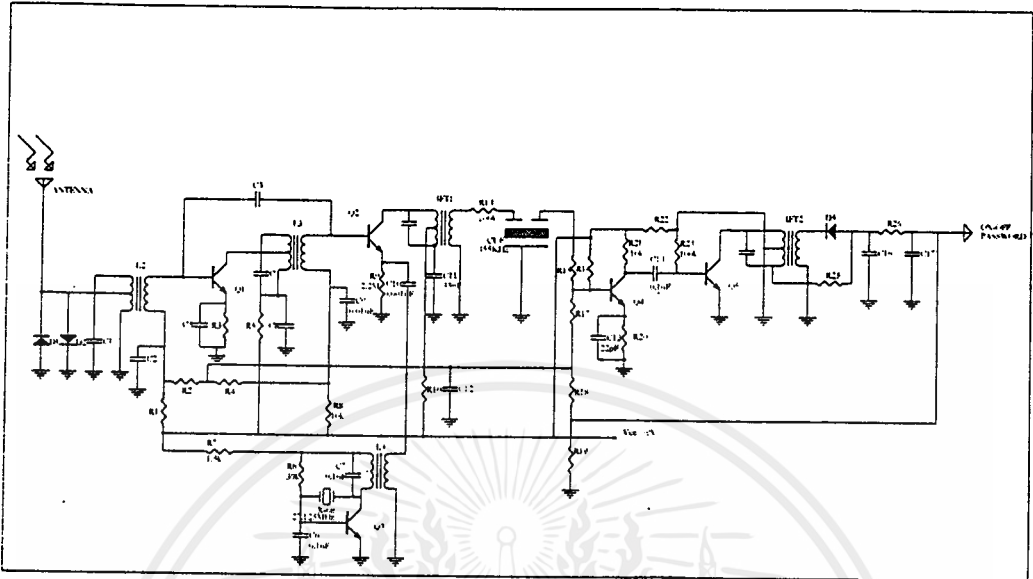
จากรูปที่ 3.11  $Q_7$  เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ ผลิตความถี่ RF ตามค่าของ X-TAL 27.125 MHz ความถี่นี้จะถูกขยายด้วย  $Q_8$  ซึ่งทำหน้าที่เป็น RF Power Amp ในขณะที่เดียวกันสัญญาณ DTMF ที่ถูกขยายโดย  $Q_9$  จะถูกส่งไปมอดูเลตกับสัญญาณ RF ที่เอาท์พุททรานส์ฟอร์มเมอร์ โดยในที่นี้ทำหน้าที่เป็น MODULATION TRANSFORMER สัญญาณ RF ที่ถูกมอดูเลตในลักษณะแอมพลิจูดมอดูเลชันจะถูกส่งออกอากาศไปโดยผ่าน L, ซึ่งเป็น LOADING COIL ช่วยให้อากาศเหมาะสมกับเอาท์พุทของวงจรและความถี่ขนาด 27 MHz

### 3.11 การออกแบบภาครับ



รูปที่ 3.12 บล็อกไดอะแกรมภาครับ

จากรูปที่ 3.12 สายอากาศ (Antenna) จะรับสัญญาณ 26.670 MHz เข้ามายังภาค RF Amp เพื่อขยายสัญญาณที่รับเข้ามาให้มีความแรงขึ้นแล้วส่งไปยังภาคมิกเซอร์ (Mixer) เพื่อผสมกับสัญญาณที่ภาคออสซิลเลเตอร์สร้างขึ้น ภาคออสซิลเลเตอร์นี้จะผลิตความถี่ 27.125 MHz ตามค่าของคริสตอล (X-tal) ในวงจรภาครับ และเมื่อผสมกับสัญญาณ 26.670 MHz ซึ่งรับเข้ามาจากภาค RF Amp ที่ภาคมิกเซอร์นี้จะเกิดความถี่ผลต่าง 455 KHz ซึ่งเป็นความถี่กลาง (Intermediate Frequency : IF) ส่งเข้าวงจร IF Amp เพื่อขยายสัญญาณ IF 455 kHz ที่ได้ให้แรงขึ้นก่อนส่งให้ไดโอด ( $D_1$ ) ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวดีเทคเตอร์ (Detector) ถอดรหัสสัญญาณ RF เป็น DTMF แล้วจากนั้นจึงเข้าสู่ภาคถอดรหัส DTMF เพื่อแปลงสัญญาณ DTMF ให้เป็นสัญญาณไบนารีดิจิทัลขนาด 4 บิตต่อไป



รูปที่ 3.13 วงจรภาครับความถี่ 27 MHz

จากรูปที่ 3.13 สัญญาณ RF จากสายอากาศผ่านคอยล์  $L_1$  เข้ามายังวงจรจูนย่าน 27 MHz ซึ่งประกอบด้วย  $L_1$  และ  $C_1$  ส่วน  $D_1$ ,  $D_2$  เป็นตัวป้องกันไม่ให้สัญญาณ RF ที่มีขนาดแรงเกินไปเข้ามายังวงจรได้

ความถี่ 27 MHz ที่รับเข้ามาจะถูกคัปปลิงมายัง  $Q_1$  ขยายให้แรงขึ้น และส่งไปยังขาเบสของ  $Q_2$  ในขณะที่เดียวกัน  $Q_3$  ซึ่งเป็นวงจร OSCILATOR จะสร้างความถี่ที่ถูกระบุโดย X-TAL เพื่อให้ได้ความถี่เที่ยงตรงส่งเข้าไปยังขา EMITTER ของ  $Q_2$  ความถี่ทั้งสองจะหักล้างกัน เหลือเป็นความถี่ผลต่าง 455 KHz ส่งมายัง IFT<sub>1</sub> ซึ่งเป็นวงจรจูนที่ความถี่ IF 455 KHz ความถี่ 455 KHz จะผ่าน  $R_{14}$  เข้าไปยัง CUF 455 KHz ซึ่งเป็นตัวกรอง ให้ผ่านเฉพาะความถี่ 455 KHz อีกชั้น ความถี่ IF นี้จะถูกขยายให้แรงขึ้นด้วย  $Q_4$ ,  $Q_5$  และผ่าน IFT<sub>2</sub> มายัง  $D_3$  ซึ่งทำหน้าที่ DETECT เอาสัญญาณ AF ออกจาก RF ผ่านวงจรฟิลเตอร์ ซึ่งประกอบด้วย  $C_{16}$ ,  $R_{26}$ ,  $C_{17}$  เพื่อให้ได้สัญญาณ AF ที่ดี จากสัญญาณ AF จะผ่าน  $R_{18}$ ,  $R_{17}$ ,  $R_2$ ,  $R_4$  เป็น AGC (AUTOMATIC GAIN CONTROL) เข้าไปควบคุมไบอัสที่เบสของ  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_4$  เพื่อให้มีอัตราขยายคงที่ไม่ว่าสัญญาณที่รับเข้ามาจะแรงหรือค่อยก็ตาม

### 3.12 ข้อกำหนดในการใช้งาน

1. ในการตั้งงานให้เครื่องควบคุมเปิดปิดอุปกรณ์ไฟฟ้านั้น จะมีระยะในการรับส่งได้ประมาณ

15 เมตร

2. ระยะในการตั้งงานนั้นจะอยู่ภายในบริเวณบ้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ในการสั่งงานเพื่อควบคุมการเปิดปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าแต่ละตัวนั้นจะต้องมีการกรหัส ( Pass Word ) ควบคุมกับหมายเลขของอุปกรณ์ด้วยเสมอ โดยที่รหัส \* และรหัส # แทนรหัสเปิดและปิดตามลำดับ
4. การกดหมายเลขโดยไม่กรหัสจะไม่มีผลต่อภาวะของอุปกรณ์ไฟฟ้าที่เปิดหรือปิดอยู่ก่อนแล้ว
5. ในกรณีที่ผู้เรียกกดปุ่มรหัส \* และ # ติดต่อกัน วงจรจะมีระบบป้องกันเพื่อไม่ให้เกิดความเสียหายกับวงจร โดยจะทำการรีเซ็ตให้วงจรภาคควบคุมสัญญาณและภาคแปลงรหัส HEX/DEC หยุดการทำงานและวงจรจะเข้าสู่สถานะ ready for start
6. ในกรณีที่ไม่ต้องการใช้เครื่องควบคุมสั่งงานให้อุปกรณ์ไฟฟ้าทำงาน ก็สามารถเปิดปิดที่ตัวอุปกรณ์ได้ตามปกติ

### 3.13 หลักการพันคอยล์

ลวดตัวนำที่พันหรือขดขึ้นเป็นคอยล์ มักจะใช้ในวงจรที่มีความถี่ไฟสลับ ทำหน้าที่เป็นตัวที่ทำให้เกิดอินดักแตนซ์ในวงจร เราเรียกอุปกรณ์พวกนี้ว่า อินดักเตอร์ ( INDUCTOR ) หรือเรียกว่า ไช้ค ( CHOKE ) หรือคอยล์ก็ได้ แกนของอินดักเตอร์มีทั้งที่ทำจากสารแม่เหล็ก เช่น แกนเหล็ก หรือแกนเฟอร์ไรท์ หรืออาจจะใช้แกนที่เป็นฉนวน ไม่มีคุณสมบัติของสารแม่เหล็ก เช่น พลาสติกหรือเบเคไลต์ (BAKELITE) สำหรับเป็นโครงยึดลวดในกรณีที่พันด้วยเส้นลวดเล็ก ๆ หรือถ้าเป็นลวดเส้นโต ๆ ก็พันตัวเปล่า ๆ โดยไม่ต้องมีแกนซึ่งเราเรียกอินดักเตอร์ที่ไม่ได้ใช้สารแม่เหล็กเป็นแกนนี้ว่า อินดักเตอร์แกนอากาศ ( AIR CORE INDUCTOR )

อินดักเตอร์มีค่าคงที่อยู่ค่าหนึ่งซึ่งเราเรียกกันว่า อินดักแตนซ์ ( INDUCTANCE ) เราแทนค่านี้ด้วยอักษร L ค่าอินดักแตนซ์เป็นค่าที่เกิดจากการขุดตัวและพองตัวของสนามแม่เหล็กในอินดักเตอร์ที่ต่อในวงจรไฟฟ้าสลับ ทำให้มีคุณสมบัติของวงจรไฟฟ้าที่พยายามจะต่อต้านการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลในวงจร

ค่าของอินดักแตนซ์ขึ้นกับชนิดและขนาดของแกน รวมทั้งลักษณะการพันคอยล์และจำนวนขดลวดของคอยล์ คอยล์ที่ใช้แกนเป็นสารแม่เหล็กจะมีค่าอินดักแตนซ์มากกว่าคอยล์ที่ใช้แกนเป็นฉนวนหรืออากาศมากและคอยล์ที่มีจำนวนขดลวดมากจะทำให้มีค่าอินดักแตนซ์มากขึ้นตามไปด้วย

หน่วยพื้นฐานของค่าอินดักแตนซ์ก็คือ เฮนรี่ ( Henry ) เราให้คำจำกัดความของหน่วยเฮนรี่ดังนี้ ตัวนำหรือคอยล์ จะมีค่าอินดักแตนซ์ 1 เฮนรี่ ก็ต่อเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสในอัตรา 1 แอมแปร์ต่อ 1 วินาที แล้วทำให้เกิดแรงดันต้านกลับ (  $V_{emf}$  ) 1 โวลต์

อินดักเตอร์ที่ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์มีค่าอินดักแตนซ์ในช่วงกว้างมาก เช่น ถ้าอยู่ในวงจรจ่ายไฟก็ใช้ค่าหลายเฮนรี่ ซึ่งจะต้องใช้ขดลวดพันบนแกนเหล็กจึงจะได้ค่ามาก ๆ ถ้าอยู่ในวงจรที่ความถี่ไม่สูงนัก ค่าอินดักแตนซ์ที่ใช้จะอยู่ในช่วงมิลลิเฮนรี่ ถ้าในวงจรความถี่ปานกลาง และที่ความถี่สูงขึ้นไป ค่าอินดักแตนซ์ที่ใช้จะอยู่ในช่วงไมโครเฮนรี่

ในตัวนำขม่อมมีค่าอินดักแตนซ์เสมอ แม้ว่าตัวนำนั้นไม่อยู่ในรูปของคอยล์ก็ตาม ลวดตัวนำที่เป็นเส้นตรงสั้น ๆ จะมีค่าอินดักแตนซ์น้อยมาก แต่ถ้าหากมีกระแสที่เปลี่ยนแปลงไหลผ่านตัวมันมากพอก็จะทำเอกซารันเป็นเอกซารันที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตเห็นไปเซปรีเซชันด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้เกิดการเหนี่ยวนำขึ้นได้ หรือลวดตัวนำที่ยาวเพียงไม่กี่นิ้ว เราอาจจะมองข้ามไปได้ ถ้าอยู่ในวงจรความถี่ต่ำๆ แต่ในกรณีที่ความถี่สูงกว่า 100 MHz ขึ้นไป เส้นลวดอันนี้จะมีผลต่อความถี่ในวงจรได้

ค่าอินดักแตนซ์โดยประมาณของขดลวดที่พันชั้นเดียวบนแกนอากาศ คำนวณได้จากสูตรหาค่าอินดักแตนซ์

$$L = a^2 n^2 / 9a + 10b$$

หรือหาจำนวนรอบของขดลวดได้โดยการจัดสูตรใหม่ได้เป็น

$$n = [L(9a + 10b) / a^2]^{1/2}$$

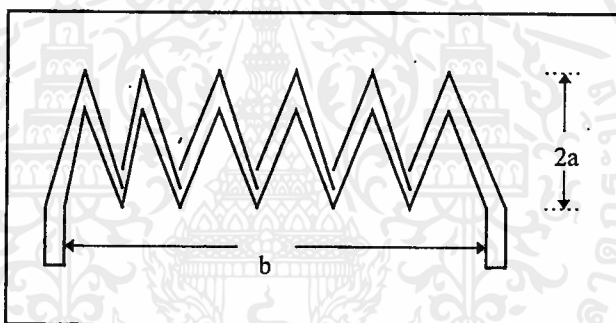
เมื่อ

L คือ ค่าอินดักแตนซ์ มีหน่วยเป็น  $\mu\text{H}$

a คือ รัศมีของคอยล์ มีหน่วยเป็นนิ้ว

b คือ ความยาวในการพันขดลวดมีหน่วยเป็นนิ้ว

n คือ จำนวนรอบของขดลวด



รูปที่ 3.14 แสดงความหมายของ a และ b ของขดลวด

ค่าที่ได้จากการคำนวณของสูตรนี้จะใกล้เคียงความจริงถ้าความยาวของการพันขดลวด (ค่า b) มีไม่น้อยกว่า 0.8 a

ตัวอย่างที่ 3.1 การคำนวณหาค่า L สมมติมีคอยล์ขดหนึ่ง พันไว้ 48 รอบ ด้วยระยะการพัน 32 รอบต่อนิ้ว เส้นผ่าศูนย์กลางของคอยล์ เท่ากับ  $\frac{3}{4}$  นิ้วให้หาค่า L ของขดลวดขดนี้

$$\text{ระยะพันคอยล์ 32 รอบได้คอยล์ยาว} = 1 \text{ นิ้ว}$$

$$\text{ถ้าคอยล์พัน จะได้ความยาว (ค่า b)} = 48/32 = 1.5 \text{ นิ้ว}$$

$$\text{รัศมีของคอยล์ (ค่า a)} = 0.75/2 = 0.375 \text{ นิ้ว}$$

แทนค่าในสูตรจะได้

$$\begin{aligned} L &= 0.375^2 \times 48^2 / [9(0.375) + 10(1.5)] \\ &= 17.6 \mu\text{H} \end{aligned}$$

ตัวอย่างที่ 3.2 การคำนวณหาจำนวนรอบของคอยล์ สมมติ ต้องการพันคอยล์ให้ได้ค่าอินดักแตนซ์เท่ากับ 10  $\mu\text{H}$  โดยที่คอยล์มีเส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากับ 1.25 นิ้ว

ดังนั้นจะได้  $a = 0.5$  ,  $b = 1.25$  และ  $L = 10$  แทนค่าในสูตรดังนี้

หาจำนวนรอบ

$$\begin{aligned} n &= L [ (9a + 10b) / a^2 ]^{1/2} \\ &= 10 [ (4.5 + 12.5) / 0.5^2 ]^{1/2} \\ &= 26.1 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

ในทางปฏิบัติเราพันแค่ 26 รอบซึ่งเป็นค่าใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้ เนื่องจากความยาวของคอยล์ที่ต้องการ = 1.25 นิ้ว เราจึงหาค่าจำนวนรอบต่อนิ้วได้ =  $26.1 / 1.25 = 20.9$  รอบต่อนิ้ว

เรานำค่าจำนวนรอบต่อนิ้วที่ได้ ไปเทียบดูในตารางที่ 3.1 เพื่อหาค่าเบอร์ลวดที่นำมาพันคอยล์จะเห็นว่าลวดเบอร์ AWG 17 หรือ SWG 18 ในตารางที่ 3.1 สามารถใช้ได้เพราะพันได้ถึง 21.2 รอบต่อนิ้ว (มากกว่าค่าที่คำนวณได้เล็กน้อย) เป็นค่าที่ใกล้เคียงกับการคำนวณ หรือจะใช้ลวดเบอร์อื่นที่เล็กกว่าก็ได้ (ลวดเบอร์สูงขึ้น)

ในการพันให้พันได้จำนวนรอบ 26 รอบตามที่ต้องการ แล้วจึงปรับระยะห่างระหว่างรอบให้เท่า ๆ กัน จนได้ความยาวของคอยล์เท่ากับ 1.25 นิ้ว

สูตรสำหรับหาค่าอินดักแตนซ์และจำนวนรอบอีกแบบ ซึ่งเหมือนกับสูตรก่อน แต่อยู่ในรูปแบบที่ต่างกันเท่านั้น คือ

หาค่าอินดักแตนซ์

$$L(\mu\text{H}) = d^2 n^2 / (18d + 401)$$

หาจำนวนรอบ

$$n = [ L(18d + 401) ]^{1/2} / d$$

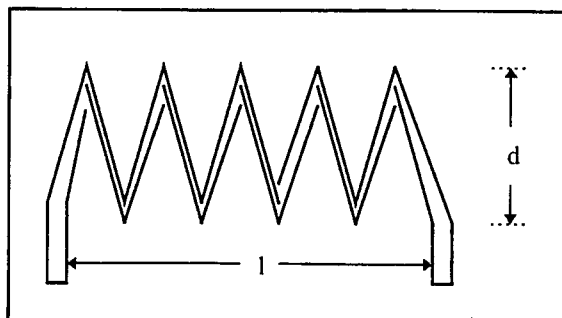
กำหนดให้

$L$  = ค่าอินดักเตอร์หน่วยเป็นไมโครเฮนรี่

$d$  = เส้นผ่าศูนย์กลางคอยล์หน่วยเป็นนิ้ว

$l$  = ความยาวของคอยล์หน่วยเป็นนิ้ว

$n$  = จำนวนรอบของคอยล์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ฐานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 3.15 แสดงความหมายของ  $l$  และ  $d$   
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างที่ 3.3 ใช้โจทย์ตามตัวอย่างที่ 3.1 ในการหาค่าอินดักแตนซ์ ดังนั้น  $d = 0.75$  ,  $l = 48 / 32 = 1.5$  และ  $n = 48$  แทนค่าในสูตร

$$L = \frac{0.75^2 \times 48^2}{(18 \times 0.75 + 40 \times 1.5)}$$

$$= \frac{1296}{73.5} = 17.6 \mu\text{H}$$

ตัวอย่างที่ 3.4 ใช้โจทย์ตามตัวอย่างที่ 3.2 ในการหาจำนวนรอบ ดังนี้

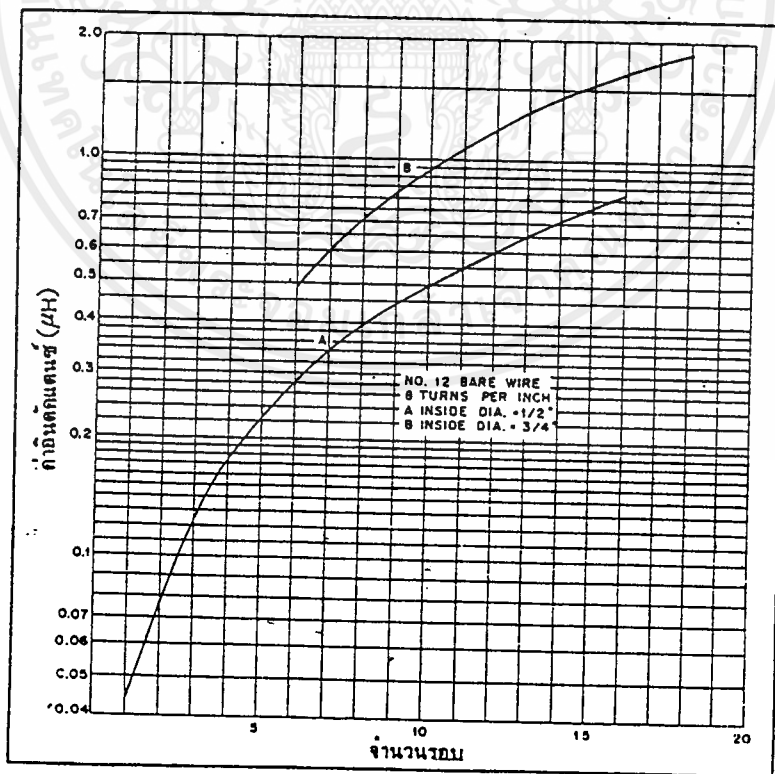
เมื่อ  $d = 1$  ,  $l = 1.25$  และ  $L = 10$

แทนค่าในสูตร

$$n = \left[ \frac{10(18 \times 1 + 40 \times 1.25)}{0.75^2} \right]^{1/2}$$

$$= \left[ 680 \right]^{1/2} = 26.1 \text{ รอบ}$$

โดยมากแล้วค่าที่หาได้จากสูตรอินดักแตนซ์จะไม่ค่อยตรงนักถ้านำไปใช้กับคอยล์อันเล็ก ๆ เช่นที่ใช้ในย่านความถี่ VHF หรือที่ใช้เป็นตัวกรองผ่านความถี่ต่ำ (LOW PASS FILTER) เพื่อกันไม่ให้คลื่นฮาร์โมนิกออกไปรบกวนโทรทัศน์ เพราะความหนาของลวดตัวนำไม่มากพอจนต้องตัดทิ้งไปเมื่อนำมาเทียบกับขนาดของคอยล์ ในรูปที่ 3.16 แสดงค่าที่วัดได้จากคอยล์ที่ใช้งานในย่านความถี่ VHF ซึ่งอาจนำมาหาค่าต่าง ๆ ของคอยล์ได้

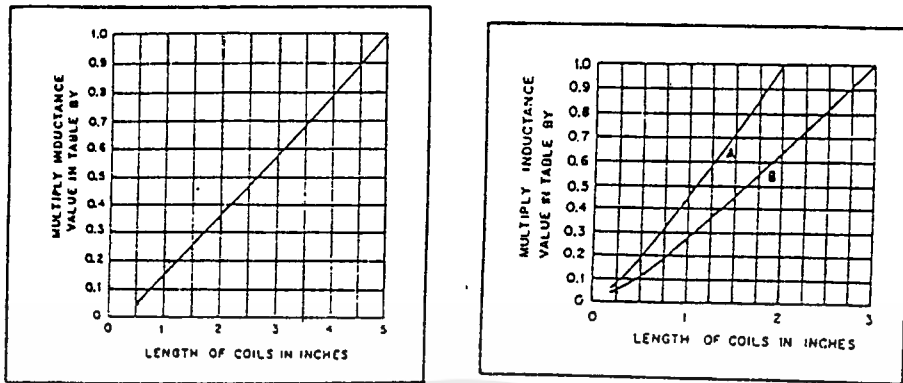


รูปที่ 3.16 แสดงผลการวัดค่าอินดักแตนซ์ ของขดลวดเมื่อใช้ลวดเบอร์ 12AWG พันถึ 8 รอบต่อนิ้ว โดยเส้นผ่านศูนย์กลางภายในของเส้น A = 1/2" และของเส้น B = 3/4" ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟในรูปที่ 3.16 มีเส้น 2 เส้น เส้น A สำหรับคอยล์ที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางด้านใน  $\frac{1}{2}$  นิ้ว เส้น B สำหรับคอยล์ที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางด้านใน  $\frac{3}{4}$  นิ้ว คอยล์ทั้งสองแบบพันด้วยลวดเบอร์ 12 AWG ระยะความยาวของการพันคอยล์ 8 รอบต่อนิ้ว ( ระยะจากกึ่งกลางของเส้นลวดเส้นหนึ่งไปยังกึ่งกลางของเส้นลวดถัดไป =  $\frac{1}{8}$  นิ้ว ) ค่าของอินดักแตนซ์ของคอยล์ที่ใช้กันทั่วไปในวงจรความถี่วิทยุย่าน 3-30 MHz ค่าที่ได้จะถูกต้องเพียงพอต่อการใช้งานจริง

เบอร์ลวด AWG	เบอร์ลวด SWG ที่ใกล้เคียง	เส้นผ่าศูนย์กลาง (มม.)	จำนวนรอบ/นิ้ว	จำนวนรอบต่อ ค.ร. นิ้ว	ค่า $\Omega/1000$ ฟุต ที่ 80 °ซ
1	1	7.348	-	-	0.1264
2	3	6.544	-	-	0.1593
3	4	5.827	-	-	0.2009
4	5	5.189	-	-	0.2533
5	7	4.621	-	-	0.3195
6	8	4.115	-	-	0.4028
7	9	3.665	-	-	0.5080
8	10	3.264	7.6	57	0.6405
9	11	2.906	8.6	72	0.8077
10	12	2.588	9.6	90	1.018
11	13	2.305	10.7	113	1.284
12	14	2.053	12.0	141	1.619
13	15	1.828	13.5	177	2.042
14	16	1.628	15.0	221	2.575
15	17	1.450	16.8	277	3.247
16	18	1.291	18.9	348	4.094
17	18	1.150	21.2	437	5.163
18	19	1.024	23.6	548	6.510
19	20	0.912	26.4	681	8.210
20	21	0.812	29.4	852	10.35
21	22	0.723	33.1	1065	13.05
22	23	0.644	37.0	1340	16.46
23	24	0.573	41.3	1665	20.76
24	25	0.511	46.3	2100	26.17
25	26	0.455	51.7	2630	33.00
26	27	0.405	58.0	3320	41.62
27	29	0.361	64.9	4145	52.48
28	30	0.321	72.7	5250	66.17
29	31	0.286	81.6	6510	83.44
30	33	0.255	90.5	8175	105.2
31	34	0.227	101	10,200	132.7
32	36	0.202	113	12,650	167.3
33	37	0.180	127	16,200	211.0
34	38	0.160	143	19,950	266.0
35	38-39	0.143	158	25,000	335
36	39-40	0.127	175	31,700	423
37	41	0.113	198	39,600	533
38	42	0.101	224	49,100	673
39	43	0.090	248	62,600	848
40	44	0.080	282	77,600	1070

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ตารางที่ 3.1 แสดงคุณสมบัติของลวดเคลือบนำยาเบอร์ต่าง ๆ  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 กราฟแสดงการหาค่าตัวประกอบการคูณ

ในกราฟของรูปที่ 3.17 ใช้หาค่า ตัวประกอบการคูณ (Multiplying factor) โดยแกนทางแนวนอนของกราฟแสดงค่าความยาวของคอยล์ แกนทางแนวตั้งแสดงค่าตัวประกอบการคูณ

เราหาค่าตัวประกอบการคูณของคอยล์ได้จากการลากเส้นตรงขึ้นไปจากจุดบนแกนทางแนวนอนตามค่าความยาวของคอยล์ที่เราต้องการหาค่าอินดักแตนซ์ ณ จุดที่ตัดกับเส้นเคิร์ฟ ในกราฟให้ลากเส้นตรงไปตัดกับแกนทางแนวตั้ง จุดนี้เป็นจุดที่แสดงค่าตัวประกอบการคูณที่ต้องการ เราจะเอาค่านี้ไปใช้ในการหาค่าอินดักแตนซ์ของคอยล์ในขั้นต่อไป

ส่วนตารางข้างล่างกราฟนั้นแสดงค่าเส้นผ่าศูนย์กลาง , จำนวนรอบต่อนิ้ว และค่าอินดักแตนซ์ของคอยล์ที่มีความยาว 1 นิ้ว เราหาค่าอินดักแตนซ์ของคอยล์ที่ต้องการทราบค่าได้โดยเทียบค่าในตารางตรงช่องที่มีค่าเส้นผ่าศูนย์กลางคอยล์และจำนวนรอบต่อนิ้วตรงกับคอยล์ของเรา เราเอาค่าอินดักแตนซ์ของคอยล์นี้ที่ความยาว 1 นิ้ว จากช่องขวาสุดในตาราง มาคูณกับค่าตัวประกอบการคูณที่ได้จากขั้นตอนก่อนผลลัพธ์ที่ได้เป็นค่าอินดักแตนซ์ของคอยล์ที่เราต้องการทราบค่า

ตัวอย่างที่ 3.5 ในการหาค่าอินดักแตนซ์ของคอยล์ที่มีจำนวนรอบเท่ากับ 20 รอบ เส้นผ่าศูนย์กลางคอยล์เท่ากับ 1 นิ้ว คอยล์ยาวเท่ากับ 1.25 นิ้ว คอยล์มีจำนวนรอบเท่ากับ 20 รอบ

$$\text{ดังนั้นจำนวนรอบต่อนิ้ว} = 20 / 1.25 = 16 \text{ รอบต่อนิ้ว}$$

นำค่าเส้นผ่าศูนย์กลางคอยล์และจำนวนรอบต่อนิ้ว ไปเทียบค่าในตาราง ได้ค่าอินดักแตนซ์ของคอยล์นี้ที่ความยาว 1 นิ้ว = 16.9  $\mu\text{H}$

เอาค่าความยาวคอยล์ 1.25 นิ้ว ไปหาค่าตัวประกอบการคูณจากกราฟได้ค่า = 0.35

$$\text{ดังนั้นคอยล์ที่ต้องการทราบค่ามีอินดักแตนซ์} = 16.9 \times 0.35 = 5.9 \mu\text{H}$$

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

#### 4.1 วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาการสร้างเครื่องส่งและเครื่องรับวิทยุในย่านความถี่ 27 MHz
2. สามารถนำสัญญาณ DTMF ที่ได้จากภาคกำเนิดสัญญาณ DTMF มามอดูเลตและส่งไปควบคุมเครื่องใช้ไฟฟ้าทางค่านรับได้
3. เพื่อทดสอบระยะเวลาในการควบคุมอุปกรณ์ของรีโมทคอนโทรล

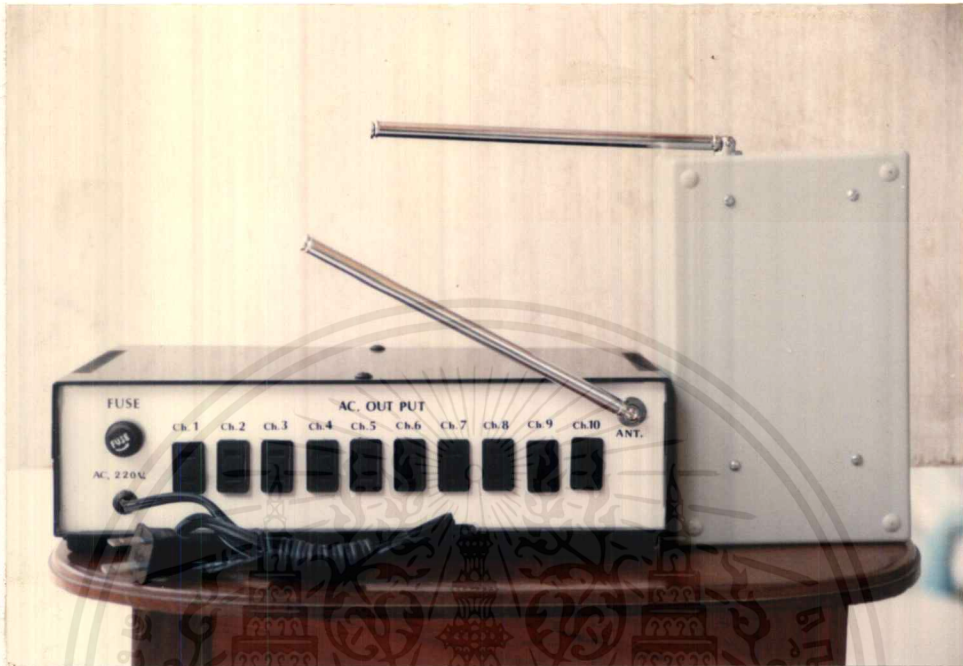
#### 4.2 อุปกรณ์การทดลอง

1. ชุดเครื่องส่งและชุดเครื่องรับ
2. ออสซิลโลสโคป
3. สเต็ปดรัมอนาไลเซอร์
4. อุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้า



รูปที่ 4.1 แสดง เครื่องควบคุมการเปิดปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าที่เสร็จสมบูรณ์ ( ด้านหน้า )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

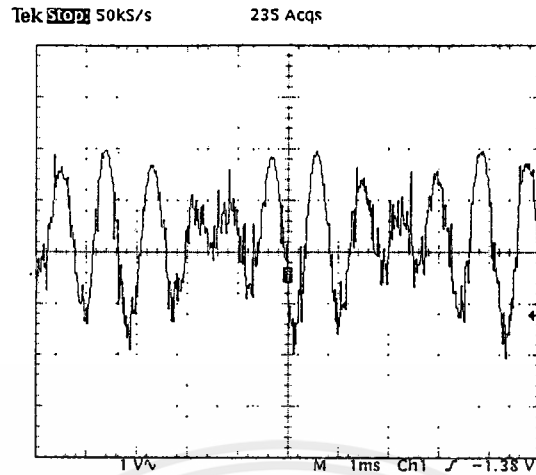


รูปที่ 4.2 แสดงเครื่องควบคุมการเปิดปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าที่เสร็จสมบูรณ์ (ด้านหลัง)

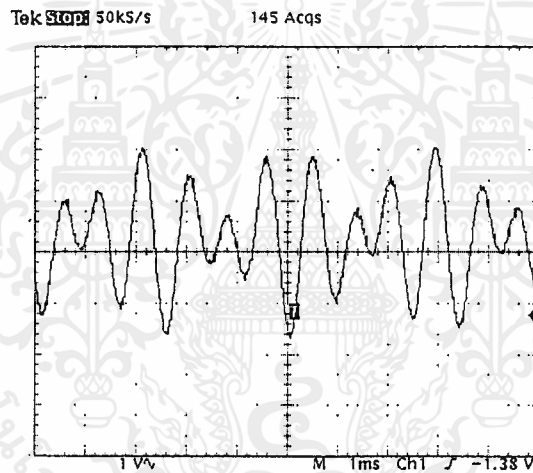
#### 4.3 ลำดับขั้นการทดลอง

1. เปิดสวิตช์จ่ายไฟให้ชุดเครื่องรับ และชุดเครื่องส่ง (รีโมท)
2. กดรหัสและหมายเลขเพื่อสั่งงานให้อุปกรณ์ไฟฟ้าทำงาน
3. วัดสัญญาณ DTMF ทางด้านภาคกำเนิดสัญญาณ DTMF
4. วัดสัญญาณมอดูเลตที่ถูกส่งจากรีโมท
5. ทดสอบระยะควบคุมที่ไกลที่สุด

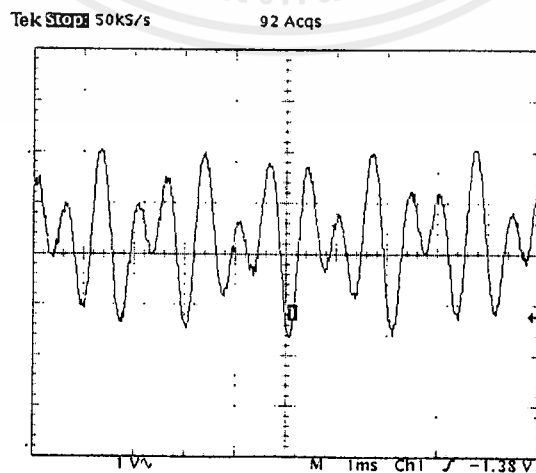
#### 4.4 ผลการทดลอง



รูปที่ 4.3 รูปสัญญาณ DTMF ที่ถูกผลิตขึ้นมา (หมายเลข 1)



รูปที่ 4.4 รูปสัญญาณ DTMF ที่ถูกผลิตขึ้นมา (หมายเลข 6)



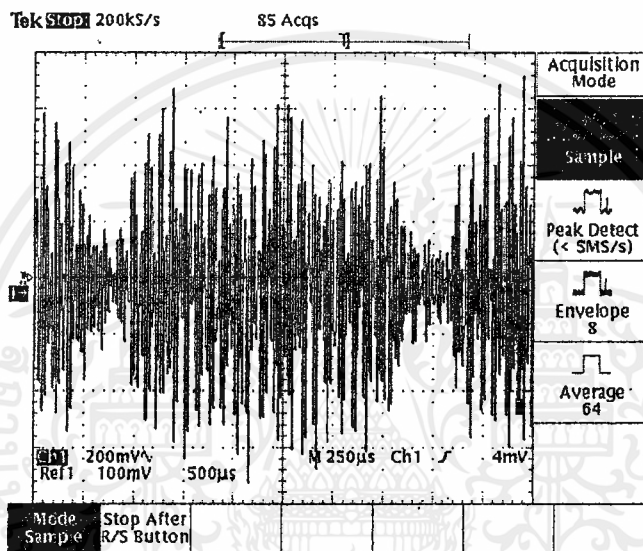
รูปที่ 4.5 รูปสัญญาณ DTMF ที่ถูกผลิตขึ้นมา (หมายเลข 9)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

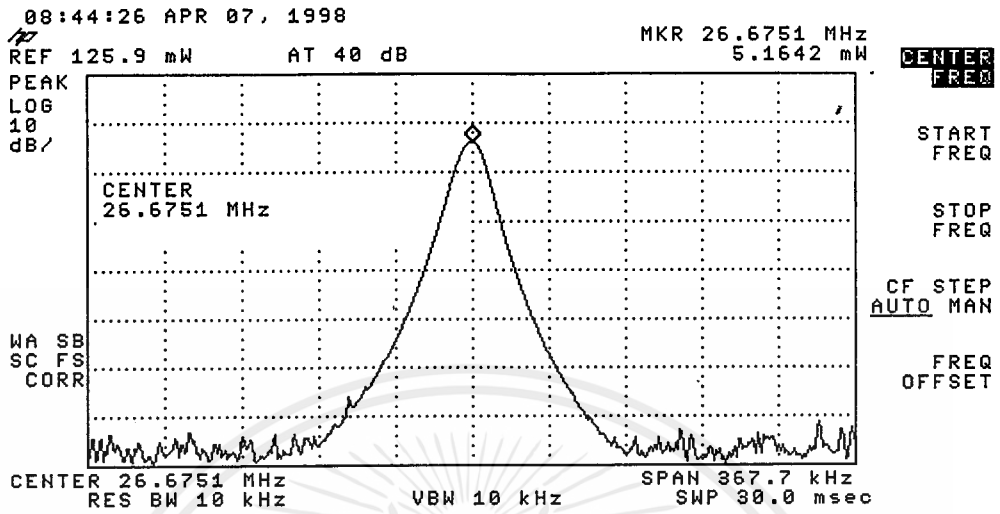
จากรูปที่ 4.3-4.5 เป็นรูปของสัญญาณ DTMF ที่ถูกผลิต โดยไอซี 5089 ซึ่งรูปสัญญาณ DTMF ของแต่ละหมายเลขจะมีลักษณะคล้ายกันเนื่องจากความถี่ของแต่ละหมายเลขใกล้เคียงกันมาก และเพราะว่าสัญญาณ DTMF ของแต่ละเลขหมายจะประกอบด้วยสัญญาณความถี่สูงและต่ำอย่างละหนึ่งความถี่จึงถูกเรียกว่าสัญญาณความถี่คู่ (Dual tone multifrequency)

เมื่อรีโมททำงานสามารถวัดสัญญาณในแกนเวลาโดยออสซิลโลสโคป ได้ดังรูปที่ 4.6

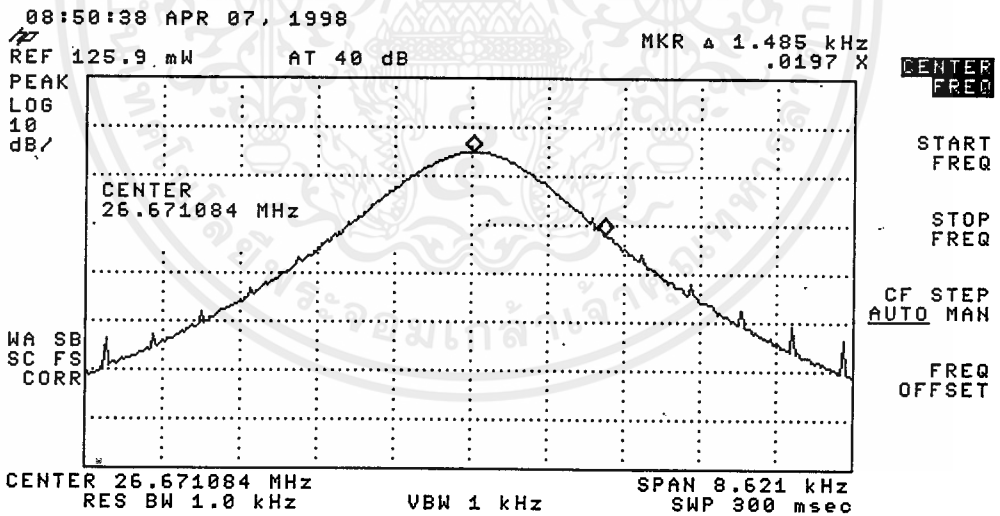


รูปที่ 4.6 รูปสัญญาณที่ถูกส่งจากรีโมทที่วัดได้จากออสซิลโลสโคป

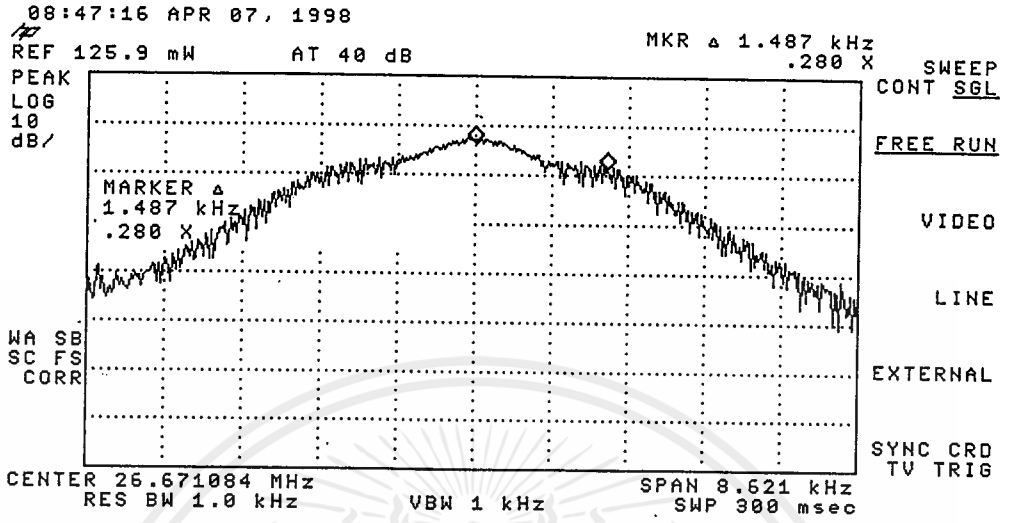
จากรูปที่ 4.6 เป็นรูปสัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางแอมพลิจูด (AM) ซึ่งวัดได้จากทางค่านภาคส่ง โดยใช้ความถี่ 26.670 MHz เป็นความถี่ของคลื่นพาห้ที่ใช้ในการนำพาสัญญาณ DTMF ไปยังภาครับ ส่วนรูปของสัญญาณ AM ที่รับได้ทางค่านภาครับนั้นเนื่องจากสัญญาณมีรูปร่างที่ผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณ AM ที่ส่งมาจากค่านภาคส่งจึงไม่น่าสนใจ



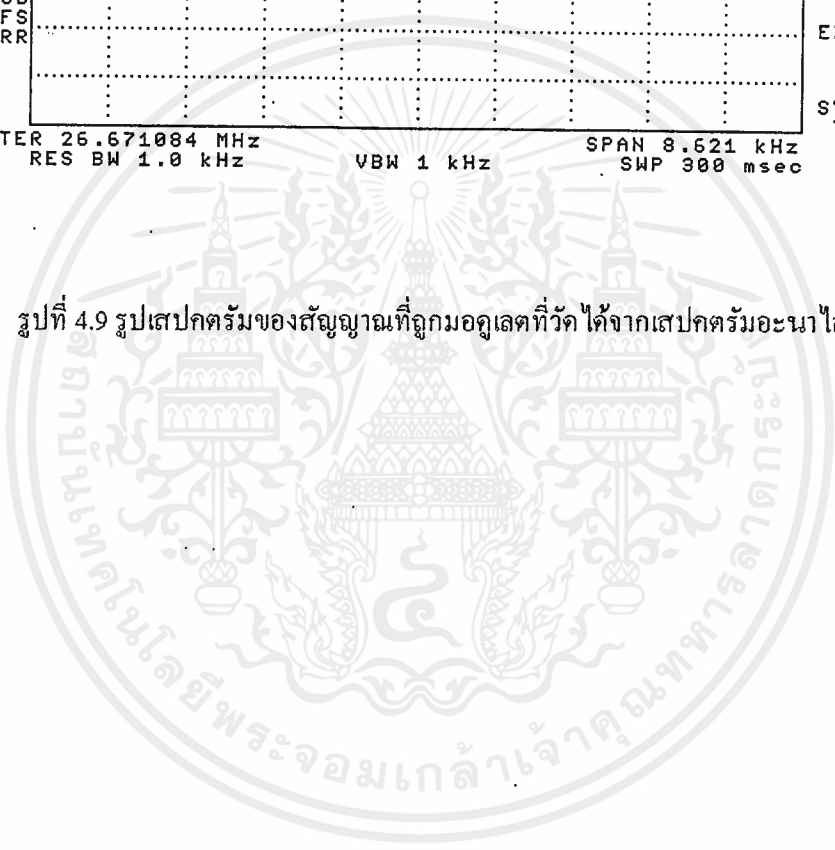
รูปที่ 4.7 รูปสเปกตรัมของสัญญาณและกำลังส่งที่ถูกส่งจากรีโมทที่วัดได้จากสเปกตรัมอะนาไลเซอร์



รูปที่ 4.8 รูปสเปกตรัมของสัญญาณที่ยังไม่ถูกมอดูเลตที่วัดได้จากสเปกตรัมอะนาไลเซอร์



รูปที่ 4.9 รูปสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตที่วัดได้จากสเปกตรัมอะนาไลเซอร์



## บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป

### 5.1 บทวิจารณ์

เมื่อได้ทำโครงการนี้เสร็จสิ้นแล้วพบว่ามีปัญหาเกิดขึ้น เช่น ปัญหาจากการทำงานของรีเลย์ที่ภาคเอาต์พุท เมื่อสั่งให้เปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าหมายเลขใดหมายเลขหนึ่ง ก็จะมีสัญญาณไปรบกวนให้รีเลย์ที่ภาคเอาต์พุทตัวอื่นอีก 2-3 ตัวทำงานขึ้นด้วย

ดังนั้นโครงการนี้ จึงได้ทดลองนำเอาตัวเชื่อม โยงทางแสงออปโตไอโซเลเตอร์ ( Optoisolator ) หรือออปโตคัปเปิลเลอร์ ( Optocoupler ) มาใช้งานแทนรีเลย์โดยในภาคเอาต์พุทใช้ออปโตคัปเปิลเลอร์ชนิดสองทิศทางร่วมกับไดรแอก ซึ่งสามารถใช้งานได้ผลดีโดยไม่มีสัญญาณรบกวน

ปัญหาในการควบคุมสั่งงานที่ไกลกว่าระยะ 40 เมตรจะเกิดปัญหาโดยไม่สามารถควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าได้สมบูรณ์ เพราะสัญญาณที่รับได้จะมีขนาดความแรงต่ำจึงทำให้สามารถควบคุมอุปกรณ์ได้บ้างเป็นบางครั้งหรืออาจจะเป็นเพราะความไวในการรับของเครื่องรับยังไม่ดีพอ และปัญหาของความถี่ที่รบกวนกันในภาคเดียวกัน

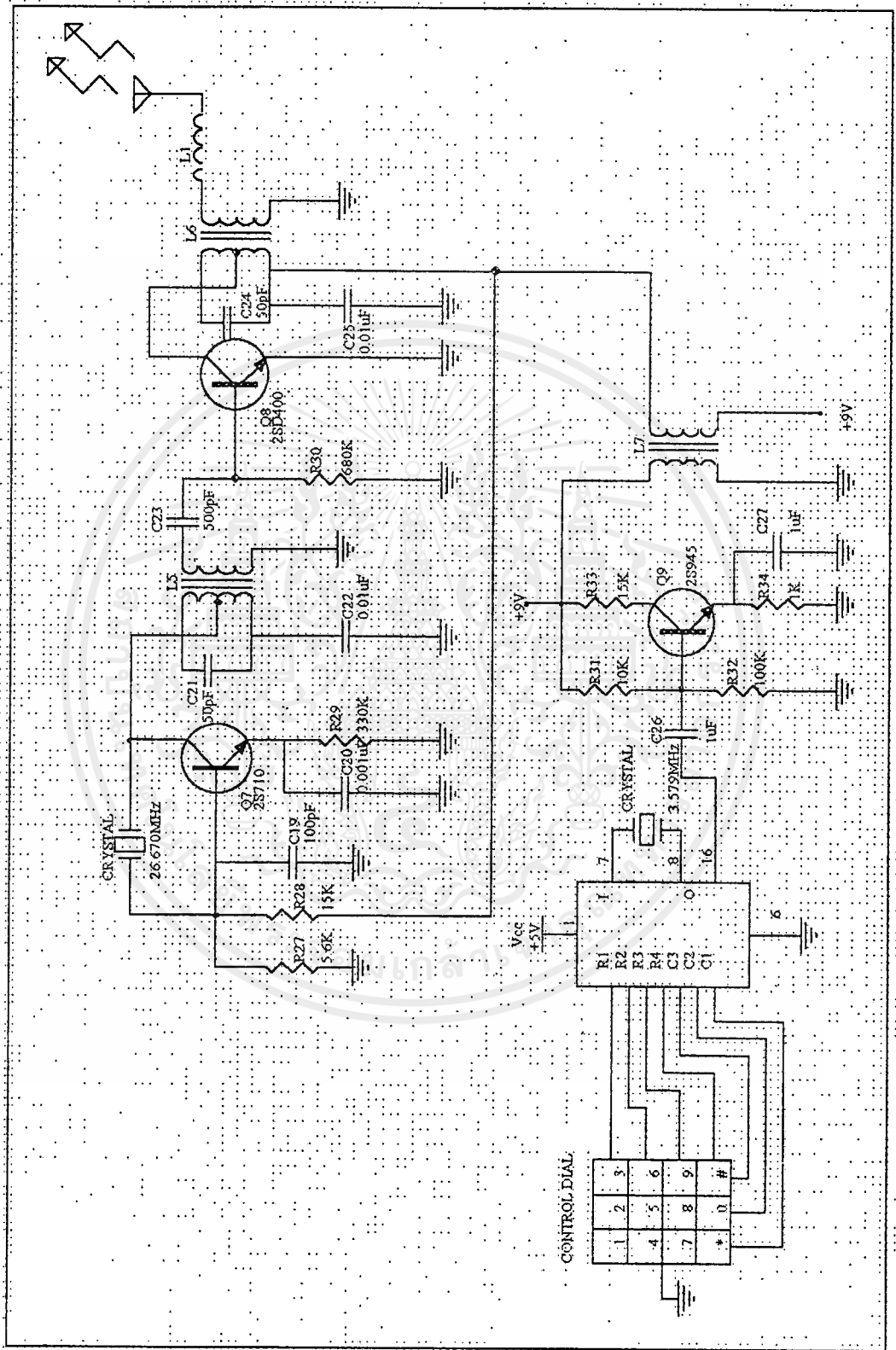
โครงการนี้แม้จะทำงานได้ผลแต่ก็ยังมีจุดอ่อนบางประการที่ผู้ที่สนใจโครงการแบบนี้สมควรจะพัฒนาต่อไปอีก เช่น จะออกแบบอย่างไรในกรณีที่มีการสั่งงานจากที่ห่างไกลจากเครื่องควบคุม ถ้าเกิดมีการขัดข้อง โดยอุปกรณ์ไฟฟ้าไม่สามารถทำงานได้ผู้ที่ส่งจะทราบได้อย่างไร

### 5.2 สรุป

โครงการนี้ได้ทำการออกแบบและทดลองตามรายละเอียดที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ซึ่งสามารถทำงานได้ตามวัตถุประสงค์ของโครงการ โดยสามารถสั่งการควบคุมได้ในระยะประมาณ 40 เมตร ซึ่งสามารถทำการควบคุมได้ค่อนข้างแม่นยำ จากการทดลองทำให้ทราบว่ามียังมีองค์ประกอบหลายอย่างที่เกี่ยวกับคุณภาพของสัญญาณคือ สภาพอากาศของทั้งภาครับและส่ง พลังงานของแบตเตอรี่ที่ใช้ในชุดส่ง ซีเลคตีวีดีและความไวของวงจรมารับสัญญาณ รวมทั้งการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ในแต่ละส่วนของวงจร

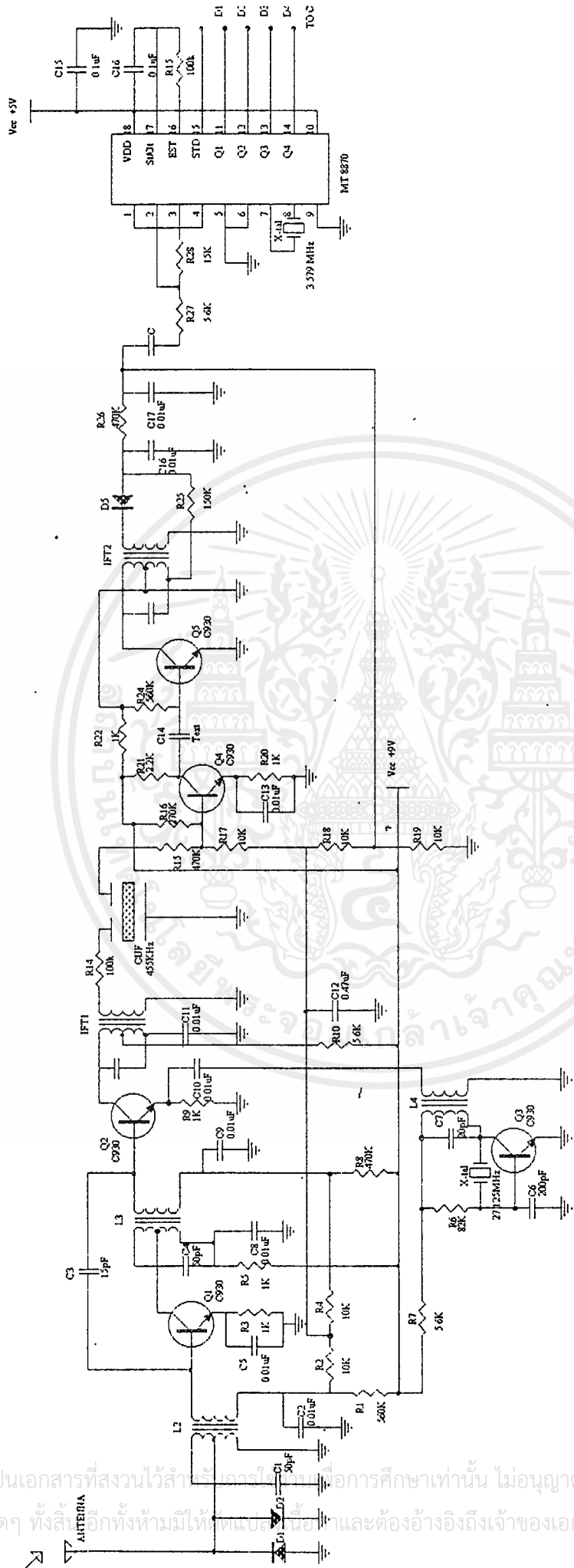


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรชุดภาคตั้ง

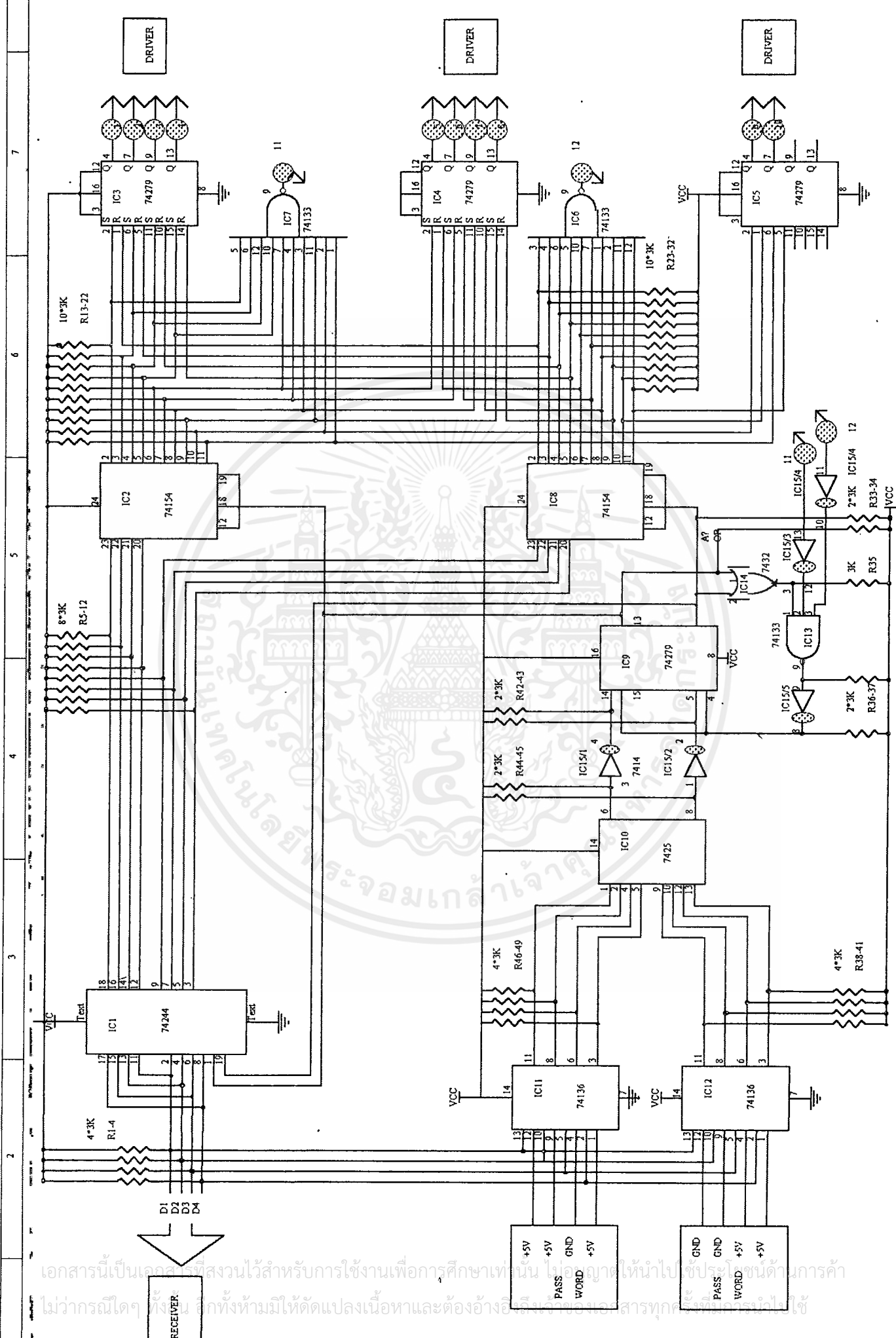
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรชุดภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น หากมีให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

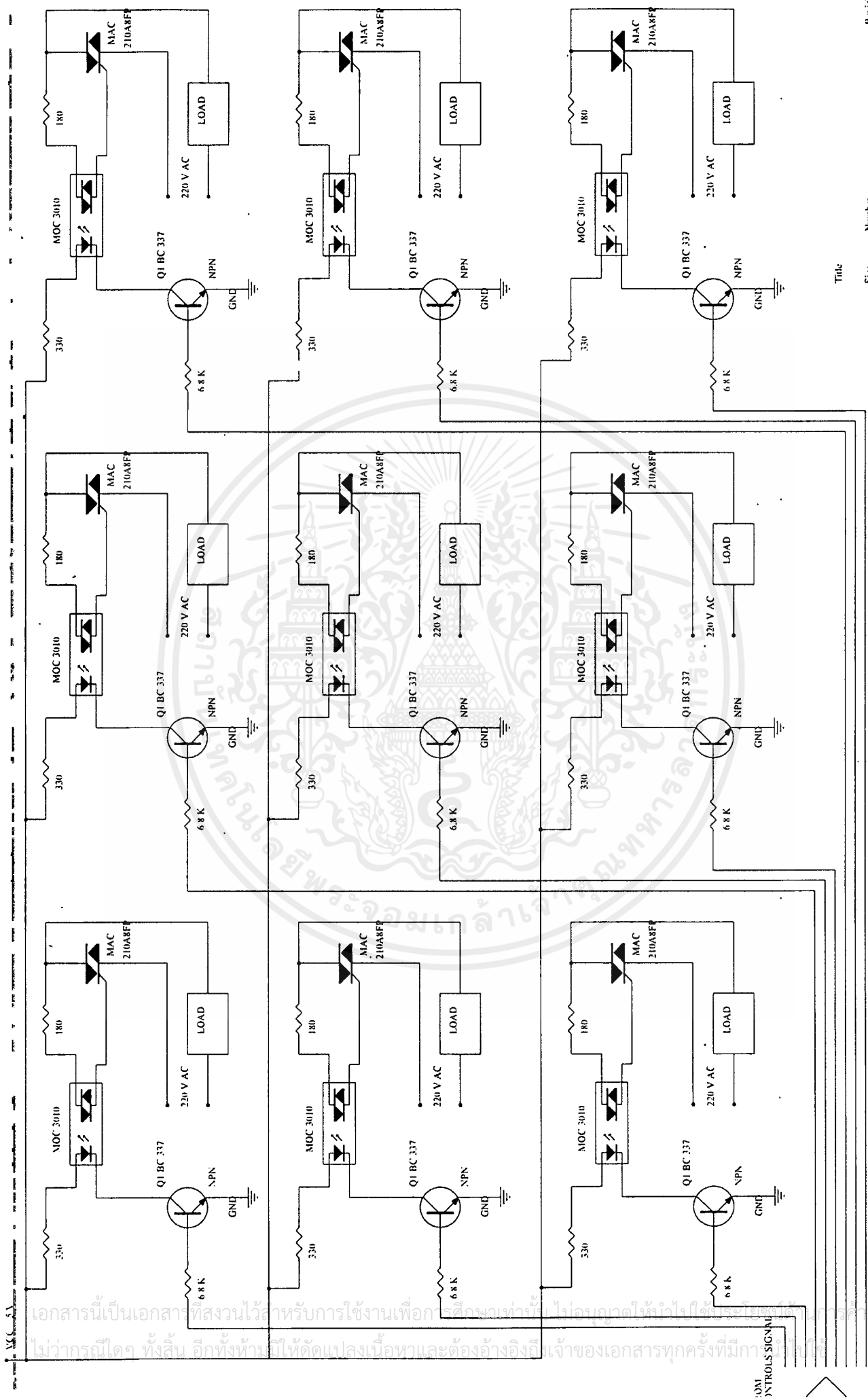
Title			
Size	Number	Revision	
B			
Date	30-Mar-1998	Sheet of	
File	A:\CAPP1\SCH	L Drawn By	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่สามารถใดๆ ทั้งสิ้น ผู้ที่ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกฉบับที่ใช้

ภาค DRIVER

1 2 3 5 6 7 8



3-OM  
CONTROL SIGNAL

Title: \_\_\_\_\_  
Size: B  
Date: 11-Jun-1996  
File: C:\PVS\SCRTON\1 SCH  
Number: \_\_\_\_\_  
Revision: \_\_\_\_\_  
Sheet of: \_\_\_\_\_  
Drawn By: \_\_\_\_\_



MOTOROLA

# Product Preview Pulse/Tone Repertory Dialer

The MC145412 and MC145413 are silicon gate, monolithic CMOS integrated circuits which convert keyboard inputs into either pulse or DTMF outputs for telephone dialing. All of the features for implementing pulse or DTMF dialing are provided. Additionally, both parts provide last number recall and repertory memory.

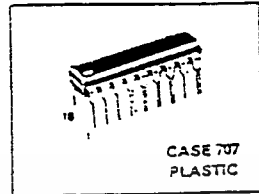
Both parts work with either a 2x4 or 4x4 keyboard, and have a four second pause input. When used with a 4x4 keyboard, the MC145413 provides a keypad selectable pause/switch function which couples a four second pause with a switch in dialing modes (DTMF to pulse and vice versa). This dialing mode change is possible in all dialing sequences (normal, recall, and recall). The MC145412 requires manual switching of dialing modes.

The repertory memory can store nine, 18 digit numbers. Manual and automatic dialing can be cascaded in any order. During repertory memory programming, dialing outputs are disabled.

Both parts provide a 500 Hz tone signal output in the pulse dialing mode for user feedback. The mute output can be used to isolate the receiver from dialing outputs. The dialer can be controlled by an MCU.

- The MC145412 is Pin Compatible with LR4803 (Except Pin 7), and the MC145413 Adds Keypad Selectable Switching of Dialing Modes
- Single Pin Switchable Between DTMF, 10 pps and 20 pps
- Memory Storage for 9, 18 Digit Numbers, Plus Last Number Recall
- Uses Standard 2-of-7 or 2-of-8 or Form A Type Keyboards
- Uses 3.57545 MHz Colorburst Crystal
- Telephone Line Power
- Stand Alone DTMF Dialer Stand Alone Pulse Dialer
- Silicon Gate CMOS Technology for 2.5 - 6.0 V Low Power Operation

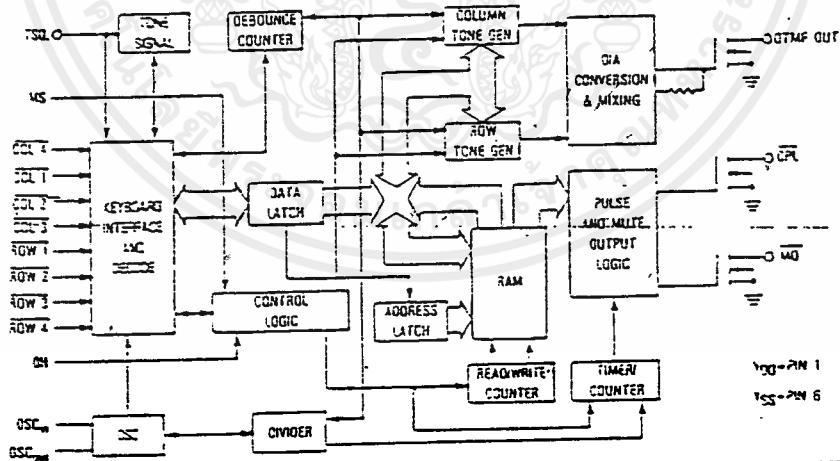
MC145412  
MC145413



CASE 707  
PLASTIC

PIN ASSIGNMENT	
V <sub>DD</sub> (1)	16 (DTMF OUT)
COL 4 (2)	17 (OPL)
COL 1 (3)	18 (ROW 1)
COL 2 (4)	19 (ROW 2)
COL 3 (5)	20 (ROW 3)
V <sub>SS</sub> (6)	21 (ROW 4)
TSO (7)	22 (OH)
Osc <sub>in</sub> (8)	23 (MO)
Osc <sub>out</sub> (9)	24 (MS)

### BLOCK DIAGRAM



This document contains information of a product under development. Motorola reserves the right to change or discontinue this product without notice.

## MC145412, MC145413

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (V<sub>SS</sub> = 0 V)

Parameter	Symbol	Rating	Unit
DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	-0.5 to +8.0	V
Operating Temperature	T <sub>A</sub>	-30 to +60	°C
Storage Temperature	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C
DC Current Drain per Pin	I	10	mA
Maximum Voltage On any Pin Relative to V <sub>SS</sub>	V <sub>in1</sub>	-0.5	V
On Any Pin Relative to V <sub>DD</sub>	V <sub>in2</sub>	-0.5	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>DD</sub> = 2.5 V, V<sub>SS</sub> = 0 V, T<sub>A</sub> = 25°C, unless noted)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
DC Supply Voltage (V <sub>SS</sub> = 0 V)	V <sub>DD</sub>	2.5		3.0	V
Supply Current	I <sub>DD</sub>				
			Pulse Mode (MS = V <sub>DD</sub> )	75	μA
			DTMF Mode (MS = V <sub>SS</sub> )	1.2	mA
Memory Retention Voltage	V <sub>STOV</sub>	2.0			V
Memory Retention Current	I <sub>STOV</sub>		1.0		μA
Input Voltage	V <sub>IL</sub>			0.2V <sub>DD</sub>	V
	V <sub>IH</sub>	0.6V <sub>DD</sub>			V
Row/Column Input Impedance	Z <sub>in</sub>		100		kΩ
			5		Ω
Mode Select Input Impedance	Z <sub>in</sub>		100		kΩ
			100		Ω
OH Pull-up Resistance			50		kΩ
Input Capacitance	C <sub>in</sub>		10		pF
Output Sink Current (V <sub>out</sub> = 0.5 V)	I <sub>OL</sub>		500		μA
			1.0		mA
			2.0		mA
TSO Output Source Current (V <sub>out</sub> = 1.5 V)	I <sub>OH</sub>		500		μA
Output Leakage Current	I <sub>leak</sub>			1.0	μA
				3.0	μA
DTMF Output Level (V <sub>DD</sub> = 3.6 V)	V <sub>out</sub>		400		mV RMS
			500		mV RMS
DTMF Output Tone Distortion (V <sub>DD</sub> = 3.6 V)			5		%
					%
DTMF Output Tone Leakage (V <sub>DD</sub> = 3.5 V)				-30	dBm
					dBm

SWITCHING CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C, C<sub>L</sub> = 50 pF, V<sub>DD</sub> = 2.5 V unless noted, Osc. Freq. = 3.575545 Hz.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Row/Column Scan Frequency			250		Hz
Key Debounce Time	t <sub>DB</sub>		32		ms
Minimum DTMF Output Duration		22			ms
DTMF Output Duration for Memory Dialing			100		ms
Inter-Digit Pause Time	t <sub>IO</sub>		100		ms
					s
			1.0		s
			0.5		s
Start of Outpulsing Delay Time	t <sub>d</sub>		40		ms
			20		ms
Make-Break Ratio (MS = V <sub>DD</sub> or Open)	MBR		50		%
Outpulsing Rate	I <sub>OPL</sub>		10		pps
			20		pps
MO Overshoot Time	t <sub>MO</sub>	2		4	ms
TSO Output Frequency	f <sub>TSO</sub>		500		Hz
TSO Output Duration	t <sub>TSO</sub>	20		22	ms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MC145412, MC145413

## PIN DESCRIPTIONS

**VDD, VSS — POWER SUPPLY (PIN 1, PIN 5)**

DC power is supplied to the part on these two pins, with  $V_{DD}$  being the most positive. Permissible ranges are from 2.5 to 6.0 volts.

**MS — MODE SELECT (PIN 10)**

The MS pin is a three-state input for switching between DTMF, 10 ops, and 20 pps dialing modes. The relationship between pin connection and operating mode is shown in Table 1 below.

Table 1. Mode Select Options

MS	Dialing Mode
$V_{DD}$	20 ops Pulse Dialing
Open	10 ops Pulse Dialing
$V_{SS}$	DTMF Tone 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, reprogram memory can be programmed without dialing output.

**TSO — TONE SIGNAL OUTPUT (PIN 7)**

In the pulse dialing mode, a 500 hertz tone signal is output after a valid key input has been accepted to provide the user with audio feedback for key depression. This pin also outputs a tone when on-hook programming is taking place.

**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. In the pulse dialing mode ( $MS = V_{DD}$  or open), it is high impedance. For reprogram memory programming purposes, this pin will not output DTMF when the OH pin is held to  $V_{DD}$ .

**OPL — OUTPUT LAMP (PIN 17)**

The OPL pin is a N-channel transistor in an open-drain configuration that outputs pulses at 10 ops ( $MS$  is open) or 20 ops ( $MS = V_{DD}$ ), with a make/break ratio of 40/60. In the DTMF dialing mode ( $MS = V_{SS}$ ), this output is a high impedance. For reprogram memory programming purposes, this pin will not output when the OH pin is held to  $V_{DD}$ .

**MO — MUTE OUTPUT (PIN 11)**

The Mute Output is an open drain, N-channel output that pulls to  $V_{SS}$  when a key is input during the DTMF dialing mode, or during output pulsing, or while DTMF is output during auto redialing.

**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 (7) keyboard with  $V_{SS}$  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  $V_{SS}$ . Typical keyboard configurations are shown in Figure 1. Connecting pin 2, COL 4, to  $V_{DD}$  sets the part for 3x4 keyboard interface mode. Keyboard mode selection is performed at power-up.

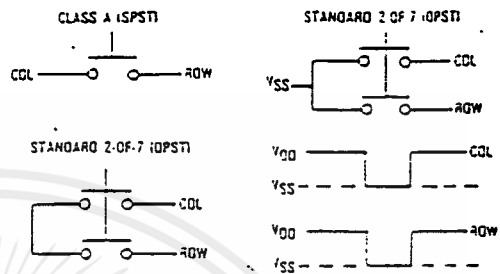


Figure 1. Keyboard Configurations

**OSCIN, OSCOUT (PIN 8, PIN 9)**

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

## GENERAL DEVICE DESCRIPTION

On power-up there is a 64 millisecond initialization period during which the oscillator is enabled and the keyboard inputs are disabled. A stop code is inserted into the first digit of all ten RAM locations and the COL 4 input is scanned. If the COL 4 input is high ( $V_{DD}$ ) the dialer is set to the 3x4 keypad mode, otherwise the 4x4 keypad mode is selected. Changing modes is not possible after this power-up period.

## NORMAL DIALING

Responses to dialing sequences for 4x4 keyboards are shown in Table 2; 3x4 keyboard responses are shown in Table 3.

For normal dialing, the oscillator starts when a key is depressed. The key input is debounced for 32 milliseconds. During this debounce period, while the RAM and dialing circuit are disabled, the mode select pin is scanned to determine the dialing mode (either 10-pps, or 20-pps, or DTMF). (Note that if the RAM and dialing circuit are active (i.e., during dialing or associated timing), a change at the mode select pin will not be detected. The MC145413 provides a PAUSE/SWITCH function, allowing dialing mode changes to be selected from the keypad during the dialing sequence without waiting. After the debounce period, the input is checked for validity, then latched into last number redial memory. As each digit is entered, stored in the last number redial memory, and a stop code is written in the next address. This process continues until 18 digits have been entered. If a 19th digit is entered, it will be stored in the first address followed by a stop code in the second address. When dialing, the device fetches data from memory until a stop code is encountered or 18 digits have been dialed.

## MC145412, MC145413

For a DTMF dialing sequence, the DTMF is output in 22 millisecond intervals as long as the key is depressed after the debounce period. The DTMF OUT pin is designed to drive an external bipolar transistor which can be used to modulate Tip to Ring voltage at the DTMF frequencies. With the exception of column four, multiple key inputs in any one column or row will result in the corresponding column or row frequency to be output. Multiple key depressions on a diagonal will not cause any output. When configured for the 3x4 keyboard, outputting the tone pairs for # and \* require two depressions of the desired key.

When pulse dialing, each successive number is stored in last number redial memory as it is input, then outputted in sequence with the appropriate timing. The OPL output can be connected to an external bipolar transistor, which is used to pulse the telephone line by momentarily connecting and disconnecting the speech network from line power.

The duration of the dialing sequences can extend beyond the time taken to push the keys for both DTMF and pulse dialing modes. Although DTMF is only output as long as the key is depressed during manual dialing, each key depression causes the dialing circuit to go through a 200 millisecond cycle corresponding to the timing for DTMF auto-dialing. These times accumulate during the dialing process. For pulse dialing, outpulsing can extend well beyond the time it takes to enter the digits. Changing the input at the mode select pin will not be recognized until the accumulation of these timing sequences has elapsed.

### FEATURES

For the 4x4 keyboard, a last number redial can be accomplished if the RED/P key (COL 4, ROW 1) is the first key depressed after a transition from on-hook to off-hook. Otherwise, the RED/P key will cause a four 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 3x4

keyboard, redial occurs if the sequence, \*, 0 is entered. Last number redial memory can also be referred to as memory location 0. In the pulse mode, if the first key entered after a transition to off-hook is #, a redial will be initiated.

The MC145412/13 can be configured with an external battery to provide memory retention power and allow on-hook programming of the memory. If the part is in the on-hook mode, and a key is depressed, the oscillator will start, and the key's code will be stored in the last number redial memory, as during off-hook operation. Dialing outputs will not be activated while the device is in the on-hook condition. After the number has been entered in the on-hook mode, it can be stored in memory. For the 4x4 keyboard, pressing the STORE Key (\* for 3x4 keyboard), followed by a digit (1 through 9) will store the number in the memory location specified by the digit.

The RECALL key (COL 4, ROW 4) for the 4x4 keypad is used to recall and dial numbers stored in the memory. The digit immediately following the RECALL key designates the memory location of the number to be auto-dialed. For the 3x4 keyboard, recall is accomplished by depressing the \* key followed by the appropriate digit, only when the device is in the off-hook mode.

The PAUSE key (COL 4, ROW 2) for the MC145412 will cause a four second pause. The PAUSE/S key (COL 4, ROW 2) is a feature offered on the MC145413. If a pulse dialing mode is selected (MS = VDD or OPEN), depressing this key will cause a four second delay, and switch dialing mode to DTMF. A subsequent PAUSE/S input will cause the dialing mode to change back to Pulse (whichever pulse mode is selected on MS). If MS = VSS, pressing the PAUSE/S key will cause a four second delay but no mode change. These functions can also be stored in memory for pauses (and mode switching) during auto-dialing. Just as with manual dialing, mode changes in auto dialing will only occur if MS = 0 (VSS) when auto dialing is initiated.

MC145412, MC145413

Table 2. 4 x 4 Keyboard Dialing Sequences

Key	Dialing Mode	Function	Notes
RED/P	DTMF/PULSE	If first key after transition to OFF-HOOK, redial the last number. Otherwise, pause four seconds.	
PAUSE	DTMF/PULSE	Pause four seconds.	MC145412 only
PAUSE/S	DTMF/PULSE	Pause four seconds then switch dialing modes.	MC145413 only
STORE	DTMF/PULSE	Go to STORE mode. Upon input of memory location number, store contents of Last Number Redial memory into location specified.	
RECALL	DTMF/PULSE	Go to RECALL mode. Upon input of memory location number, recall and dial the number in that memory location.	
f	DTMF	Output COL 3/ROW 4 tones.	
	PULSE	If f is the first key input upon a transition to OFF-HOOK, Last Number Redial is initiated; otherwise, it is ignored.	
•	DTMF	Output COL 1/ROW 4 tones.	
	PULSE	Pause four seconds.	
0-9	DTMF/PULSE	Data input for dialing (unless preceded by STORE or RECALL)	See STORE and RECALL functions

4 x 4 Key Matrix

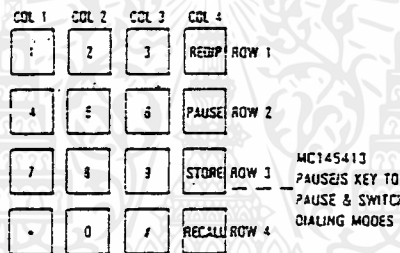


Table 3. 3 x 4 Keyboard Dialing Sequences

Keys	Dialing Mode	Function	Notes
0-9	DTMF/PULSE	Data input for dialing unless preceded by * or f.	See * and f.
*	DTMF/PULSE	Go to * mode and await next input.	
*, *	DTMF	Output COL 1/ROW 4 tones.	
	PULSE	No response.	
*, f	DTMF/PULSE	Pause four seconds.	
*, 0	DTMF/PULSE	OH = VDD or float (ON-HOOK) — stay in * mode.	See *, 0-9
*, 0-9	DTMF/PULSE	OH = VSS (OFF-HOOK) — Recall and dial number from memory location specified by digit.	0 is last no. redial; see *, 0
*, 1-9	DTMF/PULSE	OH = VDD or float (ON-HOOK) — Store number in Last Number Redial memory into memory location specified by digit.	
f	DTMF	Go to f mode and await next input.	f
	PULSE	Pause four seconds.	No f mode for PULSE
f, f	DTMF	Output COL 3/ROW 4 tones.	
	PULSE	Pause eight seconds.	
f, *	DTMF	Go to * mode.	
f, 0-9	DTMF	Output appropriate DTMF tones.	

# MC145412, MC145413

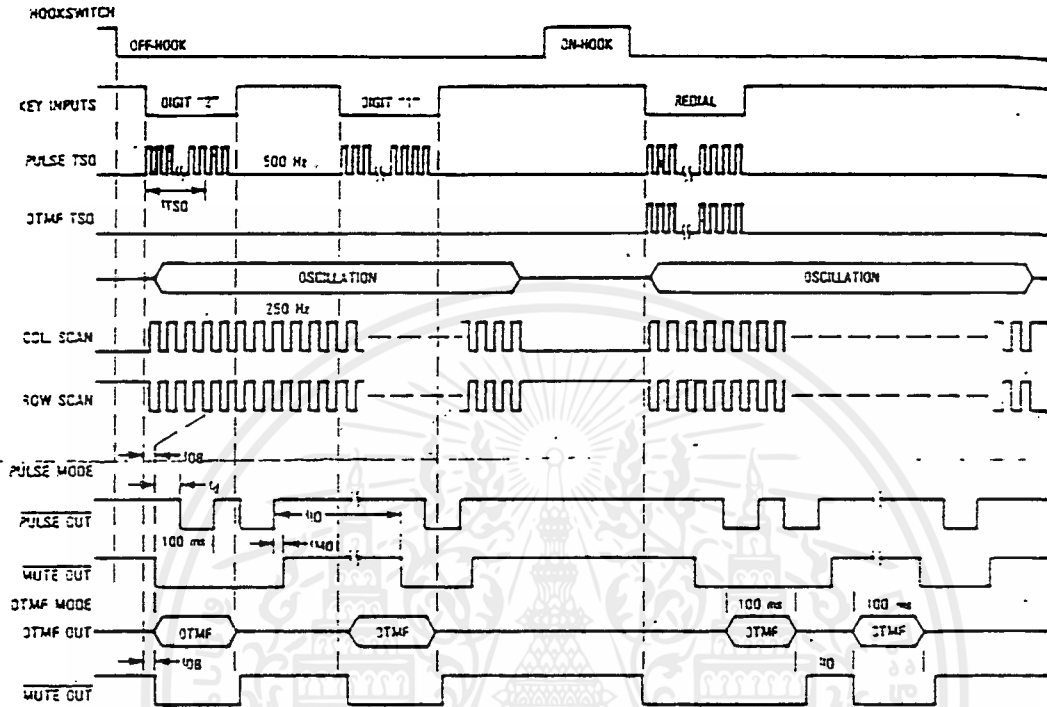


Figure 2. Timing Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# ISO<sup>2</sup>-CMOS MT8870C/MT8870C-1 Integrated DTMF Receiver

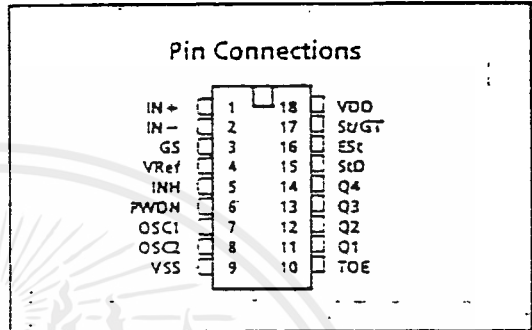
9161-002-094-NA ISSUE 1 November 1990

### Features

- Complete DTMF Receiver
- Low Power Consumption
- Internal Gain Setting Amplifier
- Adjustable Guard Time
- Central Office Quality
- Power-down Mode
- Inhibit Mode

### Applications

- Receiver System for British Telecom (BT) or CEPT Soec (MT8870C-1)
- Paging Systems
- Repeater Systems/Mobile Radio
- Credit Card Systems
- Remote Control
- Personal Computers
- Telephone Answering Machine



### Ordering Information

MT8870CE/MT8870CE-1 Plastic DIP  
 MT8870CC/MT8870CC-1 CerDip  
 MT8870CS SOIC  
 -40 °C to +85 °C

### Description

The MT8870C/MT8870C-1 is a complete DTMF receiver integrating both the bandpass filter and digital decoder functions, fabricated in Mitel's double poly ISO<sup>2</sup>-CMOS technology. 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, diode oscillator and latched three-state bus interface.

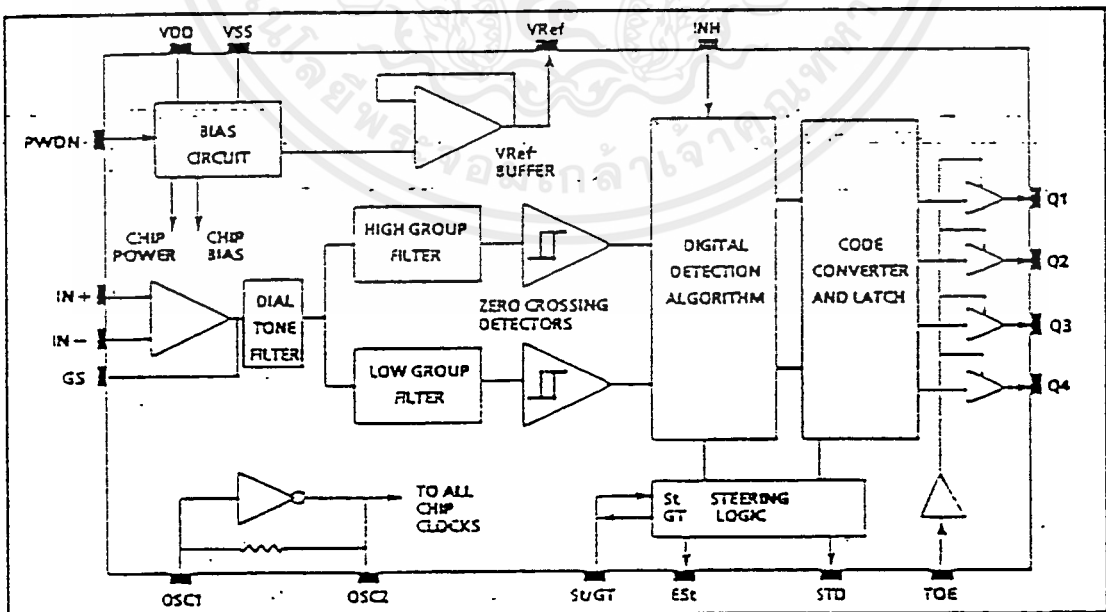


Figure 1 - Functional Block Diagram

# MT8870C/MT8870C-1 ISO<sup>2</sup>-CMOS

## Absolute Maximum Ratings\*

	Parameter	Symbol	Min	Max	Units
1	DC Power Supply Voltage	$V_{DD}$		6	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	$P_D$		1000	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 <sup>†</sup>	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	$\Delta f_c$		±0.1		%	

<sup>†</sup> Typical figures are at 25°C and are for design aid only: not guaranteed and not subject to production testing.

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

	Characteristics	Sym	Min	Typ <sup>†</sup>	Max	Units	Test Conditions	
1	S U P P L Y	Standby supply current	$I_{DD}$		100	$\mu A$	PWON = $V_{DD}$	
2		Operating supply current	$I_{DD}$	3.0	9.0	mA		
3		Power consumption	$P_O$		15	50	mW	$f_c = 3.579545$ MHz
4	I N P U T	High level input	$V_{IH}$	3.5		V	$V_{DD} = 5.0V$	
5		Low level input voltage	$V_{IL}$		1.5	V	$V_{DD} = 5.0V$	
6		Input leakage current	$I_{IH}/I_{IL}$		0.1	$\mu A$	$V_{IN} = V_{SS}$ or $V_{DD}$	
7		Pull up (source) current	$I_{SO}$		7.5	20	$\mu A$	$T_{OE} (pin=10) = 0$ , $V_{DD} = 5.0V$
8		Pull down (sink) current	$I_{SI}$		15	45	$\mu A$	$I_{NH} = 5.0V$ , PWON = 5.0V, $V_{DD} = 5.0V$
9	Input impedance ( $I_{N+}$ , $I_{N-}$ )	$R_{IN}$		10		M $\Omega$	@ 1 kHz	
10	Steering threshold voltage	$V_{TST}$	2.2		2.5	V	$V_{DD} = 5.0V$	
11	O U T P U T	Low level output voltage	$V_{OL}$		$V_{SS} + 0.031$	V	No load	
12		High level output voltage	$V_{OH}$	$V_{DD} - 0.031$		V	No load	
13		Output low (sink) current	$I_{OL}$	1.0	2.5	mA	$V_{OUT} = 0.4V$	
14		Output high (source) current	$I_{OH}$	0.4	0.8	mA	$V_{OUT} = 4.6V$	
15		$V_{Ref}$ output voltage	$V_{Ref}$	2.4		2.7	V	No load, $V_{DD} = 5.0V$
16		$V_{Ref}$ output resistance	$R_{OR}$		10		k $\Omega$	

<sup>†</sup> Typical figures are at 25°C and are for design aid only: not guaranteed and not subject to production testing.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISO<sup>2</sup>-CMOS MT8870C/MT8870C-1

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

## Gain Setting Amplifier

	Characteristics	Sym	Min	Typ <sup>1</sup>	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 $\Omega$	
3	Input offset voltage	$V_{OS}$			25	mV	
4	Power supply rejection	PSRR	50			dB	1 kHz
5	Common mode rejection	CMRR	40			dB	$-3.0V \leq V_{IN} \leq 3.0V$
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			$V_{DD}$	Load $\geq 100 k\Omega$ to $V_{SS}$
9	Maximum capacitive load (GS)	$C_L$			100	pF	
10	Maximum resistive load (GS)	$R_L$			50	k $\Omega$	
11	Common mode range	$V_{CM}$	2.5			$V_{DD}$	No Load

MT8870C AC Electrical Characteristics<sup>1</sup> -  $V_{DD} = 5.0V \pm 5\%$ ,  $V_{SS} = 0V$ ,  $-40^\circ C \leq T_D \leq +85^\circ C$ , using Test Circuit shown in Figure 2.

	Characteristics	Sym	Min	Typ <sup>1</sup>	Max	Units	Notes <sup>2</sup>
1	Valid input signal levels (each tone of composite signal)		-29			dBm	1, 2, 3, 5, 9
			-27.5			mV <sub>RMS</sub>	1, 2, 3, 5, 6, 9
			-1			dBm	1, 2, 3, 5, 6, 9
			869			mV <sub>RMS</sub>	1, 2, 3, 5, 6, 9
2	Negative twist accept				5	dB	2, 3, 5, 9
3	Positive twist accept				5	dB	2, 3, 5, 9
4	Frequency deviation accept		$\pm 1.5\% \pm 2 Hz$				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

<sup>1</sup>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 OTMF tones.
3. Tone duration = 40 ms, tone pause = 40 ms.
4. Signal condition consists of nominal OTMF 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 OTMF signal.
11. Referenced to the minimum valid accept level.
12. For guard time calculation purposes.

# MT8870C/MT8870C-1 ISO<sup>2</sup>-CMOS

MT8870C-1 AC Electrical Characteristics<sup>1</sup> -  $V_{DD} = 5.0V \pm 5\%$ ,  $V_{SS} = 0V$ ,  $-40^{\circ}C \leq T_a \leq +85^{\circ}C$ , using Test Circuit shown in Figure 2.

	Characteristics	Sym	Min	Typ <sup>1</sup>	Max	Units	Notes <sup>*</sup>
1	Valid input signal levels (each tone of composite signal)		-31		+3	dBm	$V_{DD} = 5.0V$ 1, 2, 3, 5, 6, 9
			21.8		869	mV <sub>RMS</sub>	
2	Input Signal Level Reject		-37			dBm	$V_{DD} = 5.0V$ 1, 2, 3, 5, 6, 9
			10.9			mV <sub>RMS</sub>	
3	Negative twist accept				6	dB	2, 3, 6, 9
4	Positive twist accept				6	dB	2, 3, 6, 9
5	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
7	Third tone-tolerance		-18.5			dB	2, 3, 4, 5, 9, 13
31	Noise tolerance			-12		dB	2, 3, 4, 5, 7, 9, 10
31	Dial tone tolerance			+22		dB	2, 3, 4, 5, 3, 9, 11

<sup>1</sup>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. For guard time calculation purposes.
13. Referenced to Fig. 10 input DTMF tone level at -25dBm (-28dBm at GS Pin) interference frequency range between 480-3400Hz.

# ISO<sup>2</sup>-CMOS MT8870C/MT8870C-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 2.

	Characteristics	Sym	Min	Typ <sup>2</sup>	Max	Units	Conditions
T I M I N G	Tone present detect time	$t_{DP}$	5	11	14	ms	Note 12
	Tone absent detect time	$t_{DA}$	0.5	4	8.5	ms	Note 12
	Tone duration accept	$t_{REC}$			40	ms	User adjustable
	Tone duration reject	$t_{REJ}$	20			ms	User adjustable
	Interdigit pause accept	$t_{iD}$			40	ms	User adjustable
	Interdigit pause reject	$t_{iDR}$	20			ms	User adjustable
P R O P A G A T I O N S	Propagation delay (St to Q)	$t_{aQ}$		3	11	$\mu s$	TOE = $V_{DD}$
	Propagation delay (St to StD)	$t_{aStD}$		12	16	$\mu s$	TOE = $V_{DD}$
	Output data set up (Q to StD)	$t_{oSStD}$		3.4		$\mu s$	TOE = $V_{DD}$
	Propagation delay (TOE to Q ENABLE)	$t_{aTE}$		50		ns	load of 10 k $\Omega$ , 50 pF
	Propagation delay (TOE to Q DISABLE)	$t_{aTD}$		300		ns	load of 10 k $\Omega$ , 50 pF
C L O C K	Crystal /clock frequency	$f_c$	3.5759	3.5795	3.5831	MHz	
	Clock input rise time	$t_{rMLCL}$			110	ns	Ext. clock
	Clock input fall time	$t_{fMLCL}$			110	ns	Ext. clock
	Clock input duty cycle	DC <sub>CL</sub>	40	50	60	%	Ext. clock
	Capacitive load (OSC2)	$C_{iD}$			30	pF	

<sup>2</sup> Typical figures are at 25°C and are for design aid only; not guaranteed and not subject to production testing.

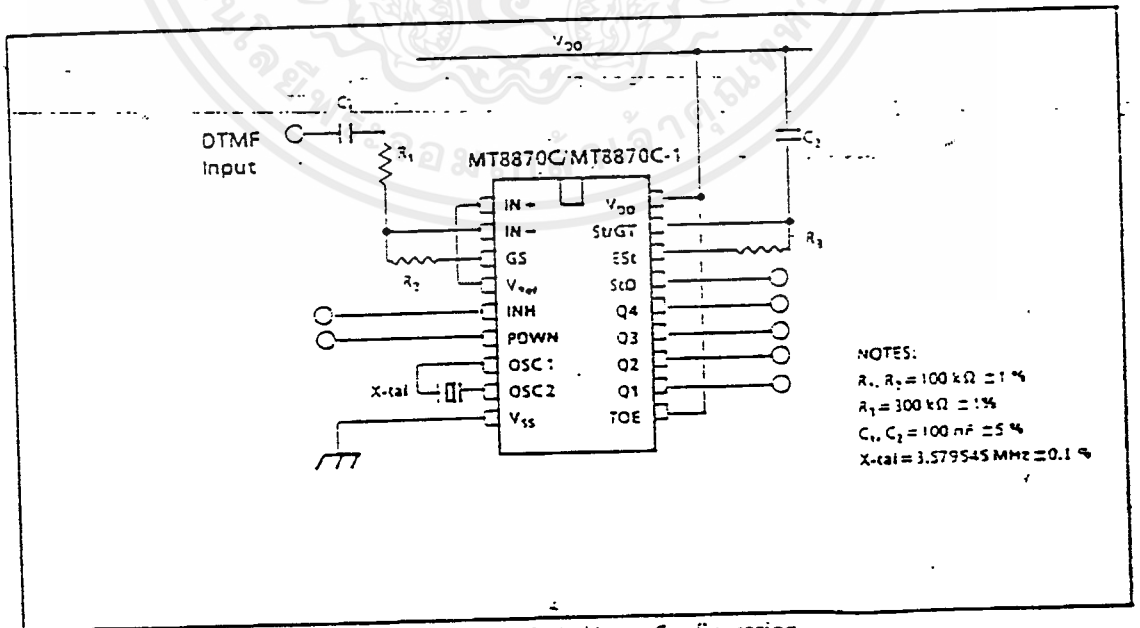


Figure 2 - Single-Ended Input Configuration

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MT8870C/MT8870C-1 ISO<sup>2</sup>-CMOS

## Pin Description

Pin #	Name	Description
1	IN+	Non-Inverting Op-Amp (Input).
2	IN-	Inverting Op-Amp (Input).
3	GS	Gain Select. Gives access to output of front end differential amplifier for connection of feedback resistor.
4	V <sub>Ref</sub>	Reference Voltage (Output), Nominally V <sub>DD</sub> /2 is used to bias inputs at mid-rail (see Fig.2).
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	PWDN	Power Down (Input). Active high. Powers down the device and inhibits the oscillator. This pin input is internally pulled down.
7	OSC1	Clock (Input).
8	OSC2	Clock (Output). A 3.579545 MHz crystal connected between pins OSC1 and OSC2 completes the internal oscillator circuit.
9	V <sub>SS</sub>	Negative Power Supply (Input).
10	TOE	Three State Output Enable (Input). Logic high enables the outputs Q1-Q4. This pin is pulled up internally.
11-14	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	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 <sub>TSr</sub> .
16	ESr	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 ESr to return to a logic low.
17	St/GT	Steering Input/Guard time (Output) Bidirectional. A voltage greater than V <sub>TSr</sub> detected at St causes the device to register the detected tone pair and update the output latch. A voltage less than V <sub>TSr</sub> 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 ESr and the voltage on St.
18	V <sub>DD</sub>	Positive power supply (Input).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ISO<sup>2</sup>-CMOS MT8870C/MT8870C-1

Digit	TOE	INH	EST	Q <sub>4</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>1</sub>
ANY	L	X	-	Z	Z	Z	Z
1	H	L	H	0	0	0	1
2	H	L	H	0	0	1	0
3	H	L	H	0	0	1	1
4	H	L	H	0	1	0	0
5	H	L	H	0	1	0	1
6	H	L	H	0	1	1	0
7	H	L	H	0	1	1	1
8	H	L	H	1	0	0	0
9	H	L	H	1	0	0	1
0	H	L	H	1	0	1	0
*	H	L	H	1	0	1	1
#	H	L	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
1	H	H	H	0	0	0	1
2	H	H	H	0	0	1	0
3	H	H	H	0	0	1	1
4	H	H	H	0	1	0	0
5	H	H	H	0	1	0	1
6	H	H	H	0	1	1	0
7	H	H	H	0	1	1	1
8	H	H	H	1	0	0	0
9	H	H	H	1	0	0	1
0	H	H	H	1	0	1	0
*	H	H	H	1	0	1	1
#	H	H	H	1	1	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				

L=LOGIC LOW, H=LOGIC HIGH, Z=HIGH IMPEDANCE  
Table 1 - Functional Decode Table

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 5 is applicable. Component values are chosen according to the formula:

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

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

The value of  $t_{OP}$  is a device parameter (see Figure 3) and  $t_{REC}$  is the minimum signal duration to be recognized by the receiver. A value for C of 0.1  $\mu$ F is 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  $t_{GO}$  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 6.

### Power-down and Inhibit Mode

A logic high applied to pin 5 (PWON) 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 MT8870C/MT8870C-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 2 with the op-amp connected for unity gain and  $V_{REF}$  biasing the input at  $\frac{1}{2}V_{DD}$ . Figure 7 shows the differential configuration, which permits the adjustment of gain with the feedback resistor  $R_5$ .

# MT8870C/MT8870C-1 ISO<sup>2</sup>-CMOS

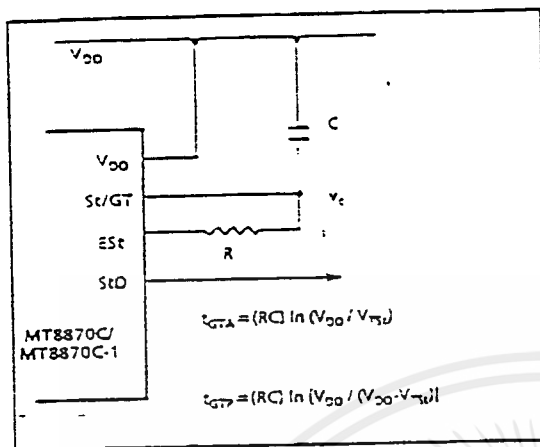


Figure 5- Basic Steering Circuit

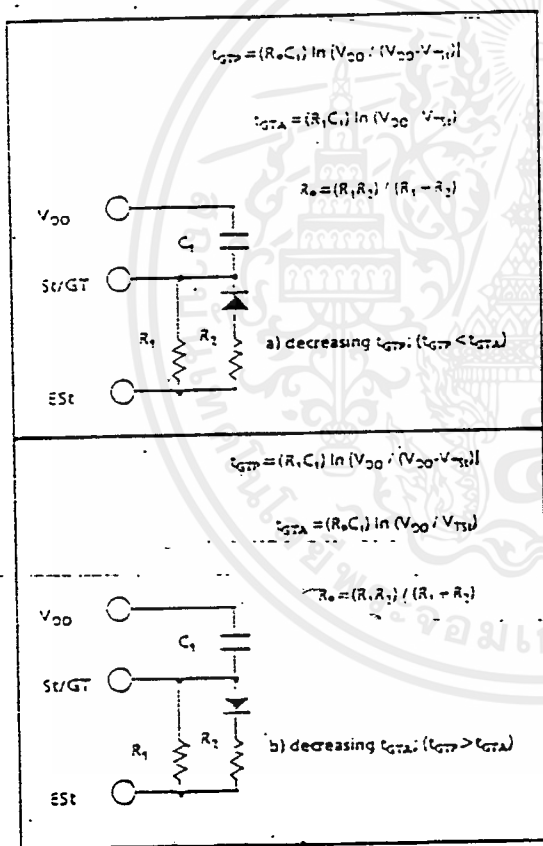


Figure 6- Guard Time Adjustment

## 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 2 (Single Ended Input Configuration). However, it is possible to configure several MT8870C/MT8870C-1 devices

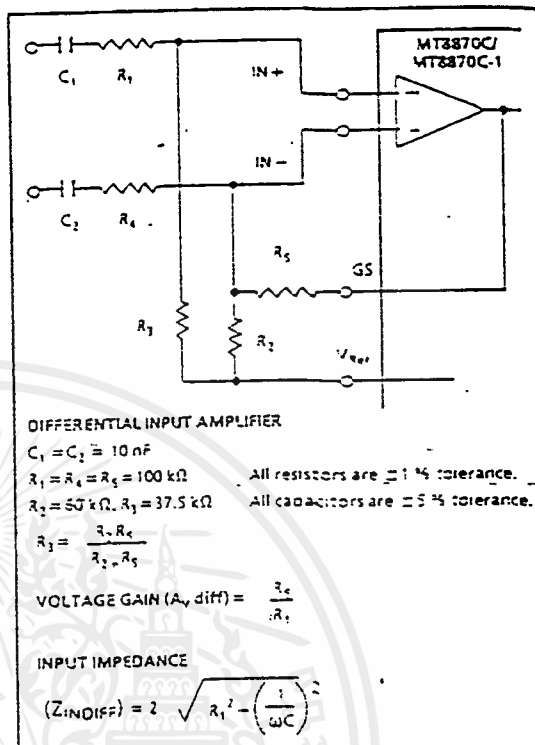


Figure 7- Differential Input Configuration

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 8 for details. The problems associated with unbalanced loading are not a concern with the arrangement shown, i.e. precision balancing capacitors are not required.

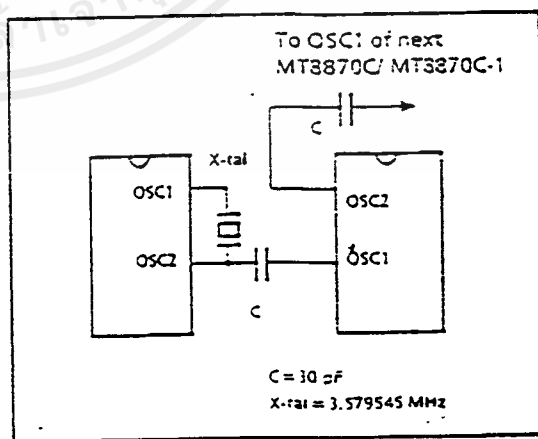


Figure 8- Oscillator Connection

## ISO<sup>2</sup>-CMOS MT8870C/MT8870C-1

### APPLICATION

#### RECEIVER SYSTEM FOR BRITISH TELECOM SPEC POR 1151

The circuit shown in Fig. 10 illustrates the use of MT8870C-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  $R_1$  and  $R_2$  to provide 3 dB attenuation, such that -34 dBm input signal will correspond to -37 dBm at the gain setting pin GS of MT8870C-1. As shown in the diagram, the component values of  $R_3$  and  $C_2$  are the guard time requirements when the total component tolerance is 5%. For better performance, it is recommended to use the non-symmetric guard time circuit in Fig. 9.

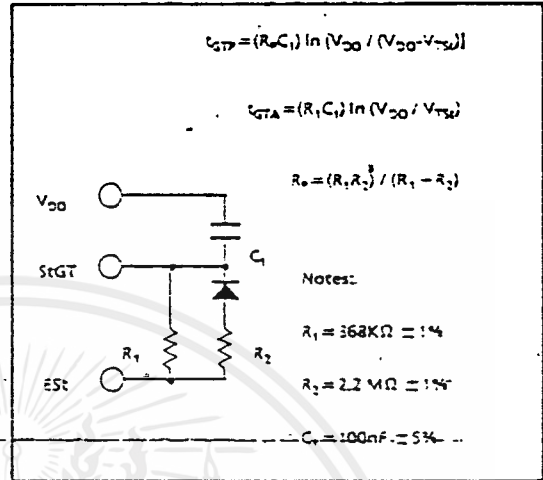


Figure 9 - Non-Symmetric Guard Time Circuit

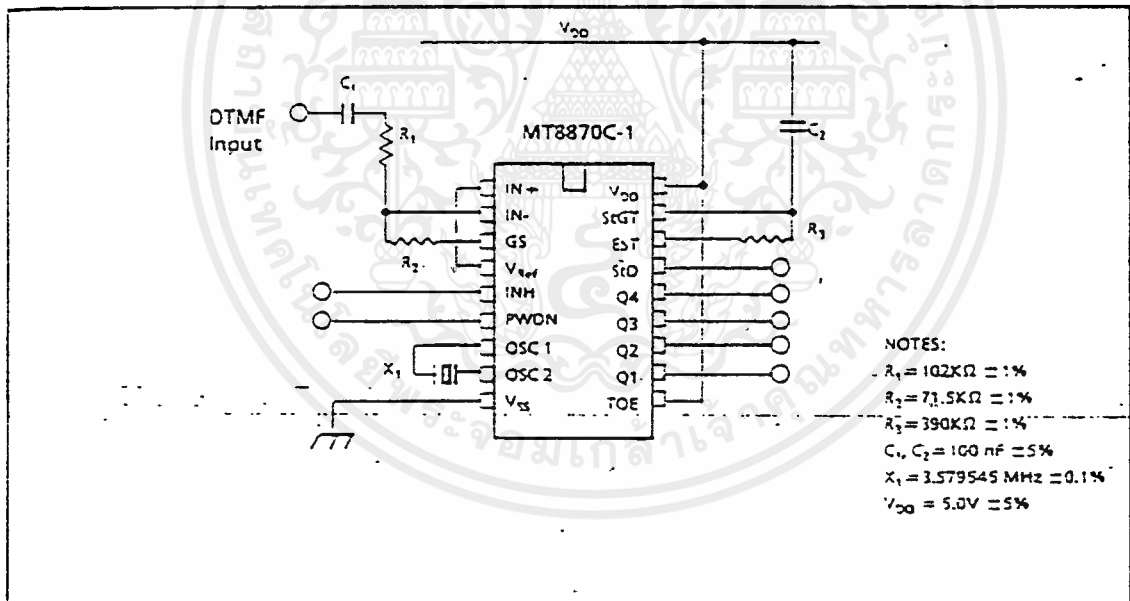


Figure 10 - Single-Ended Input Configuration for BT or CEPT Spec

## I<sup>2</sup>-CMOS MT8870C/MT8870C-1

AC Electrical Characteristics -  $V_{DD} = 5.0V \pm 5\%$ ,  $V_{SS} = 0V$ ,  $-40^\circ C \leq T_a \leq 85^\circ C$ , using Test Circuit shown in Figure 2.

	Characteristics	Sym	Min	Typ <sup>2</sup>	Max	Units	Conditions	
TIMING	1	Tone present detect time	$t_{DP}$	5	11	14	ms	Note 12
	2	Tone absent detect time	$t_{DA}$	0.5	4	8.5	ms	Note 12
	3	Tone duration accept	$t_{REC}$			40	ms	User adjustable
	4	Tone duration reject	$t_{REJ}$	20			ms	User adjustable
	5	Interdigit pause accept	$t_{IP}$			40	ms	User adjustable
	6	Interdigit pause reject	$t_{IPR}$	20			ms	User adjustable
OTHERS	7	Propagation delay (St to Q)	$t_{pQ}$		9	11	$\mu s$	TOE = $V_{DD}$
	8	Propagation delay (St to StD)	$t_{pStD}$		12	15	$\mu s$	TOE = $V_{DD}$
	9	Output data set up (Q to StD)	$t_{QStD}$		3.4		$\mu s$	TOE = $V_{DD}$
	10	Propagation delay (TOE to Q ENABLE)	$t_{pTE}$		50		ns	load of 10 k $\Omega$ , 50 pF
	11	Propagation delay (TOE to Q DISABLE)	$t_{pTD}$		300		ns	load of 10 k $\Omega$ , 50 pF
12	Crystal/clock frequency	$f_C$	3.575913	3.579513	3.583113	MHz		
CLOCK	13	Clock input rise time	$t_{rHLCL}$			110	ns	Ext. clock
	14	Clock input fall time	$t_{fHLCL}$			110	ns	Ext. clock
	15	Clock input duty cycle	DC <sub>CL</sub>	40	50	60	%	Ext. clock
	16	Capacitive load (OSC2)	$C_{LO}$			30	pF	

<sup>2</sup> Typical figures are at 25°C and are for design aid only; not guaranteed and not subject to production testing.

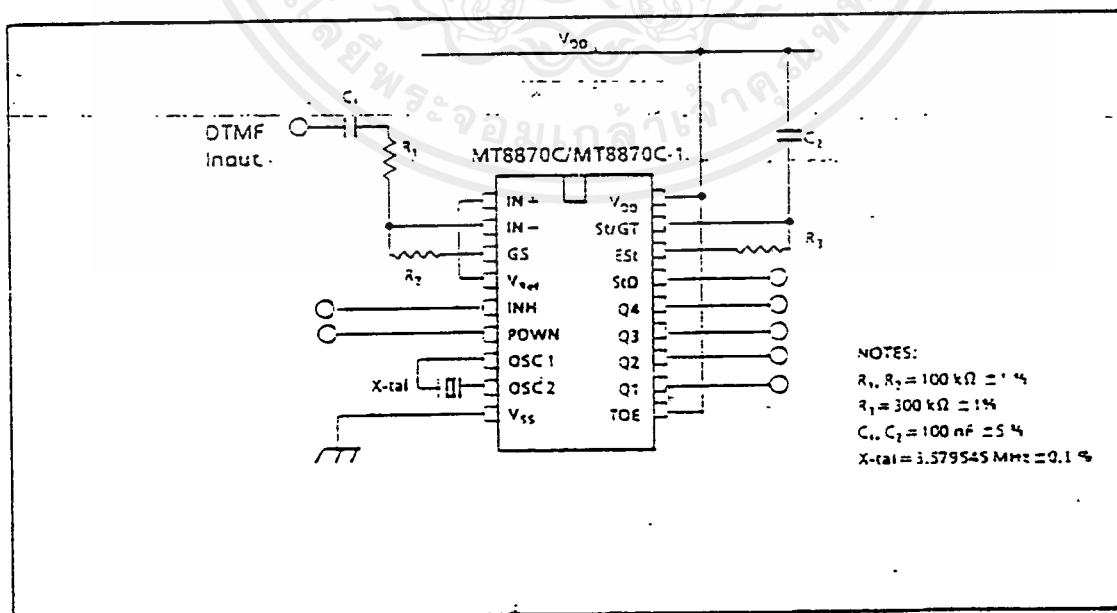


Figure 2 - Single-ended Input Configuration

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

การที่โครงการชิ้นนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีนั้น ต้องขอขอบคุณท่าน ผศ. นิภา สีสารุจิ และท่าน ดร. อรรถกัฏฐ์ เหมภรณ์ ผู้ให้ความรู้คำแนะนำปรึกษาในตลอดหนึ่งปีที่ผ่านมา ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคนที่มีส่วนช่วยเหลือให้โครงการชิ้นนี้สำเร็จได้ และสุดท้ายต้องขอขอบพระคุณอย่างสูงต่อพ่อแม่ผู้ให้ชีวิต ท่านอาจารย์ทุก ๆ ท่านที่ได้อบรมสั่งสอน มอบวิชาความรู้และสิ่งต่าง ๆ ที่ดี ๆ

ผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] ไพโรจน์ ไววานิชกิจ, กมล เขมะรังษี “เปิดโลกการสื่อสารไร้สาย”  
: กรุงเทพฯ ซีเอ็ดยูเคชั่น , 2539
- [2] ปรีดา ศิลป์วิทยารักษ์, มนต์รัชต์ เสนีวงศ์ ณ อยุธยา “ปริญญานิพนธ์เครื่องควบคุมระยะไกลด้วย DTMF”  
: สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม , 2538
- [3] บรรเจิด ตันติกัลยาภรณ์ “เครื่องรับส่งวิทยุ”  
: บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน), 2538
- [4] ชัชวาล โชติวารินทร์ “รวมบทความทฤษฎีและการประยุกต์ใช้งานอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ”  
: บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน), 2538
- [5] มงคล ชนะจินดา “โครงการอิเล็กทรอนิกส์ สัมผัสเล่น 2”  
: บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน), 2538
- [6] ขจรเดช อารักษ์ “รวมโครงการอิเล็กทรอนิกส์เครื่องจ่ายไฟ”  
: บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน), 2539