



ปีการศึกษา 2533

Viedo Wire Less & Remote control

โดย

ณัฐวงศ์

ชาวเวียง

พัฒนศักดิ์

มีผิว

สมศักดิ์

ฟางทสวัสดิ์

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ กฤษดากร

กล่อมการ

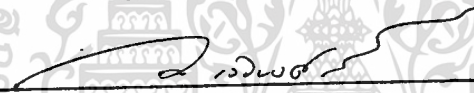


คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง Remote Control & Video Wire Less

- ผู้จัดทำ
1. นาย ภัฏฐวงศ์ ชาวเวียง 323508
  2. นาย พัฒนศักดิ์ มีผิว 323517
  3. นาย สมศักดิ์ ฟางทลสวัสดิ์ 323531

 อาจารย์ที่ปรึกษา

( อาจารย์ กฤษดากร กล่อมการ )

 กรรมการ

( ผศ.ดร. กนก เจริญวงศ์เวช )

 กรรมการ


( อาจารย์ อรรถสิทธิ์ หล้าสกุล )

เลขหมู่	T 330A3๓๒
เลขทะเบียน	027876
วัน, เดือน, ปี	12 ก.ค. 34

027876

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง Remote Control & Video Wire less

- ผู้จัดทำ
1. นาย ณัฐวงศ์ ชาวเวียง 323508
  2. นาย พัฒนะศักดิ์ มีผิว 323517
  3. นาย สมศักดิ์ ฟางทลสวัสดิ์ 323531

  
\_\_\_\_\_  
อาจารย์ที่ปรึกษา

( อาจารย์ กฤษดากร กล่อมการ )

  
\_\_\_\_\_  
กรรมการ

( ผศ.ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช )

  
\_\_\_\_\_  
กรรมการ

( อาจารย์ อรรถสิทธิ์ หล้าสกุล )

## Remote Control And Video Wire Less

นาย ภูมิวงศ์ ชาวเวียง 323508

นาย พัฒนศักดิ์ มีผิว 325317

นาย สมศักดิ์ ฟางทวลวัลดี 323531

อาจารย์ กฤษดากร กล่อมการ

อาจารย์ ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2533

### บทคัดย่อ

สำหรับโครงการนี้จะเป็นงานเกี่ยวกับ หลักการออกแบบแล้วนำไปสร้างเป็น Video Wire Less และ Remote control

การนำโครงการนี้ไปใช้ควบคุม วัตถุประสงค์หลักก็เพื่อจะนำไปใช้ในการถ่ายบนบอลลูน โดยกล้องถ่าย VDO (VCR) และมีการควบคุมมมกล้องและการถ่ายภาพให้ได้ภาพที่ต้องการโดยจะใช้ควบคุมโดย Remote Control แต่บอลลูนไม่สามารถอยู่กับที่ได้ตลอดเวลาซึ่งอาจเกิดจากลม ดังนั้นการควบคุมกล้อง Video (VCR) จึงจะมีการควบคุมด้วยตัวมันเองอยู่บนบอลลูน และการควบคุมภาคพื้นดินโดย Remote Control สำหรับในโครงการนี้ประกอบไปด้วย 2 ส่วน ในส่วนแรกจะเป็นการกล่าวถึง โครงสร้างและหลักการของ Video Wire Less ซึ่งจะได้สัญญาณจากกล้อง VDO (VCR) และจะแปลงเป็นความถี่ในย่าน UHF เพื่อแพร่คลื่นลงมาภาคพื้นดิน อีกส่วนหนึ่งจะเป็นเรื่องของ RF Remote Control ซึ่งอาศัยสัญญาณ DTMF (Dual Tone Multi Frequency) เป็นผลให้สร้าง function ได้ 16 ตัว ซึ่งรายละเอียดจะขอกล่าวต่อไป

REMOTE CONTROL AND VIDEO WIRE LESS

Mr.NUTTAWONG CHAOWIANG 323508

Mr.PATTANASAK MEPWIE 323517

Mr.SOMSAK FANGTASWAD 323531

ADD:PROF.KRIDSADAKRON KROMGRAN

ADVISOR

Abstract

This thesis present about design and construction wireless camera with remote control

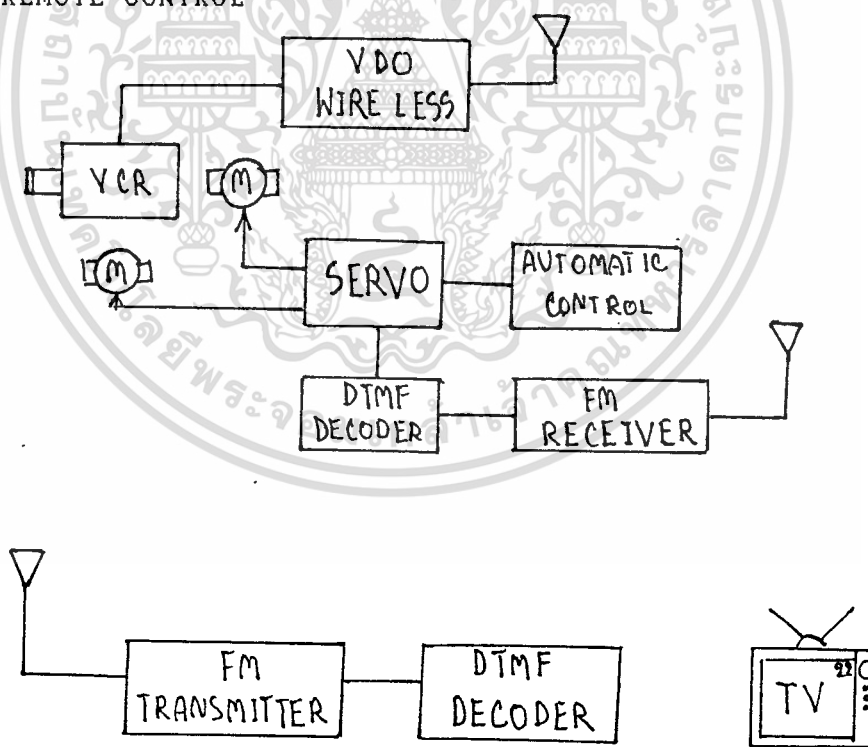
The application of the project is intended to use with camera in booloon or remote area that use to trafic monitor,so the camera should itself or control from the monitor site. In this thesis two part of project was-constructed, The first small UHF TV. transimtter is -constructed for wireless camera,The secound the VHF wireless remote control is controled by Dual tone multi frequency (DTMF) so that if have multi-channel for control.

## สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 สัญญาณโทรทัศน์	3
2.1 ลักษณะของภาพสี	3
2.2 Integral TDMF Reciver	12
2.3 การ Modulation	18
2.4 การกำเนิดสัญญาณ FM	25
2.5 การเปรียบเทียบ FM กับ AM	40
บทที่ 3 VIDEO WIRE LESS	44
3.1 หลักการทำงานของ VIDEO WIRE LESS	44
3.2 รายละเอียดเพิ่มเติม	50
3.3 รายละเอียดการพินแคอยล์	51
บทที่ 4 RF Remote Control	59
4.1 ภาคส่ง	55
4.2 ภาครับ	58
4.3 การเข้ารหัส	62
4.5 ภาคขับรีเลย์	63
4.6 การจัดช่องสัญญาณ	67
บทที่ 5 การทดลอง	71
5.1 การทดสอบเครื่อง Remote Control	71
5.2 การทดสอบ Video Wire Less	72
บทสรุปและวิจารณ์	74
ภาคผนวก	

## บทนำ

ในปัจจุบันนี้ได้มีเทคนิคต่างๆในการถ่ายภาพ เพื่อที่จัดมุมหรือวางตำแหน่งของกล้อง VDO (VCR) ให้เหมาะสมเพื่อให้ได้ภาพที่ออกมาตามต้องการดังที่เราได้เห็นมาแล้วตามภาพยนตร์ หรือ รายการต่างๆในรายการโทรทัศน์ ซึ่งมีอยู่ช่วงหนึ่งเราจะเห็นว่ามีกล้องถ่ายทอดฟุตบอลโลกปี 1990 โดยการถ่ายทอดครั้งนั้นมีบางครั้งจะมีการถ่ายทอดทาง top view ซึ่งในการกระทำดังกล่าวนี้สามารถทำได้โดยใช้กล้อง VDO ไปติดตั้งบนบอลลูกนั้นก็ทำการส่งสัญญาณภาพลงมายังเครื่องรับข้างล่าง โดยการส่งสัญญาณภาพ จะส่งในรูปแบบของ WIRE-LESS VDO ส่วนการควบคุมการเคลื่อนที่ของกล้อง VDO เพื่อให้ได้ตำแหน่งที่ถูกต้อง จะใช้การควบคุมโดยทาง REMOTE CONTROL



เราจะเห็นว่าระบบของโครงงานนี้จะมีรายละเอียดเป็นไปตาม block นี้คือ

1 กล้อง VDO (VCR) เพื่อรับภาพที่ต้องการแล้วแปลงเป็นสัญญาณไฟฟ้า  
 2 WIVE LESS VIDEO เพื่อทำการแปลงสัญญาณภาพให้เป็นสัญญาณ RF ในย่านของ UHF ในช่อง 22 แล้งทำการส่งลงมายังเครื่องรับ โทรทัศน์(TV)ทางภาคพื้นดิน

3 RF REMOTE CONTROL เป็นการควบคุมกล้องVDO(VCR)ให้ทำการถ่ายภาพไปยังตำแหน่งที่ต้องการ โดยทำการควบคุมจากข้างล่างและสัญญาณ RF ที่ใช้จะใช้การมอดดูเลตแบบ FM(FREQUENCY MODLATION)และจะต้องเป็นสัญญาณที่เป็นรหัสในที่จะใช้ DTMF(Dual Tone Multi Frequency)

ซึ่ง DTMF นี้บริษัท AT&T เป็นผู้คิดขึ้นซึ่งใช้ในระบบโทรทัศน์(เรียกว่าทัชโทนหรือ touch tone) รูปแบบ DTMF นี้มีความแน่นอนสูงจึงนิยมนำมาใช้ในระบบ รีโมทคอนโทรล หรือ ซีแลกตีฟคอยล์ ซึ่งมีความสลับซับซ้อน

4 SERVO เป็นระบบควบคุมมอเตอร์ ซึ่งจะทำการควบคุมตำแหน่งของการรับภาพทั้งทางแนวนอนและทางแนวตั้ง

5 AUTOMATIC CONTROL เนื่องจากเราจะเห็นว่าบอลลูน เมื่อปล่อยขั้วลู่ทองฟ้าแล้วมันจะเกิดการโยกหรือเอนไปมาตามทิศทางของลม ซึ่งในกรณีนี้จะทำให้ภาพที่ออกมาไม่นิ่งหรือเกิดการเคลื่อนไปมาดังนั้นเพื่อให้ภาพอยู่นิ่งเราจึงต้องมีการควบคุมเป็นแบบ AUTOMATIC เมื่อมีการโยกหรือการร่อนไปมาของบอลลูน

6 SWITCH POWER SUPPLYเนื่องจากในส่วนต่างของวงจรที่ขึ้นไปอยู่บนบอลลูน มีความต้องการไฟฟ้าที่แตกต่างกันไป แต่แหล่งพลังงานที่ได้มีเพียง battery เพียงอย่างเดียว ดังนั้นเพื่อให้ได้พลังงานไฟฟ้าไปเลี้ยงยังวงจรต่างๆ เราจึงนำ switch power supply มาใช้

จากนี้เป็นเพียงการแสดงคร่าวๆเกี่ยวกับโครงงานนี้ ซึ่งรายละเอียดจะได้กล่าวต่อไป แต่เนื่องจากวงจรนี้ประกอบไปด้วยส่วนต่างๆของวงจรมาก อีกทั้งต้องคำนึงถึงน้ำหนัก(ในกรณีของส่วนที่อยู่บนบอลลูน)และพลังงานอีกด้วย ดังนั้นในโครงงานนี้จึงได้แยกการทำงานออกเป็น 2 กลุ่ม ซึ่งกลุ่มของข้าพเจ้าได้รับผิดชอบ

ในส่วนของการที่ส่งสัญญาณหรือรับสัญญาณไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### สัญญาณโทรทัศน์สี

(COLOUR TELEVISION SIGNAL)

ข้อกำหนดมาตรฐานของระบบโทรทัศน์สี

1. (Picture Quality) ภาพจะต้องมีคุณภาพสูงและภาพสีที่ได้ใกล้เคียงของจริงมากที่สุด คุณลักษณะของภาพทางด้าน noise, flicker, brightness, contrast, resolution และความหยابละเอียดของภาพเท่ากับภาพขาวดำ

2. (System Compatibility)

ก) สัญญาณโทรทัศน์สีต้องรับเป็นภาพขาว-ดำโดยโทรทัศน์ขาว-ดำทั้งนี้เครื่องรับโทรทัศน์ขาวดำไม่จำเป็นต้องตัดแปลงวงจรใดๆ ทั้งสิ้น  
ข) เครื่องรับโทรทัศน์สีต้องสามารถรับภาพขาว-ดำ ที่ส่งด้วยสัญญาณโทรทัศน์ขาว-ดำ

ซึ่งสัญญาณโทรทัศน์สีจะต้องใช้ Bandwidth, Sound Carrier, Picture Carrier, Deflection frequency, sync. signal เช่นเดียวกับสัญญาณโทรทัศน์ขาว-ดำ

3. (Operation within existing frequency channel

คือ ส่งออกอากาศในช่องสัญญาณที่ใช้ในโทรทัศน์ขาว-ดำ ซึ่งมียุ่เดิม

2.1 ลักษณะของภาพสีซึ่งเป็นลักษณะที่ไม่ขึ้นต่อกันได้แก่

1. Brightness ภาพสีจะต้องอยู่ใน gray scale ของความสว่าง ความรู้สึกต่อความสว่างของภาพเกิดจากการรวมความรู้สึกของความสว่างแต่ละสีที่ตาเห็น

2. Hue คือลักษณะของสี เช่น แดง, เขียว ฯลฯ สำหรับ SPECTRUM ของสี hue จะต่างกันที่ wave length ของแต่ละสี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. Saturation คือความเข้มของสี ซึ่งจะบอกให้ทราบว่าสีนั้นบริสุทธิ์หรือไม่ เช่น แสงสีแดงบริสุทธิ์จะเท่ากับ Saturation 100% แต่ถ้ามีแสงสีขาวปน สมมติว่าแสงสีแดงมี Saturation 50% สีที่เราเห็นก็จะเป็นสีชมพูหรือหากแสงสีขาวมากขึ้นอีก แสงสีแดงก็จะมี Saturation ลดลงไปอีก กลายเป็นสีชมพูซีด ซึ่งสีชมพูนี้คือ hue สีแดงที่มีระดับ Saturation ต่ำ

ภาพสีที่เราเห็นบนจอภาพเกิดจากภาพสีแดง, เขียว และ น้ำเงินที่ถูกจำลองขึ้นพร้อมกันโดยมี picture element ของแต่ละสีอยู่ใกล้เคียงกัน ซึ่งความรู้สึกในการเห็นเหมือนกับว่าภาพแต่ละสีนั้นๆ ทับกันอยู่ ทุกๆ ขณะของการ Scan สัญญาณภาพที่ส่งจะเป็นตัวกำหนดอัตราส่วนของแสงสีแดง, เขียว, น้ำเงินตามภาพที่เกิดขึ้น

ภาพสีที่ส่งเพื่อให้รับได้ทั้งเครื่องรับสีและเครื่องรับขาวดำประกอบด้วย

1. Luminance Signal ซึ่งจะแทนความสว่าง (brightness) ของภาพ
2. Chrominance signal ซึ่งจะแทน hue และ saturation เพื่อให้ได้ภาพสีที่สมบูรณ์

เครื่องรับโทรทัศน์ขาว-ดำ ต้องการ Luminance signal เพียงอย่างเดียวเพื่อป้อนให้หลอดภาพ ส่วนเครื่องรับโทรทัศน์สีต้องการสัญญาณ เขียว, แดง, และ น้ำเงิน

gamma collection

เพื่อให้การเปลี่ยนแปลงระหว่างแสงสว่างที่หลอดภาพกับแสงสว่างที่เกิดขึ้นที่หน้ากล้องโทรทัศน์เป็นอัตราส่วนที่เหมือนกัน คือ จุดประสงค์ของระบบการส่งโทรทัศน์ จึงต้องมีการแก้ signal ที่ส่งด้วยวิธี gamma correction.

เหตุที่ต้องใช้ gamma correction ก็เพราะว่าหลอดภาพจะไม่ให้แสงสว่างที่จ่อเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ voltage ที่ป้อนเข้าระหว่าง grid กับ cathode เนื่องคุณสมบัติของหลอดภาพที่เรียกว่า non-linear ของ beam current ต่อ grid voltage

L ความสว่างที่หลอดภาพจะแปรไปตาม grid voltage ( $V_g$ ) กำลัง 2 แต่โดยทั่วไปเราจะเขียน

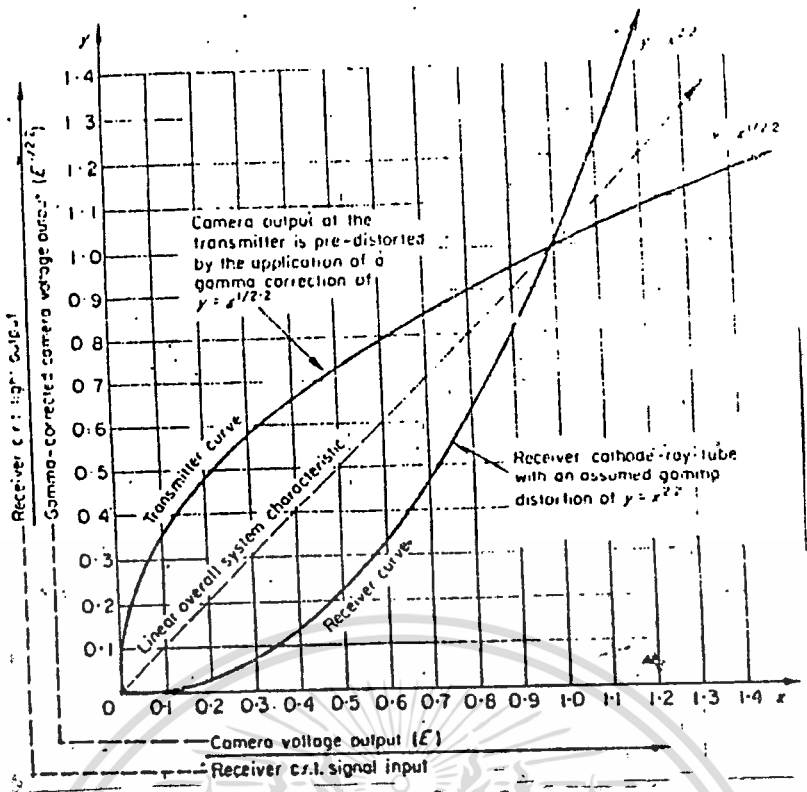
$$L \propto (V_g)$$

ซึ่ง  $\gamma$  จะมีค่าระหว่าง 2.2 - 2.8

จะเห็นว่าถ้าสัญญาณที่ป้อนให้เครื่องส่งเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแสงสว่างที่ทำให้เกิดภาพนั้นๆ เช่น แสงสว่างที่ต่างกันในฉาก สัญญาณที่ส่งออกไปก็จะมีอัตราส่วนความแตกต่างเหมือนกับแสงสว่างที่แตกต่างกันในฉากนั้นๆ และสัญญาณภาพนี้เมื่อเครื่องรับรับได้จะไปปรากฏที่ grid-cathode ของหลอดภาพ โดยโวลท์ที่ป้อนเข้าหลอดภาพนี้จะเปลี่ยนไปตามความสว่างของภาพที่ส่งมา แต่ภาพที่ปรากฏทางจอภาพจะมีความแตกต่างของความสว่าง ไม่เหมือนกับความแตกต่างของความสว่างของภาพที่ถูกถ่ายทอดออกอากาศ ตัวอย่างเช่น ความสว่างของฉากจากมืดไปไปสว่างทำให้สัญญาณเปลี่ยนจาก 0v-2v ที่ grid-cathode ของหลอดภาพก็จะเปลี่ยนไปเท่ากันคือ 0v-2v แต่หลอดภาพมีลักษณะ non-linear ความสว่างที่ปรากฏทางจอภาพเท่ากับเปลี่ยนจาก 0v-4v ซึ่งผิดไปจากความเป็นจริงที่เกิดขึ้นหน้ากล้องโทรทัศน์

ดังนั้นวิธีการ gamma correction จึงถูกนำมาใช้แก้ไขโดยวิธีกลับกัน

เมื่อ  $L \propto (V_g)$  ที่หลอดภาพจะให้ E เป็นสัญญาณที่ส่งออกไปทางเครื่องส่ง เพื่อให้ได้ L ที่เป็นสัดส่วนโดยตรงกับ E



รูปแสดง แกมมาเคิร์ฟของเครื่องส่งและเครื่องรับ

สัญญาณที่ gamma correction แล้วเขียนเป็น

$$R', G', B'$$

$$\text{ในเมื่อ } R' = R/\delta$$

$$G' = G/\delta$$

$$B' = B/\delta$$

Colour difference voltage

สัญญาณที่ป้อนเข้าหลอดภาพสีคือ  $R', G', B'$  ได้จากการรวม  $Y'$

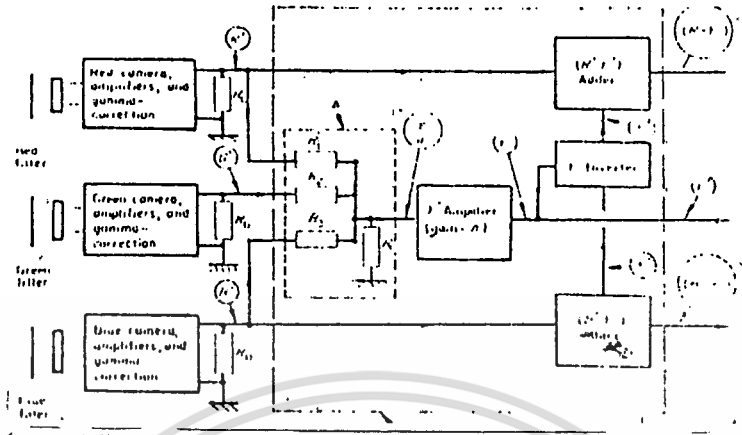
กับ colour difference  $R'-Y', B'-Y'$  และ  $G'-Y'$

$$(R'-Y') + Y' = R'$$

$$(G'-Y') + Y' = G'$$

$$(B'-Y') + Y' = B'$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดงการสร้างสัญญาณลูมิแนนซ์และคัลเลอร์ดิฟเฟอเรนซ์

$$Y' = 0.3R' + 0.59G' + 0.11B'$$

Chrominance signal

ในการส่งโทรทัศน์แต่ละช่องจะมี carrier อยู่ 3 ชนิด คือ picture carrier, sound carrier และ sub-carrier สัญญาณ  $Y'$  ถูก mod กับ picture carrier ส่วน colour difference signal  $R'-Y', B'-Y'$  ถูก mod กับ subcarrier และรวมกันเป็น chrominance signal ซึ่งวิธีการ modulated chrominance signal นี้แหละที่เป็นข้อแตกต่างระหว่างระบบ NTSC PAL และ secam

การหายไปของ colour difference signal ในการส่งภาพลิขาวและสีเทาหรือระหว่างการส่งภาพ-ดำเป็นการช่วย compatibility เป็นระบบ PAL และ NTSC ให้สัมพันธ์กัน

Bandwidth of luminance and colour difference signals

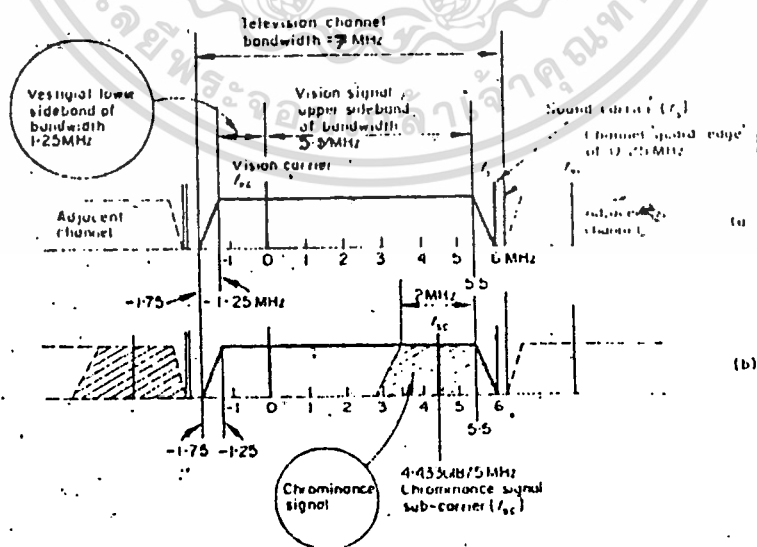
bandwidth ของ luminance เท่ากับ 5 MHz คือ limit band ของ system เนื่องจากรายละเอียดขอภาพได้มาจากภาพขาว-ดำเท่านั้นและตาคนเราไม่สามารถเห็นรายละเอียดต่างๆในสีใดๆได้ดีเท่ากับเห็นจากภาพขาว-ดำ ดังนั้น bandwidth ของ colour detail ไม่จำเป็นต้องกว้างเหมือน Luminance ถึงส่งไปมากาก็ไม่มีประโยชน์เพราะตามองไม่เห็น ดังนั้นสัญญาณ colour difference จึงกำหนด bandwidth เพียง 1 MHz เท่านั้น

หลักเกณฑ์ในการเลือก fsc (sub-carrier frequency)

น้อยที่สุด

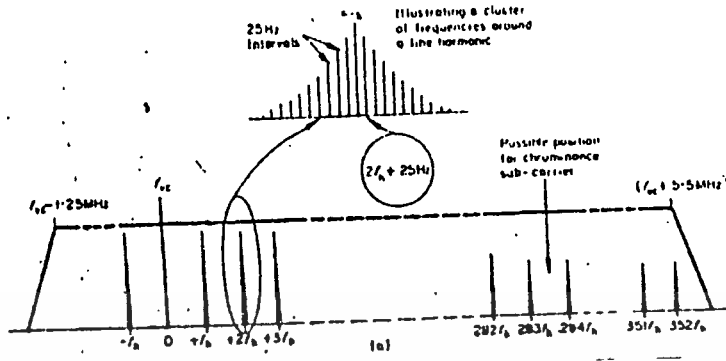
1. fsc จะต้องมามีค่ามากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้โดยให้มีการรบกวน

2. กำหนด bandwidth ประมาณ 1 MHz สำหรับ colour difference signal ที่จะ modulate กับ subcarrier ฉะนั้น fsc ต้องต่ำกว่า 5.5 MHz เพื่อให้มี upper side band ของ chrominance signal



รูปแสดง รายละเอียดของสัญญาณโทรทัศน์ระบบ CCIR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### รูปแสดงสเปกตรัมของช่องสัญญาณโทรทัศน์

แต่ละกลุ่มที่มี harmonic ของ fh side freq. จะเกิดห่างกัน 25 Hz เมื่อ freq ที่ห่างออกไปจาก fvc เช่นที่ความถี่สูงๆใกล้ 5 MHz ขนาดของ harmonic ของ fh จะค่อยๆลดลงเรื่อยๆ

fsc จะทำให้ความสว่างที่จอภาพ (raster brightness) สว่างขึ้นและมีลดลงสลับกันไปบนเส้น scan เมื่อรวมกันทั้ง raster กลายเป็น Dot pattern แต่ในระบบ NTSC เนื่องจากใช้แบบ half line offset, Dot pattern ที่เกิดขึ้นในทางสลับกันจึงหักล้างกันหมด

ส่วนในระบบ pal ถ้าหากเลือกแบบ half line offset ณ ที่สูงหนึ่ง Dot จะเกิดขึ้นในทางแนวตั้ง ทำให้เกิดการรบกวนภาพ เนื่องจาก Vsignal (R-Y) จะสลับเฟส กันทุกๆเส้น scan ดังนั้นระบบ quarter line offset จึงถูกนำมาใช้

ระบบ quarter line offset ต้องใช้ 4 line scan เพื่อให้ได้จำนวนคู่ของ sub carrier cycle และภาพ 4 ภาพ จึงจะครบเส้นทั้งหมด (0.25 เส้น 2 ครั้ง) ซึ่งสามารถเอา 4 ทารลงตัว ดังนั้น Dot pattern จะเกิดภาพสว่าง 4 ภาพหรือ 8 ภาพ สลับกันไป Dot pattern จะเกิดขึ้น

- a) ช่องสัญญาณโทรทัศน์ขาวดำ
- b) ช่องสัญญาณโทรทัศน์สี

3. ในระบบ PAL ใช้วิธี modulate สัญญาณ chrominance แบบ AM. จึงต้องการ bandwidth 2 MHz โดย fsc อยู่ที่จุดกึ่งกลาง ดังนั้น fsc ค่าสูงสุดที่เป็นไปได้คือ  $5.5 - 1 = 4.5$

4. Cross talk ระหว่าง chrominance และ luminance จะต้งน้อยที่สุด

5. เนื่องจาก fsc อยู่ใน spectrum ของ video frequency จึงสามารถผ่าน video amp ของเครื่องรับขาว-ดำ ทำให้เกิดขึ้น dot-pattern ในแต่ละเส้นของ raster ดังนั้นการเลือก fsc ต้องสัมพันธ์กับ fh (horizontal frequency) ด้วยเพื่อให้เกิดการรบกวนน้อยที่สุด

#### Frequency interleaving

เมื่อพิจารณาถึง spectrum ของสัญญาณโทรทัศน์จะเห็นว่าพลังงานทั้งหมดที่ส่งออกไป จะไม่กระจายออกไปตลอดใน channel bandwidth อย่างมีระเบียบ แต่จะเกิดขึ้นเป็นกลุ่มๆ ของ frequency โดยมีศูนย์กลางที่ harmonic ของความถี่การ scan ทางแนวนอน (fh)

ถ้า fvc คือ vision carrier

spectrum ของ signal จะต้องเป็น (fvc fh).

fvc = 2 fh, fvc = 3 fh, fvc = 4 fh.....

harmonic สูงสุดคือ  $5.5 * 10 / 15,625 = 352$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปๆ 3/50 มันก็ หรือค่าอัตรา 0.25 หรืออัตราที่ แต่ chrominance signal จะถูก filter ออกใน luminance channel ของเครื่องรับโทรทัศน์ ถ้า Dot pattern จะถูกนำไปพิจารณาว่าเป็นเรื่องสำคัญในกรณี compatibility ซึ่งจะเกี่ยวข้องกับกรณีเครื่องรับขาว-ดำ รับสัญญาณภาพสี

ในระบบ NTSC และ PAL chrominance signal จะไม่มีปรากฏในสีเทาและสีขาว ดังนั้นในส่วนที่เป็นภาพสีอื่นๆ เท่านั้น การรบกวนจึงจะเกิดขึ้น แต่ภาพสีทั้งหมด เมื่อดูจากเครื่องรับขาว-ดำ จะเป็นสีเทาๆ และนี่คือคำอธิบายที่ว่าทำไม Dot จึงสามารถเห็นได้ในส่วนที่เป็นสีเทา แต่การรบกวนที่เกิดขึ้นเป็นจุดบางๆ แทบมองไม่เห็นจึงไม่เป็นปัญหามากนัก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2 ไอซีถอดความถี่โทรศัพท์ (integrated TDMF receiver)

ก่อนอื่นขอให้ความหมายของคำว่า ถอดรหัสความถี่โทรศัพท์อันหมายถึงการแปลงสัญญาณความถี่ซึ่งเกิดจากการกดปุ่มตัวเลขของโทรศัพท์ชนิดกดปุ่ม (ชนิด tone หรือ DTMF) ให้เป็นระบบตัวเลขทางดิจิทัล ซึ่ง ic 8870 ใช้แปลงความถี่ทางโทรศัพท์ให้เป็นเลขฐานสองขนาด 4 บิต

ในยุคก่อน การออกแบบวงจรถอดรหัสความถี่ของความถี่โทรศัพท์มักใช้ ic จำพวก phase lock loop ซึ่งสร้างปัญหามาก ไม่ว่าเรื่องความถี่ที่เปลี่ยนไป การปรับแต่งวงจร ขนาดของวงจรถ้าใหญ่ เพราะต้องใช้ ไอซีจำนวนมาก

### คุณสมบัติของ MT8870

- เป็นตัวปรับแอมพลิจูดและปรับความถี่ (DTMF RECEIVER)
- กินไฟน้อย ใช้ไฟเลี้ยงระดับเดียวกับ TTL
- สามารถตั้งอัตราขยายภายในตัวไอซีได้
- สามารถปรับการ์ดไทม์ (GUARD TIME) ได้
- เป็นไอซีคุณภาพสูง

### การนำ MT8870 ไปใช้งาน

- นำไปใช้งานด้านรีโมทคอนโทรล
- เครื่องป้องกันโทรศัพท์ทางไกล
- ใช้ในงานเกี่ยวกับเครดิตการ์ด
- ใช้งานร่วมกับคอมพิวเตอร์
- ใช้ในงานเครื่องชุมสายขนาดเล็ก หรือ PABX
- ใช้กับงานด้านโทรศัพท์ทั่วไป
- ใช้กับเครื่องกันขโมย
- การควบคุมอุปกรณ์โทรศัพท์
- ใช้ทำเครื่องสอบถามทางโทรศัพท์

### โครงสร้างของ MT8870

โครงสร้างภายในของ MT8870 ประกอบด้วย วงจรรองความถี่ และ

แอมพลิจูดของสัญญาณทางดิจิทัล เป็นไอซีที่สร้างทางเทคโนโลยี 1502-CMOS ใน

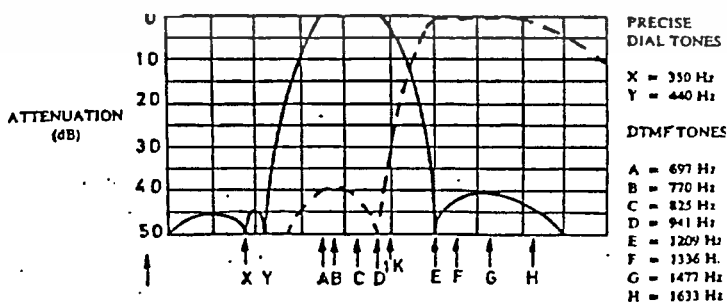
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของวงจรกรองความถี่ใช้เทคนิคของสวิทช์คาปาซิเตอร์ ฟิลเตอร์สำหรับกรองความถี่สูงและต่ำ ส่วนวงจรถอดรหัสใช้เทคนิคการนับทางดิจิทัลเพื่อตรวจจับและถอดรหัสทั้ง 16 ความถี่ ออกเป็นเลขฐานสองขนาด 4 บิตและเช็คช่วงเวลาสัญญาณเข้าทั่วไป

- ใช้กับเครื่องกันขโมย
- การควบคุมอุปกรณ์โทรคัมพ์
- ใช้ทำเครื่องสอบถามทางโทรคัมพ์

### โครงสร้างของ MT8870

โครงสร้างภายในของ MT8870 ประกอบด้วย วงจรกรองความถี่ และวงจรถอดรหัสฟังก์ชันทางดิจิทัล เป็นไอซีที่สร้างทางเทคโนโลยี ISO2-CMOS ในของวงจรกรองความถี่ใช้เทคนิคของสวิทช์คาปาซิเตอร์ ฟิลเตอร์สำหรับกรองความถี่สูงและต่ำ ส่วนวงจรถอดรหัสใช้เทคนิคการนับทางดิจิทัลเพื่อตรวจจับและถอดรหัสทั้ง 16 ความถี่ ออกเป็นเลขฐานสองขนาด 4 บิตและเช็คช่วงเวลาสัญญาณเข้ามดีในส่วนนี้จะแยกเป็นสัญญาณ DTMF ที่เข้ามาออกเป็น 2 กลุ่มความถี่ คือ ช่วงความถี่สูงและต่ำ โดยใช้วงจรกรองความถี่อันดับ 6 ชนิดสวิทช์คาปาซิเตอร์ (SIX-ORDER SWITCHED CAPACITOR BAND PASS FILTER) ซึ่งความถี่ที่แยกได้มี ช่วงความถี่ต่ำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูป C ด้แสดงความถี่ที่ได้จากกักรกรองคว้ความถี่นุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Flow	Fhigh	NO	TOE	Q4	Q3	Q2	Q1
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	1	0
852	1209	7	H	0	1	1	1
852	1335	8	H	1	0	0	0
852	1477	9	H	1	0	0	1
941	1336	0	H	1	0	1	1
941	1209	*	H	1	0	1	1
941	1477	#	H	1	1	0	0
697	1633	A	H	1	1	0	1
770	1633	B	H	1	1	1	0
852	1633	C	H	1	1	1	1
941	1633	D	H	0	0	0	0
-	-	ANY	L	Z	Z	Z	Z

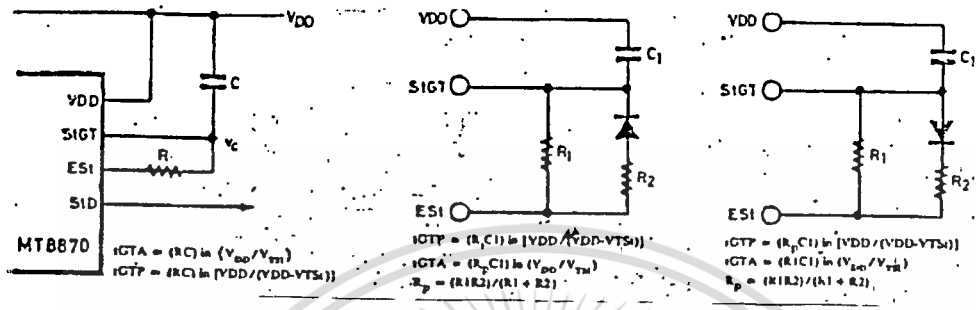
รูป D แสดงค่าที่ถอดรหัสได้จากความถี่ต่างๆ

### ภาคถอดรหัส

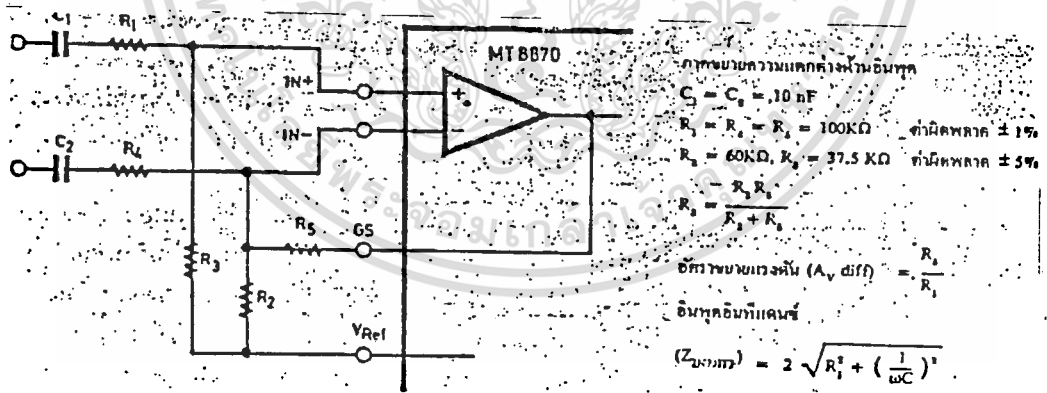
ความถี่ DTMF ที่ถูกกรองเรียบเรียบร้อยแล้วจะผ่านเข้าวงจรถอดรหัสความถี่ออกเป็นตัวเลขโดยใช้เทคนิคการนับแบบดิจิทัล และมีการตรวจสอบความถี่ที่เข้ามาว่าเป็นความถี่มาตรฐาน DTMF หรือไม่ เพื่อป้องกันความถี่อื่นมาผสม เมื่อตรวจสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของ บริษัท อีเอสเอส (ประเทศไทย) จำกัด (Early Steering) ก็จะมีค่าสำหรับการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ถอดรหัสได้จากความถี่นั้นๆ แสดงได้ดังรูป D



รูป E แสดงวงจรตรวจสอบสัญญาณอย่างง่ายและแสดงการกำหนดเวลาการรีเซ็ตพร้อมวิธีคำนวณ



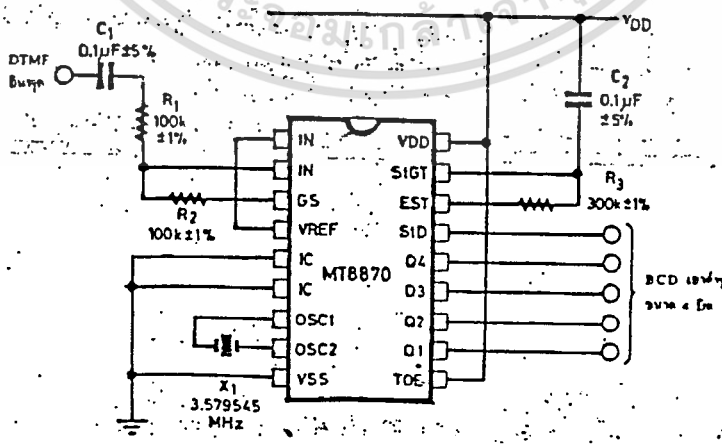
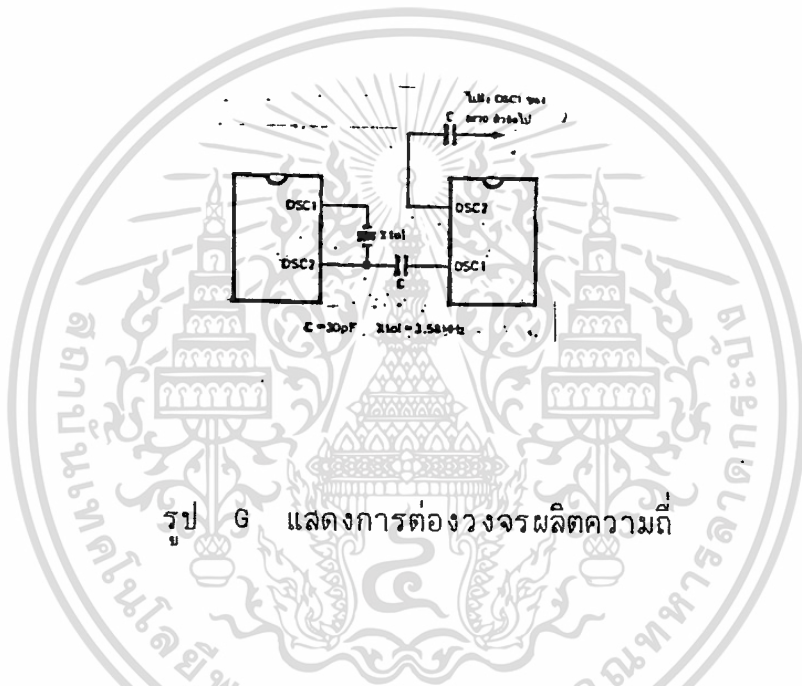
รูป F แสดงการต่อวงจรภาค input

ภาคตรวจสอบสัญญาณ

ก่อนที่จะมีการถอดรหัสความถี่ออกไปที่เอาต์พุต จะมีการตรวจสอบช่วงความถี่ที่เข้ามาว่ามีระยะเวลาตามที่กำหนดหรือไม่ โดยสังเกตจากระยะเวลาการกดปุ่มโทรศัพท์ ซึ่งต้องกดปุ่มให้มีความถี่ออกมาเป็นช่วงเวลาพอสมควรมิฉะนั้นวงจรส่วนนี้จะไม่ได้รับ โดยถือว่าวงจรส่วนนี้ไม่ถูกต้อง ส่วนช่วงของเวลายาวเท่าใดสามารถ

รตตั้งได้โดยใช้ RC ต่อภายนอก

สัญญาณที่ขา Est จะเป็น "high" นานใกล้เคียงกับระยะเวลาที่มีความถี่ DTMF เมื่อขา Est เป็น "high" ทำให้  $v_c$  สูงขึ้นตัวเก็บประจุ  $c$  จะคลายประจุทำให้แรงดัน  $v_c$  สูงขึ้นจนถึงค่าเรชโวลต์ วงจรถอดรหัสจึงจะถอดรหัสออกเป็นตัวเลขขนาด 4 บิต รายละเอียดการทำงานขอให้ดูจากแผนภูมิเวลาหรือไทมิงไดอะแกรมในรูป 1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ แสดงวงจรการใช้งานเบื้องต้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับคำว่าการ์ดใหม่หมายถึง ช่วงคาบเวลาของความถี่ที่เข้ามาซึ่งจะตอง นานเท่ากับหรือมากกว่าช่วงเวลาที่เรที่ตั้งไว้ จึงจะได้รับการยอมรับว่าเวลาที่เร ตั้งไว้โดย RC ก็คือ การ์ดใหม่นั้นเอง เมื่อสัญญาณความถี่เข้ามา นานหรือมากกว่า เวลาที่ตั้งไว้จึงจะสามารถเปลี่ยนเป็นตัวเลขได้ ถ้าสัญญาณความถี่ที่เข้ามาสั้นกว่า ก็จะไม่มีการถอดรหัสเป็นตัวเลขออกไป การตั้งเวลาและคำนวณเวลาดูได้จากรูป E

**ภาคขยายสัญญาณความแตกต่าง**

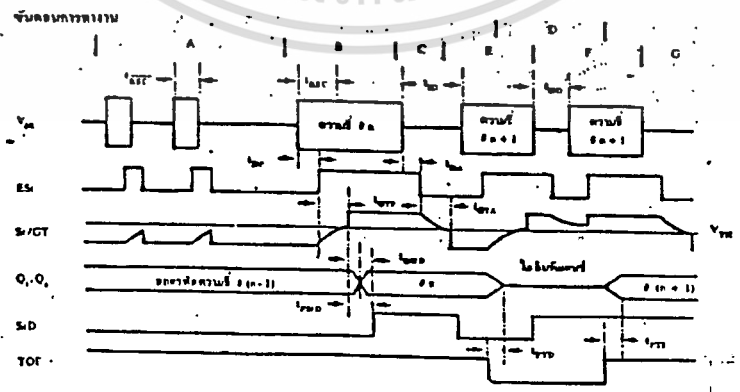
วงจรส่วนอินพุทของ MT8870 เป็นภาคขยายออฟแอมป์ที่สามารถรับอัตรา ขยายโดยต่อวงจรภายนอกเพิ่มเข้าไป ในรูป F แสดงการต่อวงจรภายนอกเข้า กับอินพุทซึ่งสามารถคำนวณอัตราขยายความแตกต่างของอินพุทและอิมพีแดนซ์ได้ ดังนี้

อัตราขยาย (Av diff) = R5/R1

อินพุทอิมพีแดนซ์ (Zin diff) = 2 / R1+(1/WC)

**ภาคกำเนิดความถี่**

ในภาคนี้ภายในไอซีจะมีวงจรเวลาอยู่ภายใน เพียงแต่ต่อแร่คริสตอลขนาด 3.58 MHz ก็สามารถใช้งานได้ทันที การต่อวงจรกำเนิดความถี่แสดงดังในรูป G



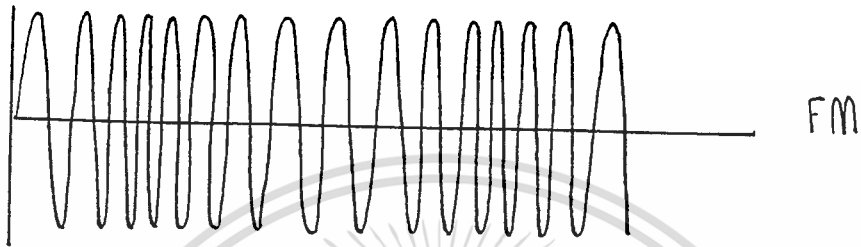
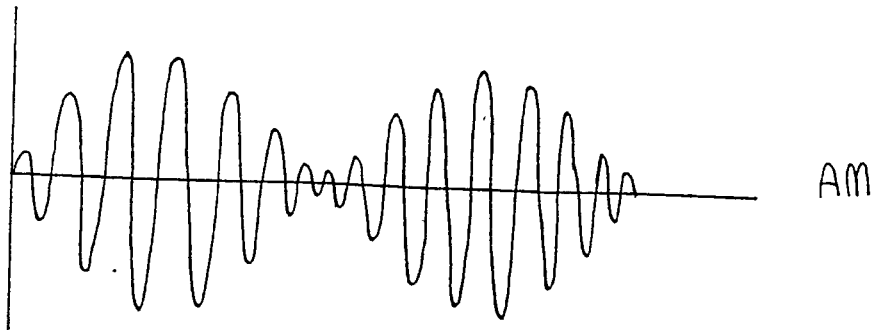
### อธิบายขั้นตอนการทำงาน

- A - ตรวจสอบความถี่เข้ามา แต่คาบเวลาไม่ถูกต้อง เอาท์พุทไม่เปลี่ยน
- B - ความถี่  $\#n$  ถูกตรวจพบคาบเวลาไม่ถูกต้อง ความถี่ที่ถูกถอดรหัสและแลตซ์ไว้ที่ OUTPUT
- C - จบที่ความถี่  $\#n$  ช่วงห่างถูกต้อง OUTPUT ยังคงแลตซ์อยู่จนกว่าจะได้รับการความถี่ที่ถูกต้องใหม่
- D - OUTPUT เปลี่ยนเป็น IMPEDANCE
- E - ความถี่  $\#n+1$  ถูกตรวจพบคาบเวลาที่ถูกต้อง ความถี่ที่ถูกถอดรหัสและแลตซ์ไว้
- F - ความถี่  $\#n+1$  หายไป ช่วงห่างไม่ถูกต้อง เอาท์พุทยังคงแลตซ์อยู่
- G - จบความถี่  $\#n+1$  ช่วงห่างถูกต้อง เอาท์พุทยังคงแลตซ์อยู่จนถึงความถี่ใหม่ที่ถูกต้อง

### 2.3 การ MODULATION

ถ้าจะกล่าวว่าการมอดดูเลชันคือหัวใจของการสื่อสารวิทยุก็เพราะว่าการมอดดูเลชันคือการฝากข้อมูลไปกับคลื่นพาห์ ซึ่งคลื่นพาห์นั้นจะเป็นทั้งช่วยนำสัญญาณข้อมูลนั้นผ่านสายอากาศของเครื่องส่งออกอากาศไปยังสายอากาศของเครื่องรับได้

การ modulation ที่นิยมใช้อยู่ในระบบสื่อสารวิทยุและโทรทัศน์ทั่วไป นิยมใช้อยู่ 2 แบบคือ AM (AMPLITUDE MODULATION) & FM (FREQUENCY MODULATION) ความแตกต่างของขบวนการ modulation ทั้งสอง คือขบวนการ modulation แบบ AM นั้นเป็นการฝากข้อมูลไปกับ AMPLITUDE ของคลื่นพาห์เป็นการทำให้ขนาดของคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงไปตามความแรงของสัญญาณข้อมูล โดยยังคงรักษาความถี่ของคลื่นพาห์ให้คงที่ตลอดเวลา แต่ขบวนการมอดดูเลชันแบบ FM นั้นเป็นการฝากข้อมูลไปกับความถี่ของคลื่นพาห์ เป็นขบวนการที่ทำให้ความถี่ (frequency) ของคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงไปตามความแรงของสัญญาณข้อมูล โดยยังคงรักษานขนาดของคลื่นพาห์ให้ มีค่าคงที่อยู่เสมอ



ประโยชน์ของขบวนการมอดดูเลชั่นที่สำคัญก็คือ ทำให้เกิดการย้าย spectrum ของสัญญาณขึ้น

ในที่นี้จะขอก้าวถึงรายละเอียดต่างๆของระบบสัญญาณที่ทำการ modulation ในระบบ FM ซึ่งเป็นระบบที่ทราบกันว่าสัญญาณที่ทำการ modulation แบบ FM นั้น สัญญาณที่ได้จะมีลักษณะ carrier (ซึ่งมีความถี่สูง) ตามขนาดสัญญาณที่เราต้องการส่งไปหรือสัญญาณที่มอดดูเลตเข้าไป โดยขนาด (amplitude) ของ carrier ดังนั้นเราจะได้

$$\phi(t) = K_f \int_{-\infty}^t m(t) dt$$

โดยค่า  $K_f$  = ค่าคงที่ของระบบ

ตอนนี้เรามาดูถึง spectrum ของสัญญาณ FM โดยจะมีรูปคลื่นนำมาเขียนได้ดังนี้

$$e_{FM}(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + K_f \int_{-\infty}^t m(t) dt] \dots \dots \dots (1)$$

โดยเราให้  $m(t)$  เป็นสัญญาณที่ต้องการ modulation เข้าไป โดยทั่วไปเราสามารถแทนได้เป็น

$$m(t) = A_m \cos 2\pi f_m t \dots \dots \dots (2)$$

เมื่อเราแทนค่าสมการ(2)ในสมการ(1) แล้วทำให้เป็นผลสำเร็จเราจะได้ค่า instantaneous frequency divition (ค่าความเบี่ยงเบนความถี่ซึ่งขณะใด

$$f_c - f_i = K_f A_m / 2\pi (\cos 2\pi f_m t)$$

โดยทำให้ maximum frequency divition

$$\Delta F = K_f A_m / 2\pi$$

จากนั้นนำไปแทนในสมการที่ (1) & (2) จะได้สัญญาณ FM

$$e_{FM}(t) = A_c \cos [2\pi f_c t + \beta \sin 2\pi f_m t] \dots\dots(3)$$

และจะให้ค่าดัชนี modulate

$$\beta = K_f A_m / 2\pi f_m = \Delta f / f_m$$

= การเบี่ยงเบนตามความถี่/ความถี่ของสัญญาณ mod

ตอนนี้เราทำความเข้าใจเกี่ยวกับสัญญาณ FM แบบแถบความถี่กว้าง โดยสมการที่(3) เราจะได้

$$e_{FM}(t) = A_c \cos 2\pi f_c t \cos(\beta \sin 2\pi f_m t) - A_c \sin 2\pi f_c t \sin(\beta \sin 2\pi f_m t) \dots\dots\dots(4)$$

จากกฎของตรีโกณทางคณิตศาสตร์

$$\cos(\beta \sin x) = J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos 2nx$$

$$\sin(\beta \sin x) = 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \sin(2n+1)x$$

โดย

$$J_n(\beta) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m (\beta/2)^{2m+n}}{m!(m+n)!}$$

นำค่าต่างๆไปแทนในสมการที่ (4) จะได้สัญญาณ FM ดังนี้

$$e_{FM}(t) = A_c [J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos 4\pi n f_m t] \cos 2\pi f_c t - 2A_c \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \sin [2\pi(2n+1)f_m t] \sin 2\pi f_c t$$

$$e_{FM}(t) = A_c J_0(\beta) \cos 2\pi f_c t - A_c \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \cos 2\pi [f_c - (2n+1)f_m] t - \cos 2\pi [f_c + (2n+1)f_m] t + A_c \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) [\cos 2\pi (f_c - 2nf_m) t + \cos 2\pi (f_c + 2nf_m) t] \dots\dots(5)$$

ในสมการที่ (5) เราจะเห็นว่า amplitude ขึ้นอยู่กับดัชนีโมดคูลเลตกับ function

$$J_{2n}(\beta) \sin(2n+1)x$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย

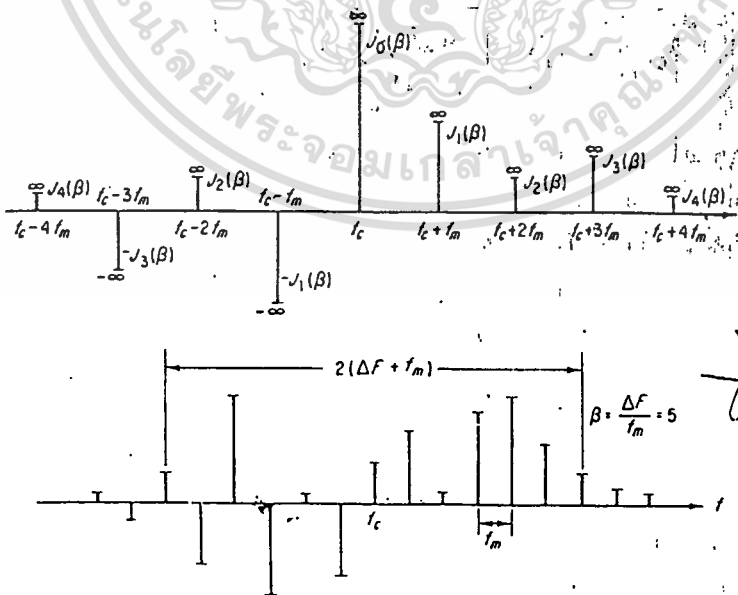
$$J_n(\beta) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m (\beta/2)^{2m+n}}{m!(m+n)!}$$

นำค่าต่างๆไปแทนในสมการที่ (4) จะได้สัญญาณ FM ดังนี้

$$e_{FM}(t) = A_c [J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos 4\pi n f_m t] \cos 2\pi f_c t - 2A_c \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \sin [2\pi(2n+1)f_m t] \sin 2\pi f_c t$$

$$e_{FM}(t) = A_c J_0(\beta) \cos 2\pi f_c t - A_c \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \cos 2\pi [f_c - (2n+1)f_m] t - \cos 2\pi [f_c + (2n+1)f_m] t + A_c \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) [\cos 2\pi (f_c - 2nf_m) t + \cos 2\pi (f_c + 2nf_m) t] \dots (5)$$

ในสมการที่ (5) เราจะเห็นว่า amplitude ขึ้นอยู่กับดัชนีโมดูลเลตกับ function กร้างกว่า spectrum เดิมสังเกตได้ว่าส่วนของsideband ที่มีลำดับ (order) คล้ายกันจะอยู่ห่างจาก carrier 2 ข้างอย่างสมมาตรและมีขนาดเท่ากับ function bassel  $J_n(\beta)$  ส่วน side band ที่มี order คู่จะอยู่ในเฟสเดียวกันและอยู่ในเฟสเดียวกับ carrier ในเทอมของ lower side band (LSB) ลำดับเลขชี้จะมีเฟสเป็น  $180^\circ$  ตรงข้ามกับเทอมของ upper side band



แสดง spectrum of FM ชนิดไซดัลชอยดัล modulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## แถบความถี่ของสัญญาณ FM ชนิดไซน์ชื่อยุขยัลโมดูละชัน

ในหลักการ สัญญาณ FM มีจำนวน sideband เป็น infinity และแถบความถี่ของสัญญาณ FM ก็กว้างกว่ามากซึ่งจะเกิดปัญหาแย่งความถี่กันใช้ ในทางปฏิบัติจึงจำเป็นต้องจำกัดจำนวน sideband ของสัญญาณ FM ให้อยู่ในแถบความถี่ที่จำกัดโดยสัญญาณไม่เกิดความเสียหาย ในการพิจารณาแถบความถี่ของสัญญาณ FM จะเห็นว่านอกจาก  $J_0(\beta)$  ที่มีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 1 แล้ว  $J_n(\beta)$  อื่นๆ เริ่มต้นที่ค่าสูงสุดทั้งหมดและเมื่อเพิ่มค่า  $n$   $J_0(\beta)$  ก็จะมีค่าลดน้อยลงและเข้าใกล้ศูนย์เร็วขึ้น ดังนั้นถ้าจำกัดให้แถบความถี่ของสัญญาณ FM ที่ค่าๆหนึ่งโดยสัญญาณที่ผ่านเครื่องกรองความถี่จำกัดแถบความถี่โดยยังคงมีกำลังเหลือร้อยละ 98 แล้ว จากตารางข้างล่างฟังก์ชัน Bessel ที่ประกอบขึ้นในสัญญาณ FM ในสมการ (5) ที่มีค่าสำคัญพอ จะมีลำดับ (order) ตั้งแต่  $0-n$  ( $n = \beta + 1$ ) เท่านั้น ดังนั้นความถี่ที่ต้องการใน FM คือ

$$B = 2(\beta + 1) f_m \dots \dots \dots (6)$$

หรือ

$$B = 2(\Delta F + f_m) \dots \dots \dots (7)$$

แถบความถี่ของ FM = 2 เท่าของความถี่รวมของการเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุดและความถี่เบสแบนด์กฎสำหรับความถี่ของเอฟเอ็มนี้เรียกว่า "กฎของคาร์สัน"

เมื่อดัชนี modulation ของ FM มีค่าต่ำกว่าหนึ่งมาก  $\beta \ll 1$  จาก (6) แถบความถี่  $B = 2f_m$  ซึ่งมี spectrum ของ AM มากสัญญาณ FM ที่มีค่าดัชนีมอดูละชันต่ำมาก เรียกว่า สัญญาณเอฟเอ็มแบบความถี่แคบ (narrowband FM)

$n \backslash \beta$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	.765200	.223900	-.260100	-.397100	-.177600	.150600	.300100	.171700	-.090330	-.245900
1	.440100	.576700	.339100	-.066040	.327600	-.276700	-.004683	.234600	.245300	.043470
2	.114900	.352800	.486100	.364100	.046570	-.242900	-.301400	-.113000	.144800	.254600
3	.019560	.128900	.309100	.430200	.364800	.114800	-.167600	-.291100	-.180900	.058380
4	.002477	.034000	.132000	.281100	.391200	.357600	.157800	-.105400	-.265500	-.219600
5		.007040	.043030	.132100	.261100	.362100	.347900	.185800	-.055040	-.234100
6		.001202	.011390	.049090	.131000	.245800	.339200	.337600	.204300	-.014460
7			.002547	.015180	.053380	.129600	.233600	.320600	.327500	.216700
8				.004029	.018410	.056530	.128000	.223500	.305100	.317900
9					.005520	.021170	.058920	.126300	.214900	.291900
10					.001468	.006964	.023540	.060770	.124700	.207500
11						.002048	.008335	.025600	.062220	.123100
12							.002656	.009624	.027390	.063370
13								.003275	.010830	.028970
14								.001019	.003895	.011960
15									.001286	.004608
16										.001567

ในการกระจายเสียงวิทยุระบบ FM FCC (Federal Communications Commission) กำหนดให้การเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุดที่รับได้  $\Delta F = 75$  kHz และสมมติว่าความถี่สูงสุดของสัญญาณเบสแบนด์เท่ากับ 15 kHz + ดัดขึ้นโมดูลเลชัน  $\beta = \Delta F / f_m = 75 / 15 = 5$  และมี  $\beta + 1 = 6$  sideband ที่มีค่าสำคัญพอแถบความถี่  $B = 2 \times 6 \times 15 = 180$  KHz

ในกรณีที่สัญญาณโมดูลเลชันไม่ใช้ไซน์ชื่อยอดดัล กฎของคาร์สันจะใช้อธิบายแถบความถี่ไม่ได้ เพราะ FM เป็นระบบ modulation ไม่เชิงเส้น (nonlinear modulation) spectral & แถบความถี่ของสัญญาณ FM จึงไม่สามารถคำนวณได้จาก การกระจายสัญญาณ modulate ให้อยู่ในรูปของอนุกรมของไซน์ชื่อยอดดัล และใช้กฎการซ้อนกัน (superposition) ดังเช่น AM ได้ อย่างไรก็ตามเมื่อนำสัญญาณ modulation ที่มีความเข้มข้น spectral density ต่อเนื่องกันไป modulate กับตัวพาห์แล้ว ทำให้เกิดสัญญาณ FM ที่มี side band ที่มี spectral density

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของสำนักงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ต่อเนื่องกันแล้ว แถบความถี่ของสัญญาณ FM สามารถหาได้ดังนี้

ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B = 2 \int_{-B}^B f |s(f)|^2 df / \int_{-B}^B |s(f)|^2 df \quad \dots\dots\dots(8)$$

ในที่นี้  $s(f)$  คือความเข้มข้นของ spectrum กำลัง (power spectral density) ของสัญญาณ modulation

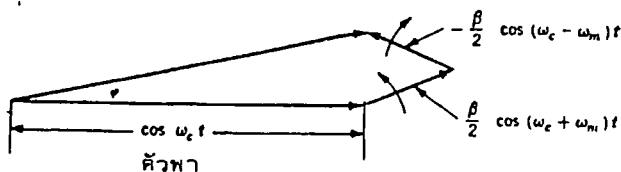
แถบความถี่ที่ได้จากคำจำกัดความนี้ เรียกว่า แถบความถี่อาร์เอ็มเอส (rms bandwidth) ซึ่งมีค่า 2 เท่าของรัศมีไจเรชั่น (radius of gyration) ของ พ.ท. ใต้ความเข้มของ spectral ของสัญญาณ modulation

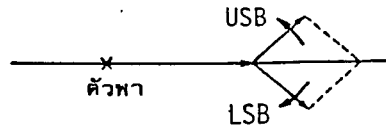
**สัญญาณ FM แบบความถี่แคบ**

สัญญาณ FM แบบความถี่แคบ คือ สัญญาณ modulation แบบที่มีความถี่ต่ำมาก  $\beta \ll 1$  สัญญาณ FM แบบความถี่แคบนี้จะมี spectral ทางความถี่คล้ายสัญญาณ AM มาก ส่วนมากใช้ในการสื่อสารที่จำกัดความถี่ โดยเฉพาะอย่างยิ่งใช้ในการ modulate สัญญาณ digital หรือ สัญญาณข้อมูล (data) จึงควรแก่การศึกษาอย่างยิ่ง แทนค่า  $\beta \ll 1$  ลงในสมการ (3) และจากความสัมพันธ์  $\sin \theta \approx \theta$  เมื่อ  $\theta \ll 1$  จะได้

$$e_{FM}(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \beta \sin 2\pi f_m t) \\ \approx A_c \cos 2\pi f_c t - \beta/2 [A_c \cos(\omega_c - \omega_m)t] + \beta/2 [A_c \cos(\omega_c + \omega_m)t]$$

สามารถเขียนได้ดังรูป





### (ข) รูปแผนผังเฟสเซอร์ของสัญญาณ AM

จะเห็นได้ว่าในเทอม  $\frac{\mu A_c}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t$  และเทอม  $-\frac{\mu A_c}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t$  หมุนตามและหมุนทวนทิศทางการหมุนของตัวพาห์ตามลำดับ ผลลัพธ์ของ 2 เทอมนี้จะตั้งฉากกับเฟสเซอร์ของตัวพาห์เสมอ ส่วนสัญญาณ AM จะเปลี่ยนแปลงเสมอ ดังรูป (ข)

### 2.4 การกำเนิดสัญญาณ FM

มี 2 วิธีคือ วิธีตรงและวิธีอ้อม วิธีตรงใช้อุปกรณ์ที่เรียกว่า เครื่องสั่นสะเทือนที่ควบคุมด้วยแรงดัน (voltage controlled oscillator (VCO)) ซึ่งความถี่สั่นสะเทือนขึ้นเป็นเชิงเส้นกับขนาดของสัญญาณมอดดูเลต ดังนั้นวิธีอ้อมนั้นสร้างสัญญาณ FM แบบความถี่แคบ (NBFM) ก่อนโดยใช้เครื่องมอดดูเลตแอมพลิฟายหรือเครื่อง mod แบบ balance แล้วนำสัญญาณ FM แบบแถบความถี่แคบนี้ไปเปลี่ยนเป็นสัญญาณแบบแถบความถี่กว้าง (WBFM) โดยการคูณความถี่ ต่อไปนี้

2 วิธีคือ วิธีตรงและวิธีอ้อม วิธีตรงใช้อุปกรณ์ที่เรียกว่า เครื่องสั่นสะเทือนที่ควบคุมด้วยแรงดัน (voltage controlled oscillator (VCO)) ซึ่งความถี่สั่นสะเทือนขึ้นเป็นเชิงเส้นกับขนาดของสัญญาณมอดดูเลต ดังนั้นวิธีอ้อมนั้นสร้างสัญญาณ FM แบบความถี่แคบ (NBFM) ก่อนโดยใช้เครื่องมอดดูเลตแอมพลิฟายหรือเครื่อง mod แบบ balance แล้วนำสัญญาณ FM แบบแถบความถี่แคบนี้ไปเปลี่ยนเป็นสัญญาณแบบแถบ

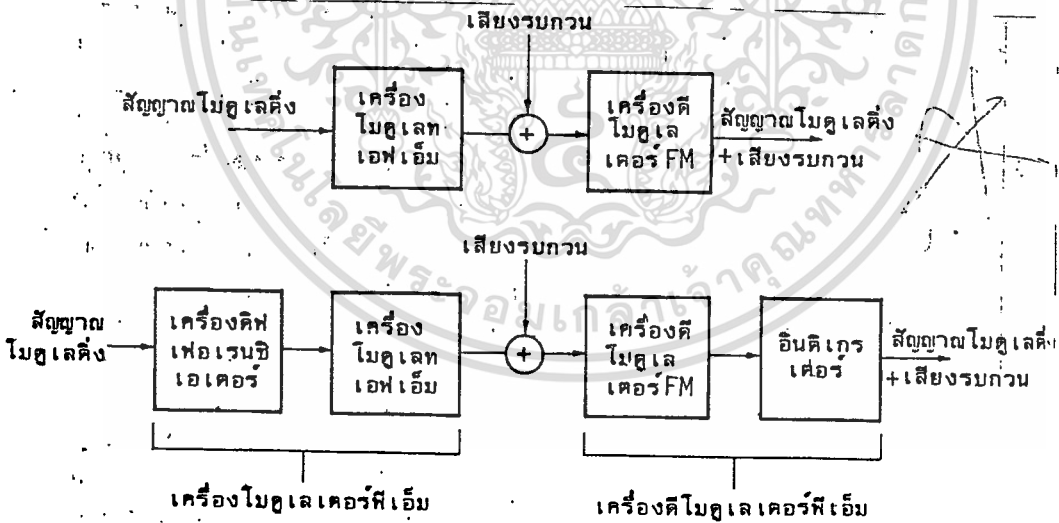
เอกสารนี้มีที่กว้าง (WBFM) โดยการคูณความถี่ ต่อไปนี้จะพิจารณาสัญญาณ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ FM แล้วยังมีเครื่องสั่นสะเทือนวงจร LC อีกด้วยหลักการการทำงานของเครื่องสั่นสะเทือนวงจร LC คือสัญญาณ modulation จะเปลี่ยนแรงดันตกคร่อม  $C_v$  ผลจากการเปลี่ยนค่าประจุ  $C_v$  จะทำให้เกิดการเปลี่ยนความถี่ของเครื่องสั่นสะเทือนตามไปด้วย ความถี่ของเครื่องสั่นสะเทือนชั่วขณะใดขณะหนึ่งจะมีค่า

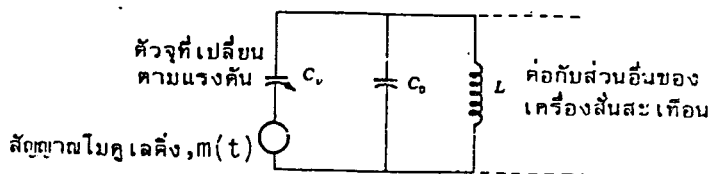
$$f = 1/2\pi\sqrt{LC} \dots\dots\dots(9)$$

ดังนั้นเครื่องสั่นสะเทือนที่ควบคุมด้วยแรงดันจึงสร้างสัญญาณขาออกชั่วขณะใดขณะหนึ่งความถี่เปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณ modulation

ก) วิธีสร้างสัญญาณ FM และสัญญาณ FM โดยตรง



ข) เครื่องสั่นสะเทือนวงจร LC



วิธีการสร้างสัญญาณ FM โดยตรงนี้ มีข้อดีที่มีช่วงการเบี่ยงเบนความถี่กว้างแต่มีข้อเสียคือความถี่ของตัวพาจะไม่คงที่และเปลี่ยนแปลงไปบ้างทำให้ต้องเพิ่มวงจรสำหรับทำความถี่ให้คงที่

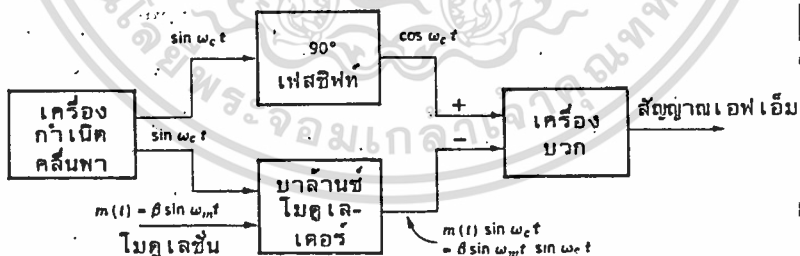
**วิธีสร้างสัญญาณ FM ทางอ้อม**

การสร้างสัญญาณ FM ทางอ้อมตามระบบ อาร์มสตรอง(Armstrong) นั้นจะสร้างสัญญาณ PM ก่อนโดยจำกัดสัญญาณ modulate โดยที่ modulate มีค่าน้อยกว่า 1  $|m(t)| \ll 1$  ดังนั้น

$$\cos [Wc t+m(t)] \approx \cos Wc t-m(t) \sin Wc t \dots\dots(10)$$

จะเห็นได้ว่าเทอม  $m(t) \sin Wc t$  เป็นรูปคลื่นสัญญาณ DSB-SC และสัญญาณ DSB-SC กับตัวพาของคลื่น FM ตั้งฉากกัน

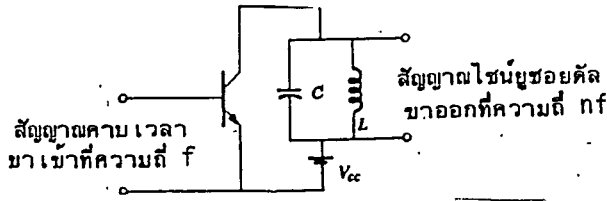
จากสมการ(10)ถ้าใช้เครื่อง modulate ในขณะเดียวกันให้ตัวพาเปลี่ยนมุมไป  $90^\circ$  โดยผ่านเครื่องเปลี่ยนเฟส (phase shifter) แล้วรวมกับสัญญาณ DSB-SC ที่ขาออกของเครื่อง modulate แบบ balance จะได้รับสัญญาณ PM ตามต้องการ ฉะนั้นถ้าสัญญาณ modulate ผ่านการ modulate ตามระบบ Armstrong จะได้สัญญาณ FM แบบแถบความถี่แคบตามต้องการดังรูป



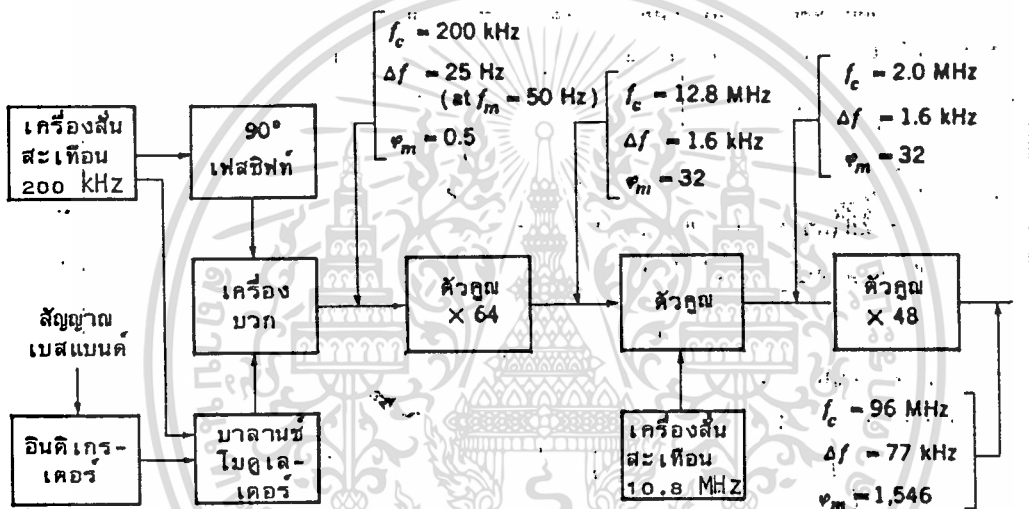
หลักการของระบบ Armstrong ในการสร้าง FM แบบแถบความถี่แคบ เมื่อผ่านสัญญาณ PM แบบแถบความถี่แคบเข้าไปในตัวคูณความถี่แล้วคูณให้ได้ความถี่เป็นกี่เท่าของความถี่ขาเข้าก็จะได้สัญญาณ FM แบบแถบความถี่กว้างตามต้องการ

ตัวคูณความถี่ (frequency multiplier) เป็นวงจรที่ประกอบด้วยตัวไม่เชิงเส้น (nonlinear element) และเครื่องกรองความถี่แบบแถบความถี่ (bandpass filter)

ตัวคูณความถี่ เพื่อเปลี่ยนสัญญาณ FM แบบแถบความถี่แคบ เป็นสัญญาณแบบความถี่กว้าง



ตัวคูณความถี่ เพื่อเปลี่ยนสัญญาณเอ็ฟเอ็ม แบบแถบความถี่แคบ เป็นสัญญาณเอ็ฟเอ็มแบบแถบความถี่กว้าง



แผนผังของระบบอาร์สตรองในการสร้างสัญญาณ FM โดยใช้ตัวคูณเพิ่มการเบี่ยงเบนความถี่

ตัวอย่างของการสร้างวิทยุ FM ในเชิงพาณิชย์ที่ใช้หลักการของอาร์สตรองนั้น แสดงตามรูปบน ความถี่ของตัวของสัญญาณ FM คือ 96 MHz ซึ่งความถี่นี้สร้างจากการคูณตัวพาที่มีความถี่เริ่มต้นเพียง 200 KHz และมีการเบี่ยงเบนเฟสน้อยกว่า 0.5 เรเดียน มีการเบี่ยงเบนความถี่เพียง 25 Hz ที่ความถี่สัญญาณ modulation เพียง 50 Hz จนได้เบี่ยงเบนความถี่ขั้นสุดท้าย  $\Delta f = 75 \text{ KHz}$  จึงต้องใช้การคูณความถี่ถึง 3000 เท่า แต่ตัวคูณความถี่ที่ใกล้เคียงมีเพียง  $3072 = 64 \times 48$  คือประกอบด้วยตัวคูณความถี่ 3 เท่า 1 เท่า ตัว  $64 = 2^6$  กำลัง 6 =  $48 = 3 \times 2^4$  กำลัง 4 และความถี่ตัวพาที่หลังผ่านตัวคูณความถี่ทั้งหมด จะได้

$$200 \text{ kHz} \times 3072 = 614.4 \text{ MHz} \text{ จึงต้องใช้สัญญาณที่มีความถี่}$$

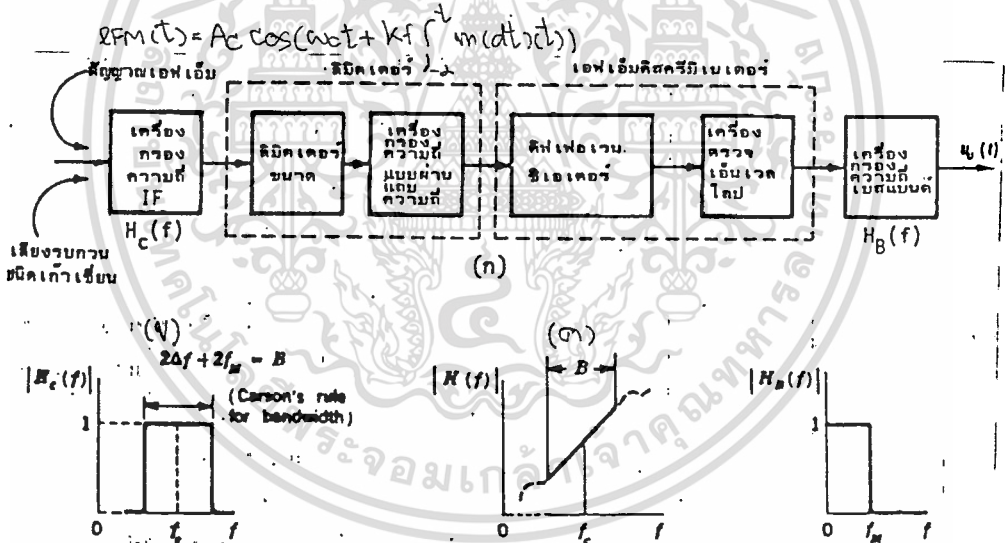
614.4 - 96 = 518.4 MHz มาผสมเข้าไปแบบเฮเทอโรไดน์ (heterodyne) ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณนี้จะมีความถี่ในย่านใกล้เคียงกับ 10 MHz

การรับสัญญาณ FM

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงความสามารถของระบบ FM ภายใต้การรบกวนของเสียงรบกวน และศึกษาถึงการปรับปรุงอัตราส่วนของกำลังของเสียงรบกวน (SNR) ให้ดีขึ้นโดยยอมเสียแถบความถี่กว้างขึ้น ซึ่งเป็นลักษณะสมบัติของ FM

รูปข้างล่างนี้แสดงหลักการทำงานของภาครับ FM สัญญาณ FM ที่ถูกรบกวนจากเสียงรบกวนชนิดเกาเซียนจะผ่านเครื่องกรองความถี่ตัวกลางความถี่พาห้ (IF carrier filter)  $H_c(f)$  พร้อมกับเสียงรบกวน แล้วผ่านลิมิเตอร์ (limiter) และ FM discriminator และผ่าน baseband filter  $H_b(f)$  และจะได้สัญญาณ baseband ที่ต้องการ ต่อไปนี้จะอธิบายหลักการทำงานของอุปกรณ์ที่สำคัญในภาครับ FM



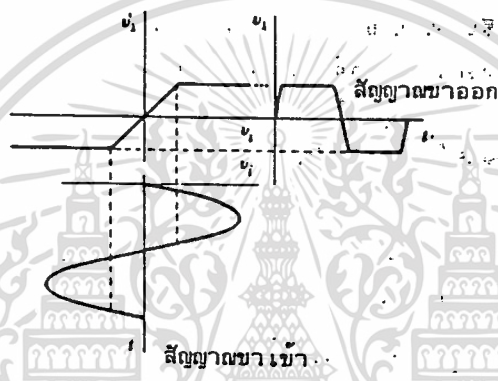
ภาครับ FM limiter - discriminator

LIMITER

ในระบบ FM ความถี่ของตัวพาห้จะเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณ baseband ส่วนขนาดจะมีค่าคงที่เสมอ ฉะนั้นการผันแปรของขนาดของตัวพาห้จะต้องเกิดเสียงรบกวนเพียงอย่างเดียว ลิมิเตอร์จึงเป็นอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในการผันแปรของขนาดของเสียงรบกวนได้ วงจรลิเตอร์ประกอบด้วยไดโอดหรือทรานซิสเตอร์ ที่ออกให้แรงดันขาออกสัมพันธ์กับแรงดันขาเข้าดังรูป 3 ถ้าสัญญาณขาเข้ามีขนาดต่ำกว่าระดับจำกัด (limiting

เอกสาร level) ของลิมิเตอร์สัญญาณขาออกจะแปรตามสัญญาณขาเข้าทุกประการ อย่างไรก็ตาม การดำเนินการนี้ไม่อาจทำได้ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามตามปกติของขนาดของตัวพาร์มก็มีค่ามากกว่าระดับจำกัดของ limiter ผลของการผ่านลิมิเตอร์จะมีค่าเป็น square เมื่อคลื่น square ผ่านเครื่องกรองความถี่แถบความถี่ (band pass filter) ที่ยอมให้ความถี่พื้นฐานของความถี่ square ผ่านได้เท่านั้น จะได้สัญญาณความถี่ของเครื่องกรองเป็นคลื่น ไซน์ช้อยดัลอีกในวงจรลิมิเตอร์ เครื่องกรองผ่านแถบความถี่ประกอบกันเป็นอุปกร์ขึ้นเดียวกันจึงไม่สามารถเห็นรูปคลื่น square



รูป 3 ลักษณะคลื่นเมื่อผ่านลิมิเตอร์

### ดิสคริมิเนเตอร์

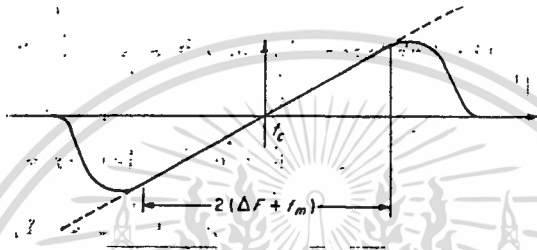
ดิสคริมิเนเตอร์ ประกอบด้วยส่วนประกอบ 2 ส่วนคือส่วนแรกเป็นวงจรที่แปลงสัญญาณ FM ขาเข้าที่มีขนาดคงที่ให้ได้สัญญาณที่มีขนาดผันแปรตามความถี่ ขณะใดขณะหนึ่งของตัวพาร์มที่ 2 เป็นเครื่องตรวจจับ envelope ส่วนที่จะทำหน้าที่ demodulate รูปคลื่น amplitude demodulate จาก ส่วนแรกให้ envelope ที่ขาออก เมื่อผ่าน envelope เข้าไปในเครื่องกรองความถี่เฮลแบนด์ จะได้สัญญาณความถี่ตามต้องการ รูป K แสดงลักษณะคุณสมบัติของ FM ดิสคริมิเนเตอร์ ทั้งที่เป็นอุดมการณ์และในทางปฏิบัติ แถบความถี่ของดิสคริมิเนเตอร์ในทางปฏิบัติจะเท่ากับ แถบความถี่ของสัญญาณ FM ความถี่ของคาร์สัน

ส่วนแรกของดิสคริมิเนเตอร์นี้คือ ดิฟเฟอเรนเชียลเฟอเรนซ์ เอนVELOPE สัญญาณขาออกของดิฟเฟอเรนซ์เฟอเรนซ์ จะมีทั้ง amplitude modulation และ เฟรีควนซี

โมดูลเลชัน อยู่ด้วยเมื่อผ่านเครื่องตรวจจับ envelope ส่วนที่เป็น amplitude - modulation เท่านั้นจะถูก modulate furier transfrom ของการคิฟเฟอ- เรนซีเอท จะได้

$$Kd \frac{d}{dt} \Leftrightarrow jKd\omega \dots (11)$$

ในที่นี้  $Kd$  เป็นค่าคงที่ของดิสคริเมเนเตอร์



รูป K ลักษณะของ FM ดิสคริเมเนเตอร์

จากนี้จะแสดงการคิมอดดูเลตสัญญาณ FM

สัญญาณ FM ที่ขาออกของลิมิเตอร์ที่มีเครื่องกรองความถี่แบบผ่านแถบความถี่ (bandpass limiter) จะได้

$$e_L(t) = AL \cos[\omega_c t + \phi(t)] \dots (12)$$

ในที่นี้  $AL$  คือขนาดที่ถูกจำกัดของตัวพาร์ ซึ่งมีความคงที่และอิสระต่อขนาดขาเข้า

$\omega_c t + \phi(t)$  คือ เฟสขณะใดขณะหนึ่งของสัญญาณขาเข้า สัญญาณขาออกของ ดิสคริเมเนเตอร์คือ

$$e_d(t) = -Kd AL [\omega_c + \frac{d}{dt}\phi(t)] \sin[\omega_c t + \phi(t)] \dots (13)$$

สัญญาณขาออกของเครื่องตรวจจับ envelope คือ

$$e_o(t) = Kd AL [\omega_c + \frac{d}{dt}\phi(t)] = \alpha \omega_c + \alpha \frac{d}{dt}\phi(t) \dots (14)$$

ในที่นี้ให้  $\alpha = Kd AL$  จะได้ว่าสัญญาณขาออกของดิสคริเมเนเตอร์ มีสัดส่วนกับ ความถี่ของสัญญาณขาเข้า  $\frac{d}{dt} \phi(t)$

เมื่อผ่านเครื่องกรองความถี่เบสแบน (baseband filter) เเทม

แรกในสมการ (14) ซึ่งเป็นส่วนกระแสดตรงจะถูกขจัดออกไปเหลือแต่ส่วนของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ที่ยอมให้ผ่านโดยความเพี้ยน baseband ได้สัญญาณขาออก ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_o(t) = \alpha K_{dm}(t) \dots \dots \dots (15)$$

และกำลังของสัญญาณขาออกคือ

$$S_o = \alpha K_f^2 m^2(t) \dots \dots \dots (16)$$

อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวนในระบบเอฟเอ็ม  
(SNR in FM)

กรณี CNR >> 1

สัญญาณ FM ผนวกกับเสียงรบกวนที่ขาของลิมิเตอร์ มีสมการ

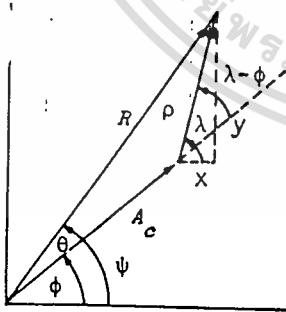
$$\begin{aligned} e_r(t) &= AC \cos[W_c t + K_f \int m(t) dt] + x(t) \cos W_c t - y(t) \sin W_c t \\ &= A_c \cos[W_c t + \phi(t)] + \rho(t) \cos[W_c t + \lambda(t)] \\ &= R(t) \cos [W_c t + \psi(t)] \dots \dots \dots (17) \end{aligned}$$

จะได้รูป L

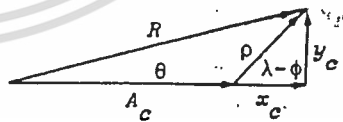
$$R(t) = \sqrt{(AC + X_c)^2 + y_c^2} \dots \dots \dots (18)$$

$$\psi(t) = \phi(t) + \theta(t)$$

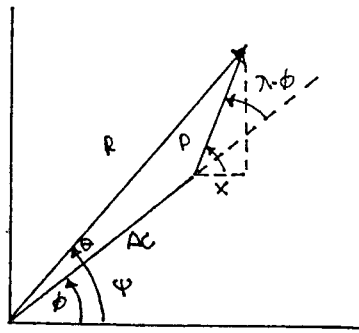
$$\theta(t) = \tan^{-1} y_c / AC + X_c \dots \dots \dots (19)$$



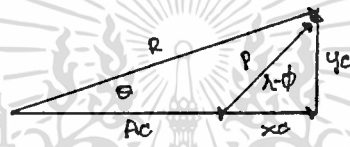
(ก)



(ข)



(ก)



(ข)

รูป L แผนผังเฟสเซอร์ของสัญญาณเสียงบวกเสียงรบกวน

ในที่นี้เสียงรบกวนถูกแยกเป็น 2 ส่วนคือส่วนที่มีเฟสเดียวกับสัญญาณ และส่วนที่ตั้งฉากกับสัญญาณ ดังนี้

$$\begin{aligned} X_c &\triangleq \rho(t) \cos(\lambda - \phi) \\ X_y &\triangleq \rho(t) \sin(\lambda - \phi) \dots\dots\dots (20) \end{aligned}$$

envelope  $R(t)$  ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะถูกจำกัดให้มีขนาดคงที่เมื่อผ่านลิมิเตอร์ สัญญาณขาออกของลิมิเตอร์ที่มีเครื่องกรองความถี่ bandpass เฟสเริ่มต้นที่ต่างกัน  $\lambda(t) - \phi(t)$  เนื่องจาก  $\lambda(t)$  มีการกระจายแบบสม่ำเสมอ(uniform distribution) ระหว่าง  $-\pi$  และ  $\pi$  , เทอม  $\lambda(t) - \phi(t)$  จึงกระจายแบบสม่ำเสมอ ในช่วง  $2\pi$  รอบๆค่าขณะใดขณะหนึ่ง ของ  $\phi(t)$  ดังนั้นเสียงรบกวนที่ขาออกของเครื่องรับ FM จึงเป็นอิสระกับมอดดูเลชั่นและขึ้นกับระดับของตัวนำและลักษณะของเสียงรบกวนเอง ค่า mean square ของเสียงรบกวนที่ขาออกของเครื่องรับ FM ในกรณีของ CNR มีค่ามากหาได้ดังนี้

ของ CNR มีค่ามากหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\psi(t) &= \phi(t) + y(t)/Ac \sin \lambda \\ &= \phi(t) + y/Ac \quad \dots\dots\dots(24)\end{aligned}$$

แทนสมการ(19) ใน (21)ได้

$$e_L(t) = AL \cos[Wct + \phi(t) + y/Ac]$$

สัญญาณดังกล่าวเมื่อผ่านดิสคริเมเนเตอร์ ตามขั้นตอนการคำนวณในสมการ (14) และ (15)

$$e_O(t) = \alpha[Wc + d/dt\phi(t) + (1/Ac) \times (d/dt)y] \quad \dots\dots\dots(25)$$

เราไม่ต้องพิจารณาเทอมกระแสตรงในสมการ(25) เพราะกระแสตรงไม่สามารถผ่านเครื่องกรองความถี่เบสแบนด์ได้

เสียงรบกวนที่ขาเข้าของเครื่องกรองความถี่ baseband จะมีความเข้มสเปกตรัมของกำลังเท่ากับ  $n$  ในช่วงความถี่  $|f| < B/2$  การดิฟเฟอเรนเชียลเสียงรบกวนมีค่าเท่ากับการผ่านเสียงรบกวน  $\alpha y/Ac$  เข้าไปในวงจรที่มีทรานส์-

เฟอร์ฟังก์ชัน  $H(j\omega) = j\alpha\omega/Ac$  ดังนั้น

$$|H(j\omega)|^2 = \alpha^2 \omega^2 / Ac^2$$

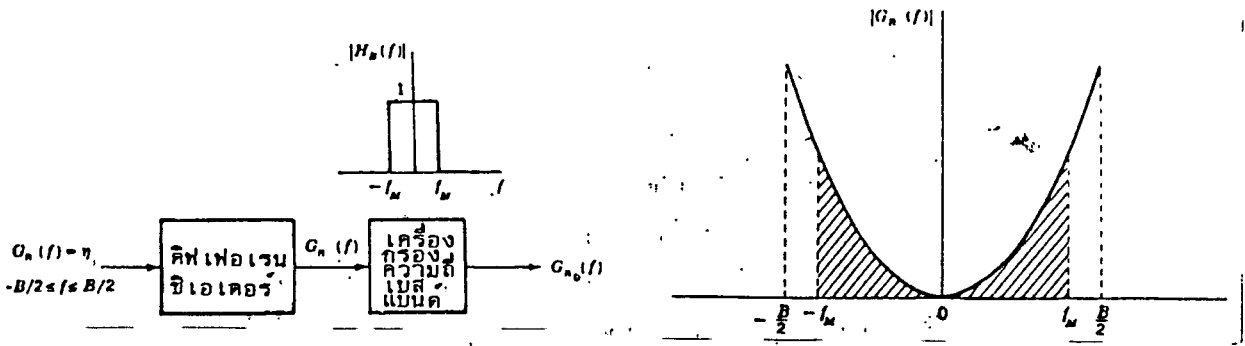
ฉะนั้นความเข้มขั้น spectral ของกำลังของเสียงรบกวนที่ขาเข้าของเครื่องกรองความถี่เบสแบนด์คือ

$$G_n(f) = (\alpha^2 \omega^2 / Ac^2) n \quad |f| < \frac{B}{2} \quad \dots\dots\dots(26)$$

เนื่องจากความถี่เบสแบนด์ยอมให้ความถี่มากที่สุดถึง  $f_m$  ผ่านได้

กำลังของเสียงรบกวนขาออกจึงเท่ากับ พ.ท. แรเงาในรูป M

$$\begin{aligned}N_o &= \int_{-f_m}^{f_m} G_n(f) df = (\alpha^2 n / Ac^2) \int_{-f_m}^{f_m} 4\pi^2 f^2 df \\ &= (8\pi^2/3) \times (\alpha^2 n / Ac^2) f_m^3 \quad \dots\dots\dots(27)\end{aligned}$$



รูป M การปฏิบัติของดิสคริมิเนเตอร์และเครื่องกรองความถี่แบบแคบที่กระทำต่อเสียงรบกวนของขา ลิมิเตอร์

อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวนที่ขาออกของเครื่องรับจากสมการ (16) และสมการ (27) จะได้

$$S_o/N_o = [\alpha^2 K_f^2 m^2(t) / (8\pi^2/3) (\alpha^2 n/Ac) f_m^3] = (3/4\pi^2) (K_f^2 m^2(t) / F_m^2) ((Ac/2) / nF_m) \dots \dots \dots (28)$$

ในกรณีที่สัญญาณโมดูลเต็งเป็นไซน์ชื่อยอดต์และทำให้เกิดการ เบี่ยงเบนความถี่ ΔF จากสมการ (3) จะได้

$$e_{FM}(t) = A_c \cos [W_c t + \Delta F / f_m \sin 2\pi f_m t] \dots \dots \dots (29)$$

เมื่อเทียบสมการ (1) กับสมการ (24) และหลังจากดิฟเฟอเรนชิเอทมนได้

$$K_{tm}(t) = 2\pi \Delta F \cos 2\pi f_m t \dots \dots \dots (30)$$

ฉะนั้น

$$K_f^2 m^2(t) = 4\pi^2 (\Delta F)^2 = 2\pi^2 (\Delta f)^2 \dots \dots \dots (31)$$

แทนสมการ (31) ในสมการ (29)

$$S_o/N_o = (3/2) (\Delta f / f_m)^2 [(Ac/2) / (n f_m)] = (3/2) \beta^2 (C/N) \dots \dots \dots (32)$$

ในที่นี้  $\beta = \Delta F / f_m$  คือดัชนี modulation  $C = Ac/2$  คือกำลังของสัญญาณขาเข้า และ  $N = n f_m$  คือกำลังของเสียงรบกวนที่ขาเข้าในแถบความถี่  $f_m$

มากกว่า CNR เท่ากับ  $3/2$  คือ อัตราส่วน SNR ขาออกต่อ SNR ขาเข้า (CNR) คือ

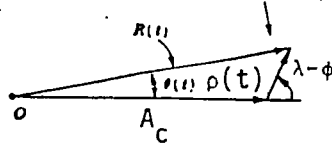
$$\begin{aligned} \delta_{FM} &= (S_o/N_o) / (C/N) \\ &= 3/2 \quad \rho^2 \end{aligned}$$

ค่านี้เป็นการวัดวิสัยความสามารถของระบบ FM และจะนำไปเปรียบเทียบกับค่า  $\delta$  ของระบบ AM ต่อไป เพื่อให้เห็นความแตกต่างของทั้งสองระบบ

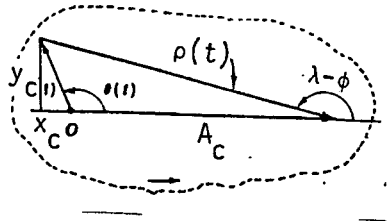
กรณี  $CNR \ll 1$

บางครั้งเครื่องรับ FM มีเสียงดังคลิก (click) ทำให้การรับฟังไม่ชัดเจน ปรากฏการณ์เช่นนี้จะ บางครั้งจะเกิดขึ้นเมื่อเราขับรถออกนอกกรุงเทพฯ หรือเมื่ออยู่ไกลจากสถานีวิทยุ FM และรับสัญญาณ FM ได้ไม่แรงนัก เสียงคลิกเกิดจากเสียงรบกวนที่มีขนาดเป็น impulse ซึ่งแตกต่างกับเสียงรบกวนแบบเกาส์เซียนที่กระเพื่อมเข้าใกล้ศูนย์เสมอ ดังรูป N1 ขณะที่เสียงรบกวนเป็น impulse นั้นขนาดของเสียงรบกวนจะมีค่ามากกว่าขนาดของตัวพาห์  $X_c < -A_c$  และแรงลัพท์ของสัญญาณกับเสียงรบกวน  $R(t)$  ที่กระเพื่อมอยู่ตลอดเวลาจะมีโอกาสที่หมุนรอบจุดปลาย (o) ของเฟสเซอร์ของตัวพาห์ทางซ้ายมือแล้ววกกลับมาที่เดิมบรรจบครบ 1 รอบ ดังรูป N2 ในขณะที่เฟสรวมของสัญญาณกับเสียงรบกวน จะเปลี่ยนไป  $2\pi$  ในช่วงเวลาสั้นๆ และความถี่ที่เกิดจากการดิฟเฟอเรนเชียลก็จะเป็นอิมพัลส์ที่มี พ.ท. เท่ากับ  $2\pi$  ดังรูป N3

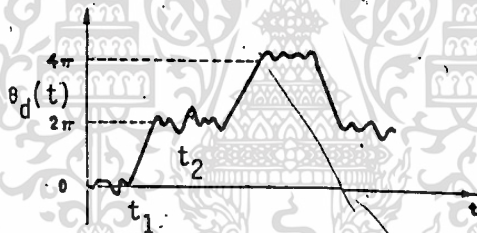
ทางเดินที่อาจเป็นไปได้สำหรับ  $R(t)$



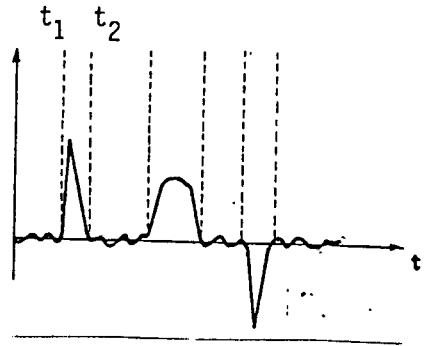
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน N1 การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



N2  
N1, N2 แสดงการเกิดเสียงคลิก



N3.1 แสดงมุม  $\phi(t)$  ในกรณีที่จุดปลายของแรงลัพธ์ของสัญญาณบวกกับเสียงรบกวน  
หมุนรอบจุดศูนย์กลาง



N3.2 แสดง  $de/dt$  ฟังก์ชันของเวลา

N3.1, N3.2 ความถี่ที่เกิดจากการดิฟเฟอเรนเชียล  
พื้นที่ของอิมพัลส์ที่เกิดระหว่างเวลา  $t_1$  และ  $t_2$  จะได้

$$\text{พื้นที่} = \int_{t_1}^{t_2} de/dt = e \Big|_{t_1}^{t_2} = 2\pi \quad (33)$$

สมมติให้  $p(t)$  เป็นพัลส์เดี่ยวที่แทนอิมพัลส์ของเสียงคลิก ให้  $r(f)$  เป็น  
ฟูเรียรทรานฟอร์มของ  $p(t)$

ความเข้มข้นสเปกตรัมของเสียงคลิกจะเท่ากับกำลังเฉลี่ยของพัลส์ ในช่วง  
เวลาที่เฉลี่ยระหว่างเสียงคลิก 2 คลิก  $t_s$  ดังนี้

$$\begin{aligned} G_n(f) &= 1/t_s \int_{-\infty}^{\infty} p(t) \exp(-j2\pi ft) dt \\ &= 1/t_s |P(f)|^2 \quad -\alpha < f < \alpha \quad (34) \end{aligned}$$

ในการคำนวณกำลังของเสียงคลิกที่ขาออกของเครื่องกรองความถี่แบนด์  
ของเครื่องรับเอฟเอ็ม เราจำเป็นต้องทราบค่า  $G_n(f)$  ภายในช่วงความถี่  
 $-f_m$  ถึง  $f_m$  เท่านั้น ในช่วงความถี่นี้  $P(f)$  จะไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก

ถ้า  $B/2 \gg f_m$  เราจึงสามารถสมมติว่าภายในช่วงความถี่แบนด์

$f_m$   $P(f)$  มีค่าคงที่และเท่ากับ  $P(0)$  ให้  $e(t)$  ในรูป  $0\pi$

แทนมุมที่หมุนรอบไป  $2\pi$  ซึ่งทำให้เกิดเสียงคลิก 1 ครั้ง ดังนั้นขนาดของ

เอกสารนี้เป็นเสียงคลิกขาออกจากดิสคริมิเนเตอร์ซึ่งจะได้นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$n(t) = \alpha (de/dt) \text{ ให้ } e(t) \text{ ในรูปที่ } ๐๗ \quad (35)$$

ในที่นี้  $\alpha$  คือค่าคงที่ของดิสคริมิเนเตอร์

$$\text{ฉะนั้น } |P(0)| \text{ จะเท่ากับพื้นที่ของ } [n(t)]_{\text{CLOCK}}$$

$$P(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) dt = 2\pi\alpha \quad (36)$$

แทนสมการ (36) ในสมการ (34) จะได้

$$Gn(f) = 4\pi \alpha^2 / Ts$$

กำลังทั้งหมดของเสียงรบกวนที่เกิดจากเสียงคลิกคือ

$$N_c = 4\pi^2 \alpha^2 / Ts \int_{-f_m}^{f_m} df = 4\pi^2 \alpha^2 / Ts \cdot 2f_m \quad (37)$$

จากสมการ (37) จะเห็นว่า กำลังของเสียงรบกวน  $N_c$  ยังติดอยู่ในเทอมของ  $Ts$  เทอม  $Ts$  นี้ S.O. Rice เป็นผู้ค้นพบว่า เป็นส่วนกลับกับจำนวนคลิกทั้งหมดที่เกิดขึ้นภายใน 1 วินาที และได้คำนวณคลิกทั้งหมดโดยใช้พรอบเบบิวลิตี เดนซิตีฟังก์ชันของเสียงรบกวนที่เป็นเก๊าเซียนและเงื่อนไขการเกิดเสียงคลิก ได้สูตร  $Ts$  ดังนี้

$$Ts = 2\sqrt{3}/B \operatorname{erfc} \sqrt{(f_m/B)(C/N_g)} \quad (37)$$

ในที่นี้  $\operatorname{erfc}$  คือ COMPLEMENTALY ERROR FUNCTION

$$\operatorname{erfc} x = 2/\sqrt{\pi} \int_x^{\infty} e^{-\lambda^2} d\lambda = 1 - 2/\sqrt{\pi} \int_0^x e^{-\lambda^2} d\lambda \quad (38)$$

จากสมการ (36)

$$N_c = 4\pi^2 \alpha^2 B f_m / \sqrt{3} \operatorname{erfc} (\sqrt{f_m C / BN}) \quad (39)$$

กรณีที่เป็นโมดูลชันแบบชวยดัล

$$Ts = 2\Delta F / \tau \exp-(f_m/B)(CN) \quad (40)$$

$$N_s = 4\pi^2 \alpha^2 / \beta \tau \exp(f_m/B)(CN) \quad (41)$$

กำลังของเสียงรบกวนทั้งหมดคือ  $N = N_g + N_c$  ในที่นี้  $N_g$  คือกำลังของรบกวนเก๊าเซียน จากสมการ (27) และกำลังของเสียงคลิก  $N_c$  จากสมการ (39) และ (41) กำลังของสัญญาณจากสมการ (16)  $C = A_c^2 / 2$  และ  $N = n f_m$  เมื่อรวมกันจะได้อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณขาออกต่อกำลังของเสียงรบกวนทั้งหมดดังนี้

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3Kf^2 m^2(t) / 4 \pi^2 f_m^2 (c/n)}{1 + (\sqrt{3} B/f_m)(C/N) \operatorname{erfc}\sqrt{(f_m/B)(C/N)} \dots (42)}$$

กรณีที่เป็น modulation ของ ไซซุชอยดัล

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{(3/2) \beta^2 (C/N)}{1 + (12\beta/\pi)(C/N) \exp(-1/2(1/(\beta=1))(C/N)) \dots (43)}$$

ในที่นี้  $\beta = \Delta F/f_m$

### 2.5 การเปรียบเทียบ FM กับ AM

ในที่นี้เราจะเปรียบเทียบ Fm โดยถือหลักให้กำลังของสัญญาณทั้งสองของระบบเท่ากันและไม่มี modulation  $m(t) = 0$  จากสมการ(32) เราสามารถอัตราส่วนของกำลังของสัญญาณออกต่อกำลังของเสียงรบกวนออกในเทอมของ CNR ของ FM ได้ดังนี้

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3 B(\Delta F) (c)}{2 f_m (N)FM} = 3\beta(\beta+1)(c) \dots (44)$$

ในที่นี้ ดัชนี modulation  $\beta = \Delta F/f_m$  และแถบความถี่ FM

$B = 2(\Delta F + f_m)$  ฉะนั้นในระบบ FM แบบแถบความถี่กว้าง(WBFM)กำลังขยายในการตรวจรับ(detection gain) ก็คือ  $3\beta(\beta+1)$

เนื่องจากแถบของความถี่ ของ FM กว้างกว่าแถบของความถี่ AM  $(\beta+1)$  เท่า ถ้าให้กำลังของสัญญาณของทั้งสองระบบ( $C = AC / 2$ ) เท่ากัน จะได้ความสัมพันธ์ของ CNR ของ AM และ CNR ของ FM ดังนี้

$$(C/N)_{AM} = (\beta+1)(C/N)_{FM} \dots (45)$$

$$(S/N)_{o(FM)} = 3\beta (C/N)_{AM}, (C/N)_{AM} \gg 1 \dots (46)$$

เนื่องจาก  $(C/N)$  แทนค่า SNR ขาออกมากที่สุดที่มีได้ในระบบ AM FM แบบแถบความถี่ที่กว้างจะมี SNR ขาออกเท่ากับ  $3\beta$  เท่ามากกว่า SNR ขาออกของระบบ AM ที่เทียบเท่าขณะเดียวกันก็ต้องการแถบความถี่ที่กว้างกว่าของ AM

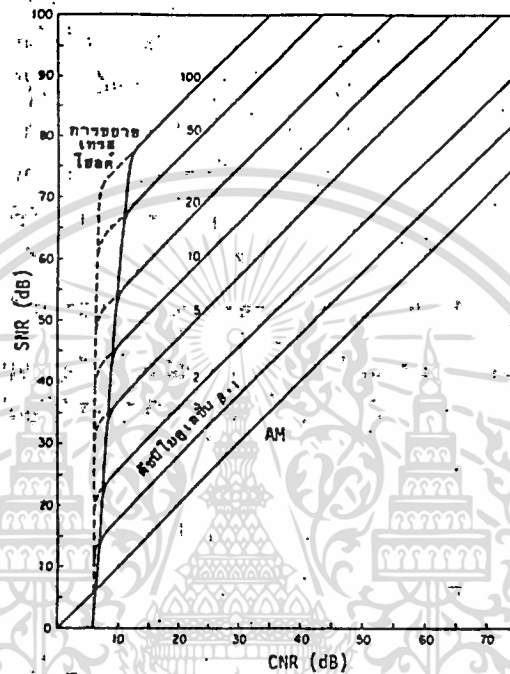
ในสมการ (26) จะเห็นได้ว่าความเข้มข้น spectral ของกำลังของขาออกของเสียงรบกวนขยายตัวในเชิงพาราโบลาเทียบกับความถี่ (เช่น  $f^2$ ) และเนื่องจากสัญญาณมอดคูลเลตติ้งจะลดขนาดของส่วนความถี่สูงเมื่อความถี่สูงขึ้น ฉะนั้นในการรับสัญญาณ FM ส่วนของสัญญาณที่มีความถี่สูงแต่แรงอ่อน จะจมหายในเสียงรบกวน (noise capture) ทำให้ได้ SNR ที่ต่ำกว่าความถี่สูงของสัญญาณมอดคูลเลตติ้ง ในระบบ FM เราแก้ไขโดยใช้เทคนิคของพรีเอมฟาซิสและดีเอมฟาซิส (pre-emphasis / deemphasis) ในการใช้เทคนิค ก่อนที่จะใช้เทคนิคตัวพาห้ให้สัญญาณ modulating เข้าในวงจรพรีเอมฟาซิส ซึ่งจะเพิ่มขนาดของส่วนความถี่สูงขึ้น ทำให้การกระจายพลังงานในช่วง spectral ของสัญญาณเท่ากันดีขึ้น ที่ภาครับหลังการดีมอดคูลเลตสัญญาณที่ได้รับและเสียงรบกวนจะผ่านวงจร deemphasis ซึ่งจะทำให้ขนาดของส่วนความถี่สูงอ่อนลงในเชิงตรงข้ามกับ พรีเอมฟาซิสทุกประการ การทำเช่นนี้จะได้ความถี่สูงของสัญญาณ modulation มีขนาดเหมาะสม ในขณะที่เดียวกันวงจรดีเอมฟาซิสก็จะลดกำลังของส่วนความถี่ของเสียงรบกวน ผลที่ได้คือวงจรเอมฟาซิส/ดีเอมฟาซิส จะให้สัญญาณ modulation โดยไม่เปลี่ยนแปลงแต่จะทำให้เสียงรบกวนมีขนาดเรียบซึ่งจะเป็นการปรับปรุง SNR ด้วย

จากสมการ (32) และ (43) อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณขาออกต่อกำลังเสียงรบกวน มีค่า 2 ค่าคือ ในกรณี  $CNR \gg 1$  &  $CNR \ll 1$  ต่อไปนี้เราจะศึกษาว่า CNR ที่มีค่าต่ำกว่าค่า threshold ของ FM จะมีผลกระทบต่อการรับสัญญาณ FM อย่างไร รูป ๐ แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง SNR & CNR ของระบบ FM ในช่วง CNR ที่มีค่ามากกว่า SNR ของ AM มาก ขึ้นกับดัชนี modulation ดังสมการ (46) ขณะเดียวกัน ถ้า SNR ของ FM ต่ำกว่าค่า เทรสโฮลด์แล้ว SNR ของ FM จะตกต่ำอย่างรวดเร็ว จนมีวิสัยความสามารถน้อยกว่า AM

ฉะนั้น ระบบ FM สามารถปรับปรุงอัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวนให้ดีขึ้นได้โดยยอมแลกกับมีแถบความถี่กว้างขึ้น จากสมการ (46) จะเห็นได้ว่าการปรับปรุงอัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณของกำลังต่อเสียงรบกวนให้ดีขึ้นจะค่าชัดเจนยิ่งขึ้นเมื่อค่ามากกว่า  $\mu \approx 1/\sqrt{3} \approx 0.6$  ขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบแถบความถี่กว้าง (wideband FM) และสัญญาณแบบความถี่แคบ (narrowband FM)



รูปลักษณะและสมบัติของ SNR ของ FM

การตีมอดคูลเลตสัญญาณ FM ด้วย phase locked loop

phase locked loop เป็นระบบป้อนกลับ (feedback system) ซึ่งประกอบด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณที่มีความถี่เปลี่ยนแปลงตามระดับแรงดันขาเข้า (VCO) และอุปกรณ์เปรียบเทียบเฟส (phase comparator)

phase locked loop ทัวไปเมื่อใช้จุดต่างๆเป็นขั้วออก

สัญญาณเข้าจะเปรียบเทียบเฟสกับสัญญาณอ้างอิง (reference - signal) ที่กำเนิดจาก VCO (Voltage Controlled Oscillator) อุปกรณ์เปรียบเทียบเฟสจะทำให้แรงดันขาออกที่มีระดับขึ้นกับความแตกต่างระหว่างเฟสของสัญญาณเข้าทั้งสองเมื่อผ่านเครื่องกรองความถี่ สัญญาณขาออกบางส่วนจะถูกป้อนกลับเพื่อให้ความถี่ทั้งสองเกาะกันไปโดยมีเฟสต่างกันที่ค่าๆหนึ่ง ในกรณีที่ไม่มีสัญญาณขาเข้า VCO จะได้รับค่าแรงดันคงที่ค่าหนึ่งที่ทำให้ VCO กำเนิดสัญญาณที่ความถี่กลาง (Carrier frequency or free-running frequency)

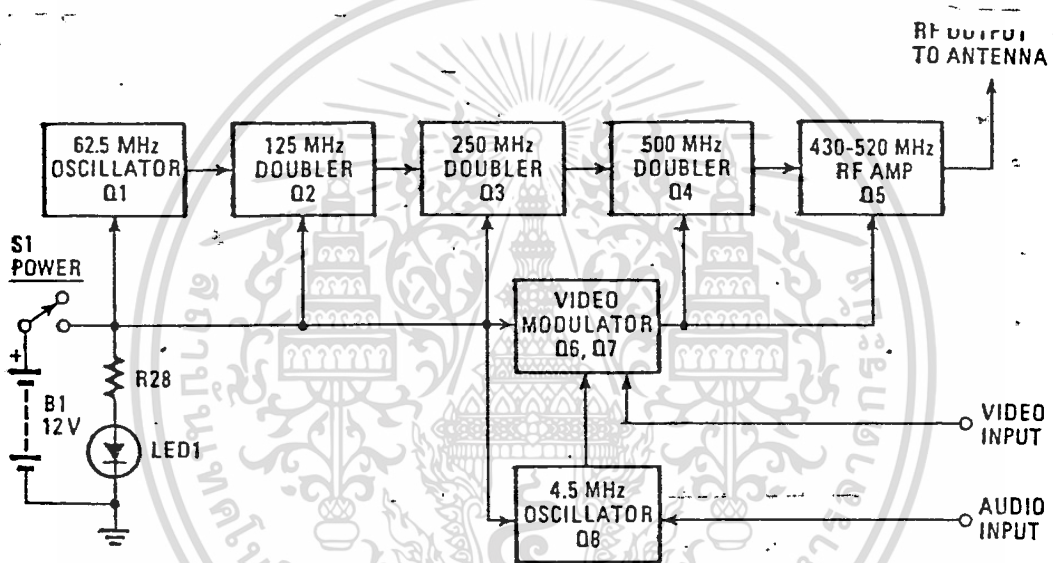


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### 3.1 หลักการทำงานของวงจร VIDEO WIRE LESS

บล็อกไดอะแกรมของ video wire less อย่างคร่าวๆจะแสดงดังรูปล่าง สำหรับภาคแรกเป็นคริสตอลคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ (Crystal - Controlled Oscillator: Q1) ผลิตความถี่ 60-65 MHz ซึ่งเป็นหนึ่งในแปดของความถี่เอาท์พุทสุดท้าย ยกตัวอย่างเช่น ถ้าเราใช้ คริสตอลความถี่ 60.400625 MHz ก็จะได้ความถี่เอาท์พุทสุดท้ายเท่ากับ 483.25 MHz ซึ่งเป็นความถี่พาหุภาพของช่อง 22 ย่าน UHF (Ultra High Frequency)



แสดง block diagram ของเครื่องส่ง

ออสซิลเลเตอร์จะผลิตสัญญาณประมาณ +6 dBm (4 mw) ซึ่งจะได้รับ การขับจากวงจรทวีความถี่ 2 เท่า (Frequency Doublers) 3 ภาคจึงมีลักษณะ เหมือนกับการที่เราคูณความถี่ด้วย input แปด เพื่อให้ได้ความถี่เอาท์พุทสุดท้าย (โดยทั่วไป) 500 MHz วงจรดับเบิ้ลจูน (double-tuned Circuits) ที่ใช้ ระหว่าง ภาคแต่ละภาคจะช่วยลดสัญญาณรบกวนซึ่งอาจทำให้เกิดการอินเตอร์เฟอ-เรนซ์ (INTERFERENCE) ที่ไม่ต้องการได้

สัญญาณอินพุทภาพจากกล้องโทรทัศน์, VCR เป็นต้นจะขับโดย VDO MODULATOR (Q6 และ Q7) ซึ่งรวมสัญญาณภาพเข้ากับแหล่งจ่ายไฟ +12 V,

วงจรวีความถี่สุดท้าย (Q4) และวงจรรขยายเอาท์พุท (Q5) ขบวนการ modulation เอกสารฉบับนี้จัดทำขึ้นโดยศูนย์เทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร สำนักงานปลัดกระทรวงเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี้จะมีลักษณะคล้ายกับการ modulation ของความถี่วิทยุ AM โดยทั่วไปแล้ว VDO MOD- จะมีความถี่ bandwidth 5 MHz

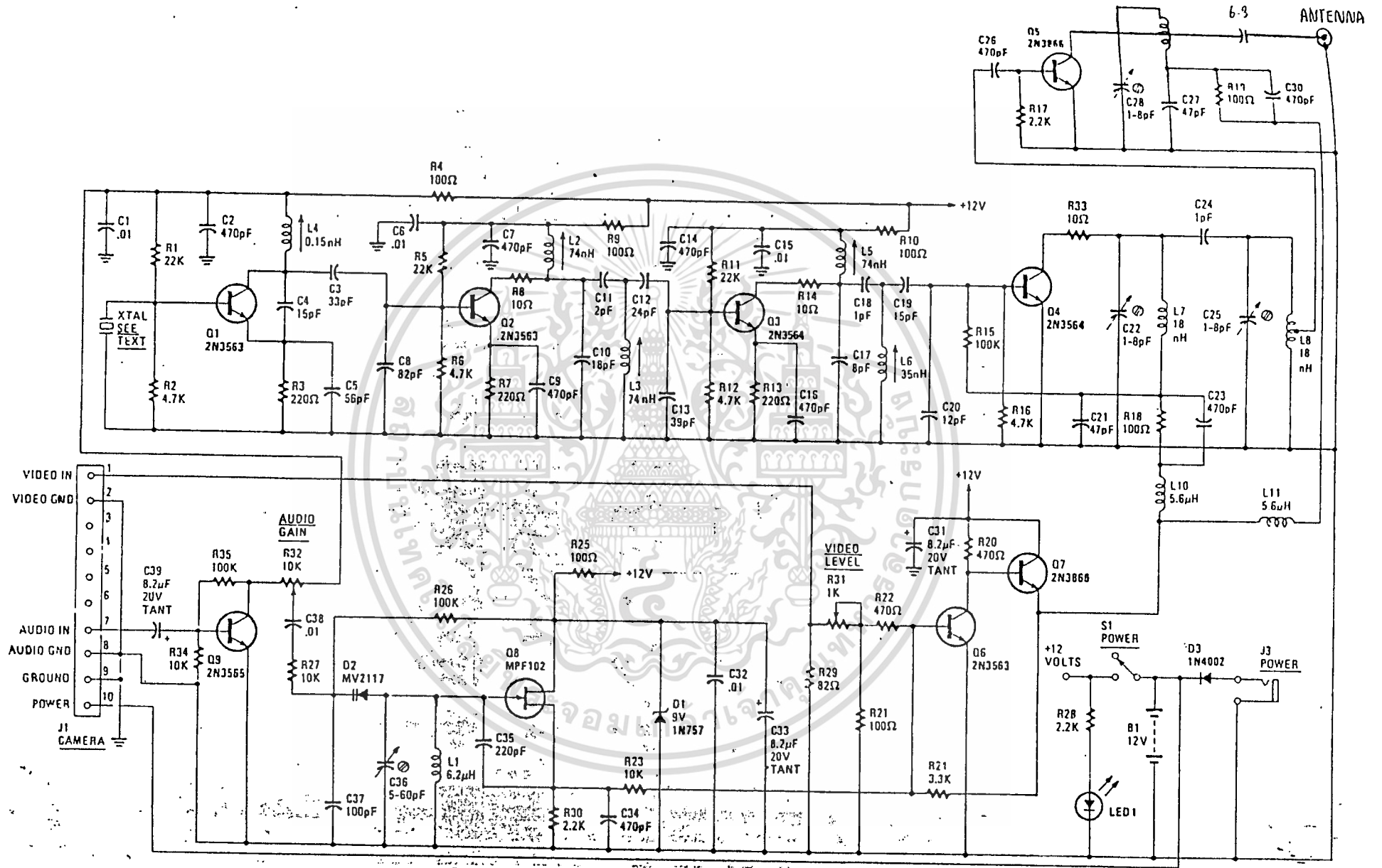
input เสียงจะผ่านเข้ามาทาง Q8 ซึ่งทำหน้าที่เหมือนกับเป็น VCO ซึ่งทำงานที่ความถี่ 4.5 MHz เพื่อผลิตไป modulate สำหรับคลื่นพาห้เสียงที่จริงแล้ว Q9 ก็คือ Free-running oscillator แต่ความถี่เบี่ยงเบน (Frequency deviation)  $\pm 25$  KHz ที่ต้องการนั้น ทำได้ยากมาก ถ้าจะผลิตด้วยคริสตอล ออสซิลเลเตอร์ เพราะว่า โดยทั่วไประบบเสียงของโทรทัศน์จะยอมรับความผิดพลาดได้เพียง  $\pm 10$  KHz ในคลื่นพาห้เสียงโดยปราศจากการผิดเพี้ยนจึงต้องการ วงจรที่มีประสิทธิภาพสูงมาก

### รายละเอียดการทำงานของวงจร

วงจรที่สมบูรณ์ของเครื่องส่ง แสดงในรูปถัดไป ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานของวงจรได้ดังนี้

transistor Q1 เป็นวงจร common base (หรือโคพิทล์) ออสซิลเลเตอร์จัดไบอัสโดยตัวต้านทาน R1, R2 และ R3 ขดลวดเหนี่ยวนำ L4 และตัวเก็บประจุ C3, C4, C5, C6 เป็นตัวจูนความถี่ของคริสตอล

คริสตอลเป็นซีรี่-รีโซแนนซ์ที่ความถี่ระหว่าง 60-65 MHz ดังนั้นจะปรากฏว่ามี impedance ต่ำ (50 ohm หรือน้อยกว่า) ที่เป็นความถี่นั้น เพราะฉะนั้น Q1 จะมีอัตราขยายเพียงพอสำหรับวงจรขยายแบบเบสร่วมที่มีความถี่ resonance ของคริสตอลเท่านั้น ด้วยเหตุนี้สัญญาณที่ตกคร่อมระหว่างรอยต่อของ C4 และ C5 จะถูกขยายโดย Q1 เฉพาะสัญญาณที่มีความถี่เดียวกับคริสตอลเท่านั้น ที่ความถี่นี้จะมียอการขยายเพียงพอที่จะออสซิลเลต เพราะว่า อัตราส่วนของแรงดันเริ่มต้นระหว่าง C4 และ C5 ที่ขาคอลเลคเตอร์ของ Q1 มีค่ามากกว่า 1



วงจรเครื่องส่งที่สมบูรณ์

ตัวเก็บประจุ C3 และ C5 เป็นวงจรจูนซึ่งทำหน้าที่แบ่งแรงดันป้อนให้ขาเบสของ Q2 ประมาณ 1 v. ของสัญญาณที่มาจาก Q1 transistor Q2 ทำหน้าที่คล้ายกับตัวขยายแบบโอเวอร์ไดรฟ์เวน (Overdriven Amplifier) ซึ่งจะลดทอนสัญญาณอินพุทและทำการผลิตฮาร์โมนิคของสัญญาณอินพุทออกมา

ฮาโมนิคที่ 2 (120 MHz) เป็นความถี่ที่ต้องการซึ่งได้จากวงจรจูนประกอบด้วย L2 และ C10 สำหรับ C8 เป็นซีรี่ส์-รีโซแนนซ์ที่ความถี่นั้นด้วยกระแสรวมที่ขาเบสซึ่งแหล่งจ่ายโดย C8 จะทำให้ Q2 เกิดการออสซิลเลตขึ้นด้วย วงจรดับเบิ้ลจูนซึ่งใช้ C11, C12, C13 & L3 จะทำการกรองฮาร์โมนิคที่สูงกว่าฮาร์โมนิคที่ 2 และสัญญาณจากคริสตอลด้วย

วงจรทวีความถี่ภาคต่อไปใช้ Q3 ซึ่งทำงานคล้ายกับ Q2 ยกเว้นวงจรจูนเท่านั้น อย่างไรก็ตามจะสังเกตว่าไม่มีการใช้ตัวเก็บประจุ by pass ที่ emitter และตัวต้านทาน เนื่องจากเป็นการยากที่ตัว bypass ที่ดีในย่าน 430-500 MHz ด้วยอุปกรณ์ธรรมดาซึ่งจะมี impedance น้อยมากที่ emitter เพราะจะทำให้การลดอัตราขยายกำลังของภาคนี้นิ่งเพราะฉะนั้น emitter จึงต่อลงกราวด์โดยตรง Q9 เป็นตัวขยายกำลังซึ่งรับเข้ามาทาง Q4 และผ่านวงจรดับเบิ้ลจูน VHF ซึ่งประกอบไปด้วย L7, L8, C22, C24 & C25

ทั้ง Q4 และ Q5 ได้รับแหล่งจ่ายแรงดันจากอิมิเตอร์ของ Q7 ซึ่งจะจ่ายแรงดัน +4.5 V ในขณะที่ไม่มีสัญญาณ INPUT เข้ามายัง Q4 และ Q5 แรงดันนี้จะมีสัญญาณ ซิงค์-ทูปบวก (Positive sync-tip video) Q6 และ Q7 ทำหน้าที่ขยายสัญญาณภาพที่มี bandwidth มากกว่า 10 MHz Transister นี้สามารถที่จะขับโหลด 75 ohm ถึง 10 V peak-to-peak

สัญญาณภาพอินพุทซิงค์-ลบ (Negative-Sync input video) จากกล้องโทรทัศน์, VCR ฯลฯ เป็นสัญญาณไฟตรงผ่านเข้ามายังรอยต่อของ R21 และ R22 ตัวเก็บประจุ C31 เป็นตัวสัญญาณภาพอัตราขยายและจุด Q (Q point) ปรับโดย R24 โฟเทนทีอิมิเตอร์ R31 ทำหน้าที่เหมือนตัวควบคุมอัตราขยายสัญญาณภาพ (Video Gain Control) และ R29 เป็นตัวรักษาระดับ input impedance ให้ได้ประมาณ 75 ohm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

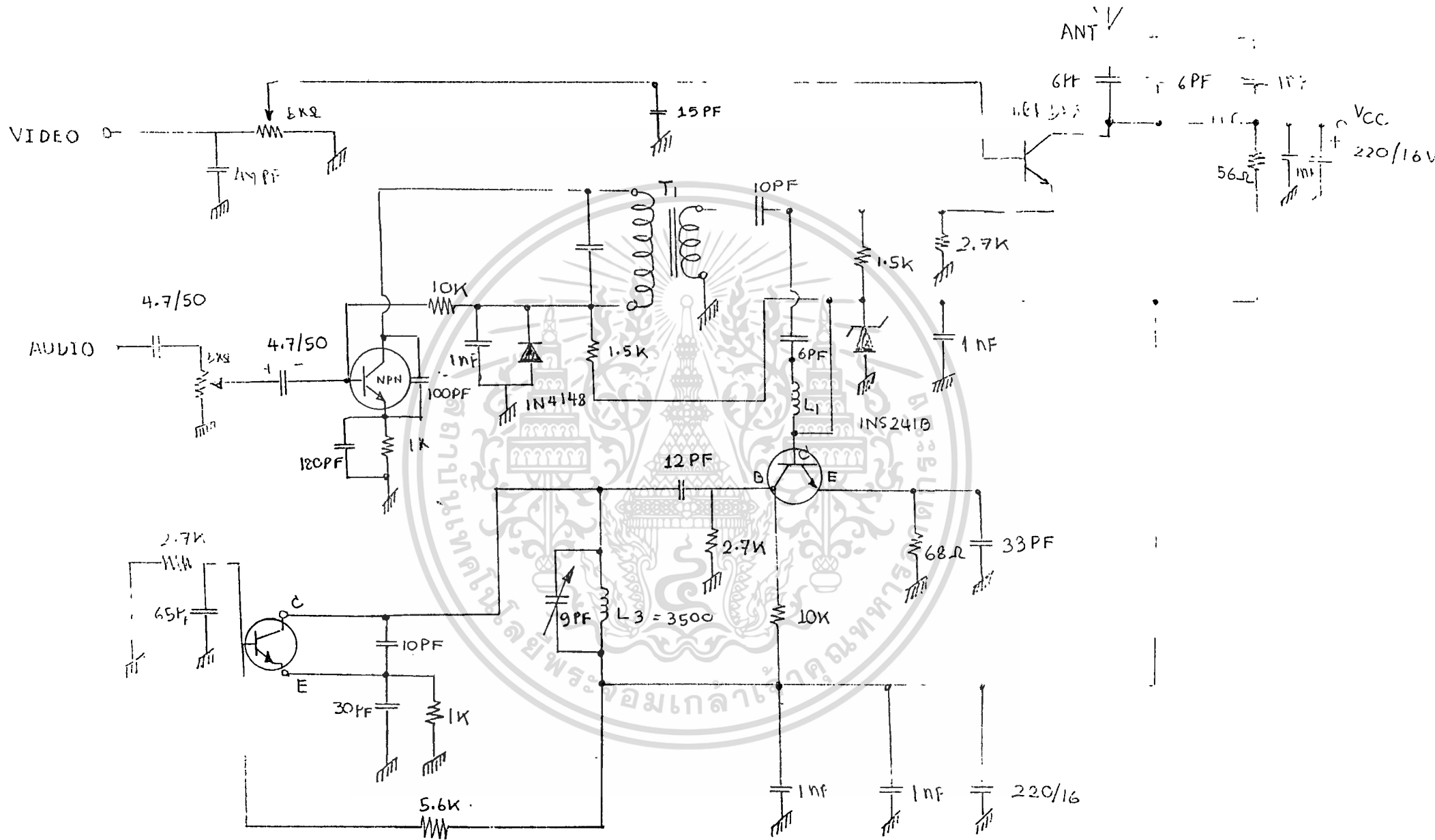
FET Q8 ทำหน้าที่ VCO ชนิดฮาร์ทเลย์ (Hartley Type) ซึ่งทำงานที่ความถี่ 4.5 MHz C36 เป็นตัวปรับจูนความถี่อย่างละเอียด C34 และ C36 เป็นวงจรถ้อนกลับ D2 เป็นวาร์แคเตอร์ไดโอด R25, R26 และ ซีเนอร์ไดโอด D1 เป็นตัวจัด BIAS ให้ D2, D8 ประมาณ 9 V

วาร์แคเตอร์ D2 จะเปลี่ยนค่าประจุไปตามอัตราเสียงที่เข้ามาซึ่งเป็นเหตุให้ความถี่ในการออสซิลเลตเปลี่ยนแปลงนั่นก็คือ วาร์แคเตอร์ทำการผสมความถี่ (Frequency modulation) สัญญาณเสียงที่ป้อนทาง D2 โดยผ่าน R27, C38, C37 ซึ่งจะทำให้ RF ความถี่ 4.5 MHz ผ่านไปได้ C38 ซึ่งมีค่าน้อยๆ (0.01 uF) ทำหน้าที่เป็น ปริแอมฟายซิส (pre-emphasis) สำหรับสัญญาณเสียง Q9 เป็นตัวขยายสัญญาณอันดับแรก R32 เป็นตัวควบคุมการขยายอัตราสัญญาณเสียง สัญญาณ FM 4.5 MHz จาก QB จะถูกรวมสัญญาณผ่านทาง R23 ระดับของคลื่นพาห้เสียงอาจจะเปลี่ยนแปลงโดยการปรับ R23 ถ้าจำเป็น

แหล่งจ่ายไฟที่ใช้ คือ +12 V จากแบตเตอรี่ซึ่งประกอบไปด้วยถ่านชนิดอัลคาไลน์ (Alkaline) ขนาด AA จำนวน 8 ก้อน หรือจะใช้ถ่านชนิดนิ-แคด (Nicle-Cadmium) ขนาด AA จำนวน 10 ก้อน เราอาจใช้แหล่งจ่ายไฟจากภายนอกโดยผ่านทาง J3 LED1 แสดงสถานะการทำงานของเครื่องที่ถูกจำกัดกระแส โดย R28

อย่างไรก็ดี band width ของสัญญาณภาพจะต้องลดลง ควรเพิ่มตัวเก็บประจุค่าน้อยๆ ครอบ R24

แต่ในการใช้งานในโครงการนี้ได้ลองสร้างวงจรขึ้นมาใหม่ซึ่งจะมีหลักการและวิธีการคล้ายกับ วงจรแบบแรกเพียงแต่มีขนาดเล็กลงเพื่อสะดวก และให้มีน้ำหนักเบาในการใช้งาน แต่จะมี power ที่ต่ำกว่า ซึ่งถ้าหากเราจะนำวงจรแรกมาใช้ก็ได้ ซึ่งก็ได้ผลดี



### 3.1 รายละเอียดการเพิ่มเติม VIDEO WIRE LESS

#### คำนวณหาระยะทางมากที่สุด

สมการต่อไปนี้จะใช้ในการคำนวณหาระยะทางมากที่สุดที่คาดว่าจะได้จากเครื่องส่ง ลอการิทึมทั้งหมดในสมการนี้เป็นฐานสิบ ความถี่ (f) กำหนดเป็น MHz และระยะทาง (D) กำหนดเป็นไมล์

โดยทั่วไปเครื่องรับโทรทัศน์จะมีแบนด์วิท (BW) 4.0 MHz และ Noise Factor (NF) 6 dB สำหรับ snow-free picture นั้นค่า carrier-to-Noise ratio (C/N) ควรจะเป็น 40 dB หรือมากกว่าความไวของเครื่องรับ (Receiver Sensitivity) สามารถที่จะคำนวณเป็น Minimum Desired Signal (MDS):

$$MDS = NF + 10 \log(BW) - 174 + C/N$$

แทนค่าลงในสมการเราจะได้

$$\begin{aligned} MDS &= 6 + 10 \log(4 \times 10) - 174 + 40 \\ &= 62 \text{ dBm} \end{aligned}$$

หรือ

$$0.794 \times 10 \times 273 = 216 \text{ มิลลิวัตต์}$$

ดังนั้นเครื่องส่งที่กำลัง +15 dBm และ 2 isotropic antennas ซึ่งจะยอมให้ pass loss (PL) เท่ากับ 87 dB

$$PL = 37 + 20 \log(D) + 20 \log(f)$$

ย้ายสมการเราจะได้

$$20 \log(D) = 87 - 37 - 20 \log(f)$$

$$20 \log(D) = 50 - (20 \times 2.7)$$

$$\log(D) = -4/20$$

$$= -0.2$$

ดังนั้นระยะทางที่สูงที่สุดที่ควรจะได้คือ

$$D = 10^{-0.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน D ไว้สำหรับครูใช้ 0.6 ไมล์ ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 3,100 \text{ ฟุต}$$

อย่างไรก็ตาม เราไม่สามารถที่จะได้ระยะทางเท่ากับ 3,100 ฟุตจริงๆ เพราะว่าการหักเห (Reflections) , การสูญเสียจาก "Dead Spots" Terrain loss, obstacle shielding แต่ระยะทางหลายร้อยฟุตก็เป็นไปได้เมื่อใช้แหล่งจ่าย แรงดัน +12 v

### 3.3 รายละเอียดการพันคอยล์

# L1 ใช้ลวดทองแดงเบอร์ 21 SWG พันรอบ ferrite Toroidal Core เบอร์ FT-50-61 ซึ่งมีสูตรการคำนวณดังนี้

$$N = 1000 \sqrt{\frac{\text{ค่า L ที่ต้องการ (mH)}}{AL \text{ (mH/1000turns)}}$$

โดยที่

N = จำนวนรอบ

L = ค่าอินดักแตนซ์ (mH)

AL = อินดักแตนซ์ อินเดค (mH/1000turns)

สำหรับค่า AL ของ Ferrite Toroidal Core เบอร์ FT-50-61 คือ 68.8 mH/1000t ค่าคอยล์ที่ต้องการคือ 6.2 uH

จำนวนรอบที่ต้องการพันจะเท่ากับ

$$N = 1000 \sqrt{\frac{0.0062}{68.8}}$$

$$= 1000 \sqrt{9.0116 * 10^{-5}}$$

$$= 1000 (9.493 * 10^{-3})$$

$$= 9.493$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

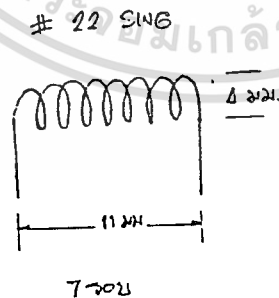
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้น L1 ใช้ลวดทองแดงเบอร์ 21 SWG พันรอบ  
 Ferrite Toroidal Core เบอร์ FT-50-61 จำนวน 9.5 รอบ จะได้ค่า  
 6.2 uH



แสดงการพันคอยล์ L1

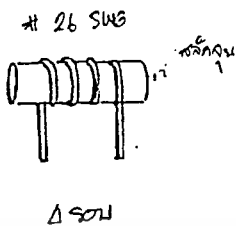
# L2 และ L3 ใช้ลวดทองแดงเบอร์ 22 SWG พันจำนวน 7 รอบ เส้น  
 ผ่านศูนย์กลาง 4 มม. ยึดออกประมาณ 11 มม. ค่า 74 nH



แสดงการพันคอยล์ L2 และ L3

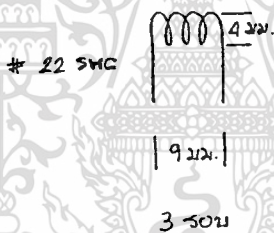
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# L4 ใช้ลวดทองแดงเบอร์ 26 SWG พันจำนวน 4 รอบ บนสลักจูนเล็กๆ



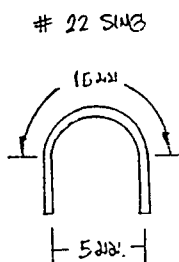
แสดงการพันคอยล์ L4

# L5 และ L6 ใช้ลวดทองแดงเบอร์ 22 SWG พันจำนวน 3 รอบเส้นผ่านศูนย์กลาง 4 มม. ยึดคอยล์ออกประมาณ 9 มม. ค่า 35 nH



แสดงการพันคอยล์ L5 และ L6

# L7 ,L8 และ L9 ใช้ลวดทองแดงเบอร์ 22 SWG ยาวประมาณ 1.5 cm ทำเป็นรูป ครึ่งวงกลมรัศมี 5 มม. ค่า 18 nH



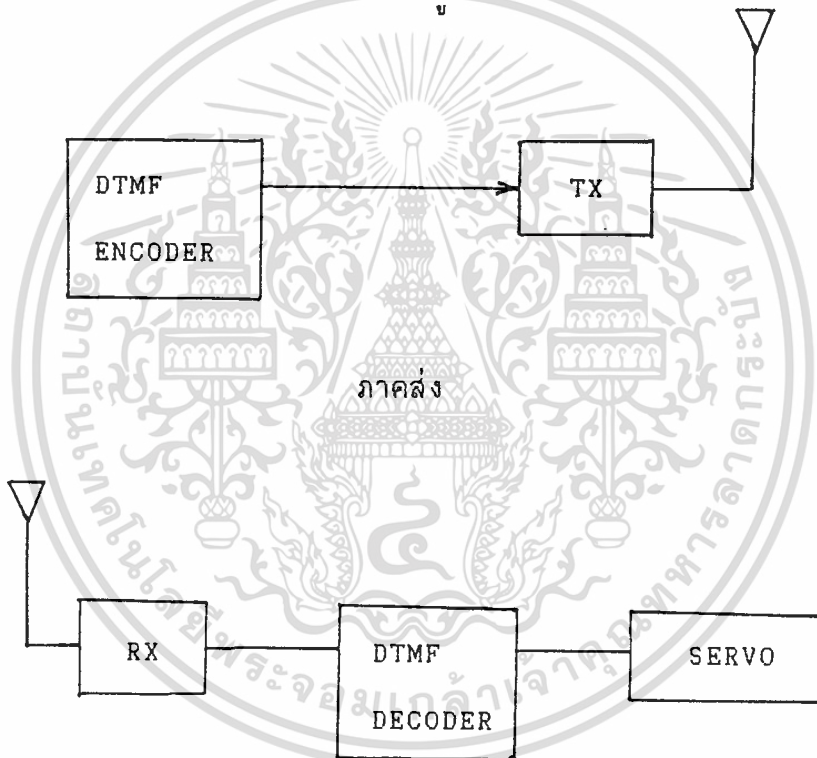
แสดงการพันคอยล์ L7, L8, L9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ในการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

## RF REMOTE CONTROL

ในส่วนของรีโมทคอนโทรลนั้นเราสามารถที่จะทำได้หลายแบบ แต่ในที่นี้เราจะใช้แบบ RF REMOTE CONTROL โดยสัญญาณ RF ที่ใช้จะเป็นแบบ FM (FREQUENCY MODULATION) ซึ่งการใช้ REMOTE CONTROLแบบนี้จะทำให้เราสามารถบังคับหรือควบคุมในระยะไกลกว่ารีโมทคอนโทรลแบบอื่นๆ จึงทำให้การใช้งานได้กว้างขวางขึ้น โดยจะมี block diagram ดังรูป



ภาครับ

## BLOCK DIAGRAM

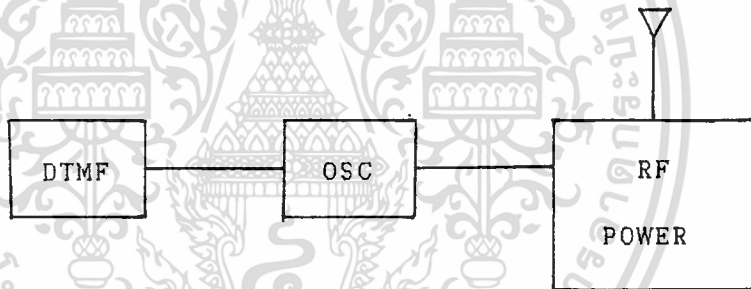
เราจะเห็นได้ว่าใน BLOCK DIAGRAM จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือทางด้านส่ง (transmitter) และทางด้านภาครับ โดยในทางภาคส่งจะประกอบไปด้วยการเข้ารหัส (encoder) ซึ่งทำหน้าที่กำเนิดความถี่สัญญาณต่างๆ 12 แชนแนล (channel) โดยอาศัยหลักการของ DTMF (Dual Tone Multi

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Frequency) เป็นสัญญาณความถี่ที่ส่งออกไปมอดูเลต(modulate)กับภาคส่งความถี่ สัญญาณด้วยความถี่ประมาณ 109 MHz โดยการmodulate แบบ FMจากนั้นก็ทำการ ส่งออกทางสายอากาศ (Antenna) ในส่วนของภาครับเมื่อภาครับพบสัญญาณที่ส่งมา ทางภาครับจะทำการ demodulate ซึ่ง จะได้สัญญาณเป็น DTMF จากนั้นก็จะส่งต่อไปยังภาคถอดรหัส(decoder)โดยการกรองให้ได้แต่ความถี่โทนของ DTMFจากนั้น จะต้องถอดรหัสว่าเป็นความถี่ของสัญญาณใดส่วน input ที่ได้ช่วงนี้จะได้เป็นความถี่ของสัญญาณใด ส่วน outputที่ได้ในช่วงนี้จะได้เป็นเลขฐานสิบซึ่งจะถูกส่ง เข้าภาค servo เพื่อนำไปควบคุมอุปกรณ์ที่อยู่ในแชลแนลนั้นๆต่อไป

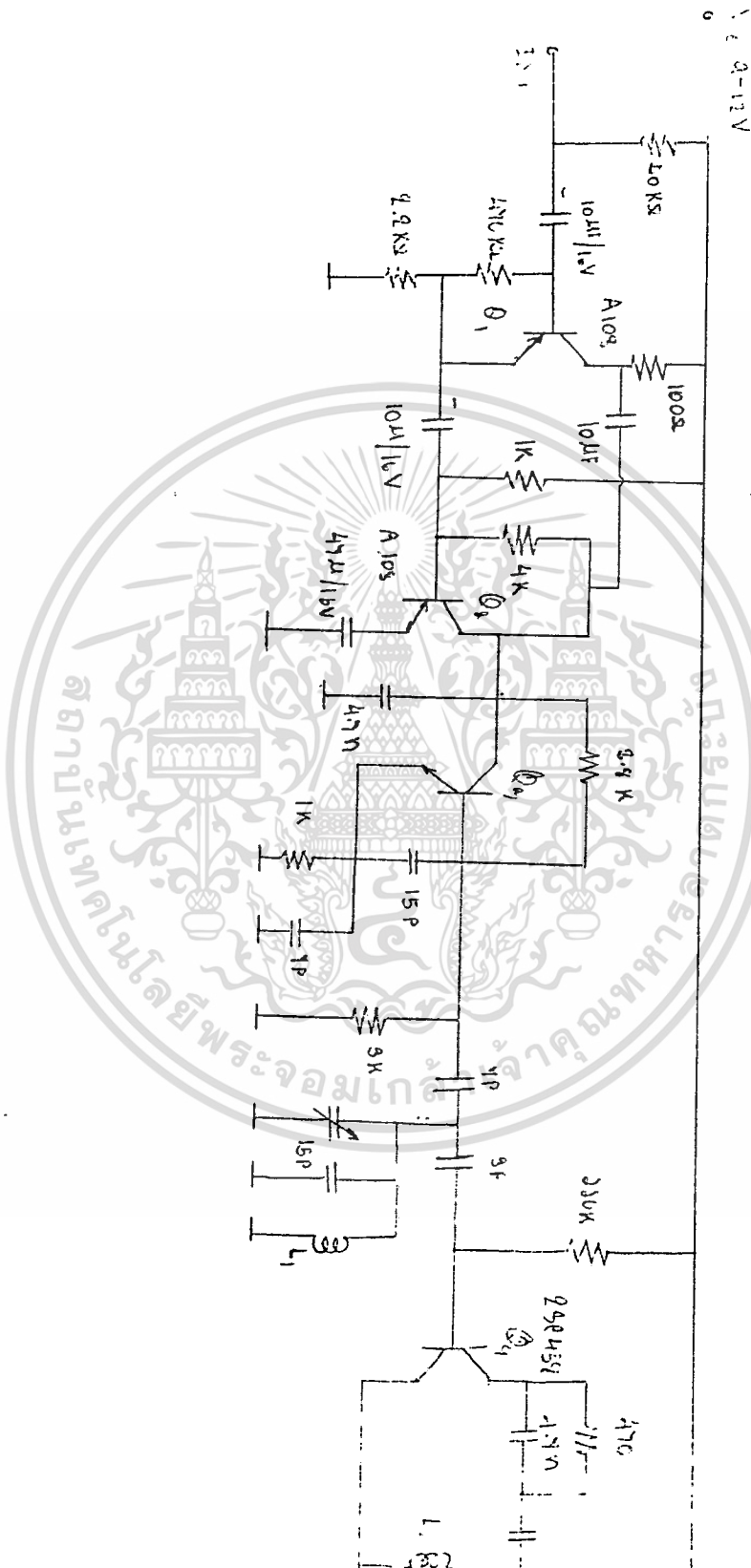
#### 4.1 วงจรภาคส่ง

จะนำสัญญาณ DTMFที่ได้มาผ่านเข้าขบวนการ modulator โดยการไปควบคุมความถี่ที่ผลิตขึ้นจะมีค่า TIME เปลี่ยนไปตามสัญญาณDTMF ที่เข้ามา



ในส่วนภาคส่งนี้จะประกอบไปด้วยภาค OSCILLATOR และภาค POWER และภาค POWER AMPLIFIER โดยเราจะใช้transister Q1 เป็นตัวขยายสัญญาณของ Dual Tone Multi Frequency (DTMF) ที่ได้จากในส่วนของ DTMF encoder ซึ่งจะทำให้มีระดับความแรงที่พอเหมาะจากนั้นก็ส่งไปยัง Q2 โดยที่ Q2 ก็จะเป็นตัวควบคุมหรือส่งแรงดันให้กับ Q3 โดยที่Q3 จะนำแรงดันที่ได้มาทำการควบคุมการสร้างสัญญาณ โดยมันจะอาศัยคุณสมบัติภายในของ Q3 ด้วย เช่นค่า copacitance ภายในเป็นต้นดังนั้น จะเห็นว่าส่วนนี้หากเราทำการ feed back กลับมาจากทางด้าน input ของ Q3 ซึ่งก็คือค่า RESISTER 3.8 K.ohm ซึ่งต่อจาก bass มายัง collector และเมื่อต่อต่อไปก็จะรู้ได้ว่ามันมีวงจร tank

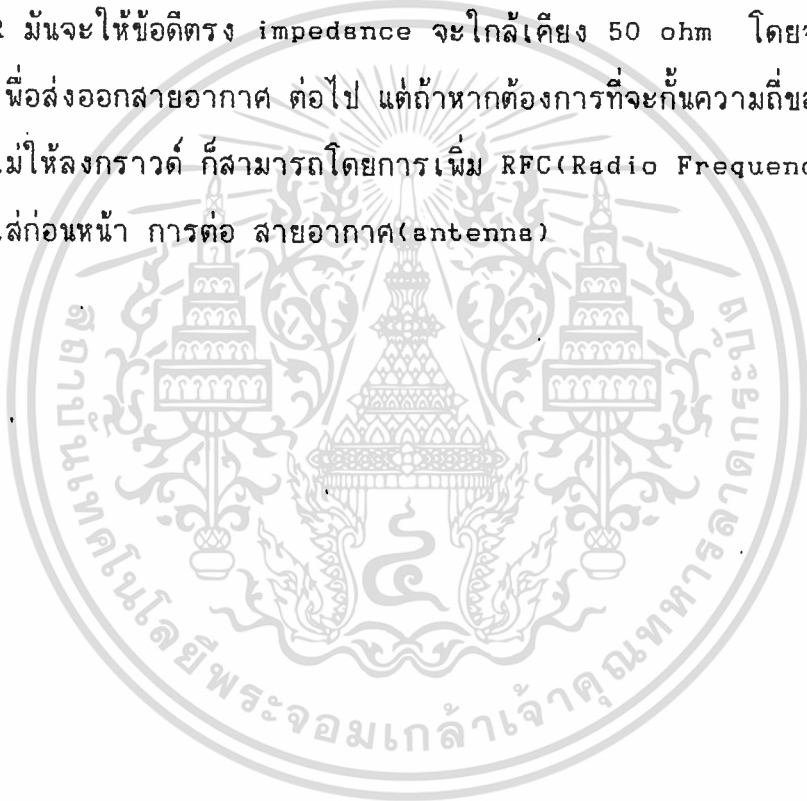
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



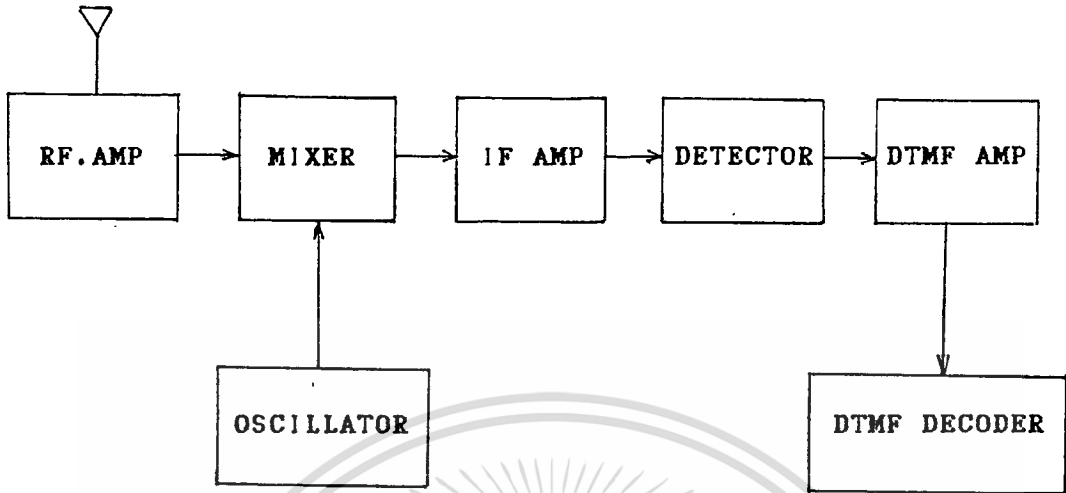
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็น bandpass filter ซึ่งจะประกอบไปด้วย variable capacitor จะเป็นการเปลี่ยนค่า time constant ซึ่งก็จะเป็นผลให้ค่า filter เปลี่ยนแปลงไปด้วย ดังนั้น ความถี่หรือสัญญาณ RF ที่ออกก็จะถูกเลื่อนตามกันไป จากนั้นก็จะส่งสัญญาณ RF (Radio Frequency) ที่ได้ซึ่งมีค่าประมาณ 109 MHz ให้กับ Q4 เพื่อทำการขยายให้มีความแรงของสัญญาณ RF มีค่ามากขึ้นพอที่จะส่งออกอากาศไปได้ หรืออาจกล่าวได้ว่า Q4 จะเป็น RF Power Amplifier นั้นเอง

โดยเราจะเห็นได้ว่าลักษณะการที่ output ของ Q4 นี้ออกที่ขา EMITTER มันจะให้ข้อดีตรง impedance จะใกล้เคียง 50 ohm โดยจะมี L2 เป็น LOAD เพื่อส่งออกสายอากาศ ต่อไป แต่ถ้าหากต้องการที่จะกันความถี่ของสัญญาณ RF ที่จะส่งไม่ให้ลงกราวด์ ก็สามารถโดยการเพิ่ม RFC (Radio Frequency Choke) โดยจะใส่ก่อนหน้า การต่อ สายอากาศ (antenna)



## 4.2 ภาครับ (RECEIVER)



### EX BOLCK DIAGRAM

ในภาครับจะประกอบด้วยส่วนต่างๆดัง block diagram

ข้างบนโดยสามารถแยกออกได้ ส่วนประกอบใหญ่ๆ 2 ส่วน

- 1 ส่วนของเครื่องรับ FM (Frequency Modulation Receiver)
- 2 DTMF DECODER

ในส่วนแรกนั้นสามารถแยกออกมาเป็นส่วนย่อยได้อีก

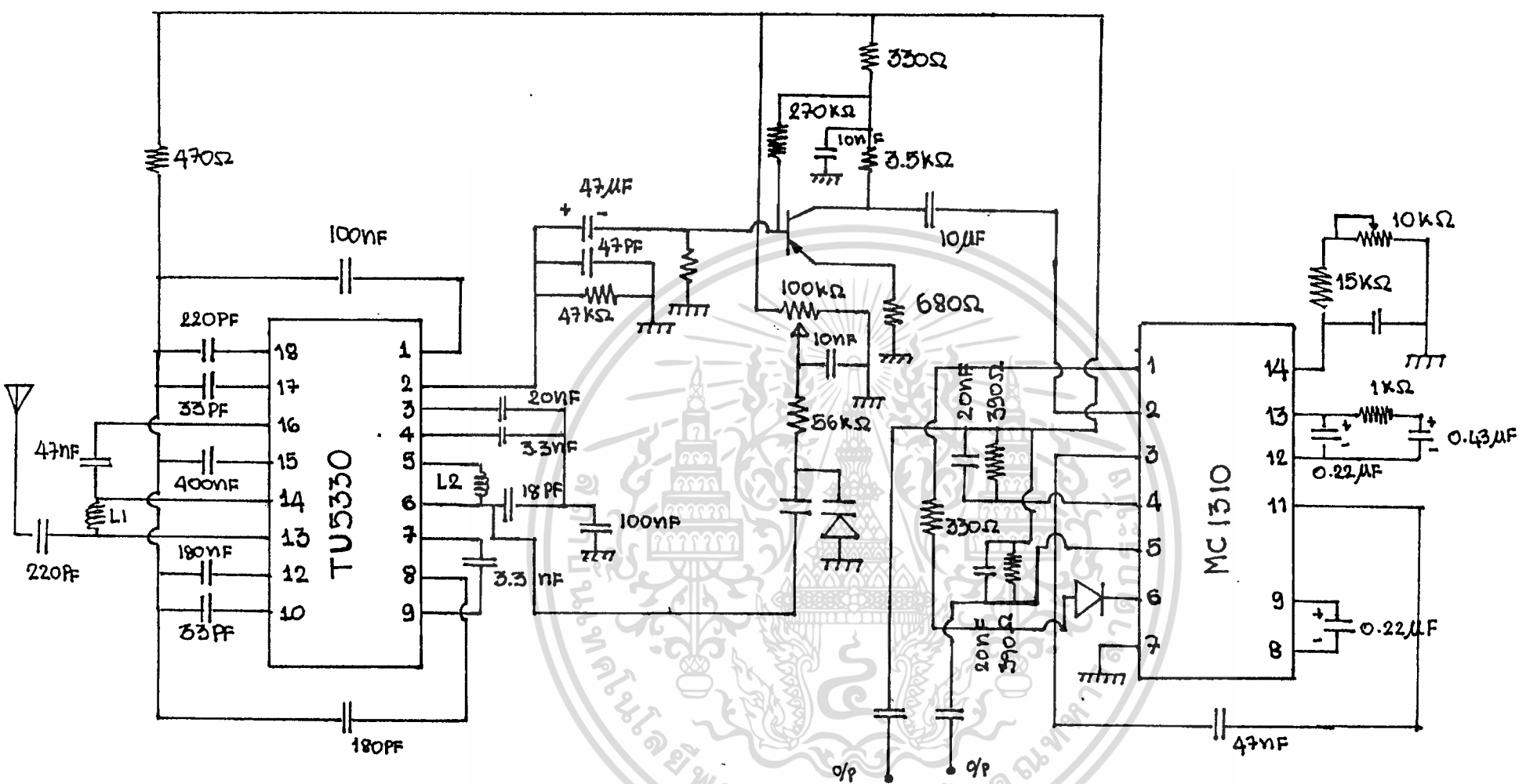
1.1 RF AMP เป็นส่วนของการรับสัญญาณ RF (Radio Frequency) ซึ่งในที่นี้เป็นสัญญาณ FM (Frequency Modulation) มีความถี่ประมาณ 109MHz ซึ่งสัญญาณดังกล่าวมีระดับต่ำมากดังนั้นเราจึงต้องทำการยกระดับสัญญาณดังกล่าวขึ้นมา ให้เหมาะสมเพื่อที่จะเข้าไปในส่วนของ mixer

1.2 Oscillator เป็นส่วนที่ใช้ผลิตความถี่เพื่อนำ ไปทำการ mix กับ สัญญาณ RF ที่เข้ามาโดยค่าของความถี่ดังกล่าวจะมีค่าน้อยกว่าสัญญาณ RF อยู่ 107 MHz ดังนั้นในโครงงานนี้จึงต้องใช้ Oscillator ผลิตความถี่ 98.3 MHz (RF = 109 MHz)

1.3 MIXER ในส่วนนี้จะทำหน้าที่ MIXER สัญญาณ RF และจาก oscillator ให้ได้เป็นความถี่ปานกลางก็เพื่อให้ง่ายต่อการนำไปใช้งานเช่นเพิ่มระดับความแรงของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



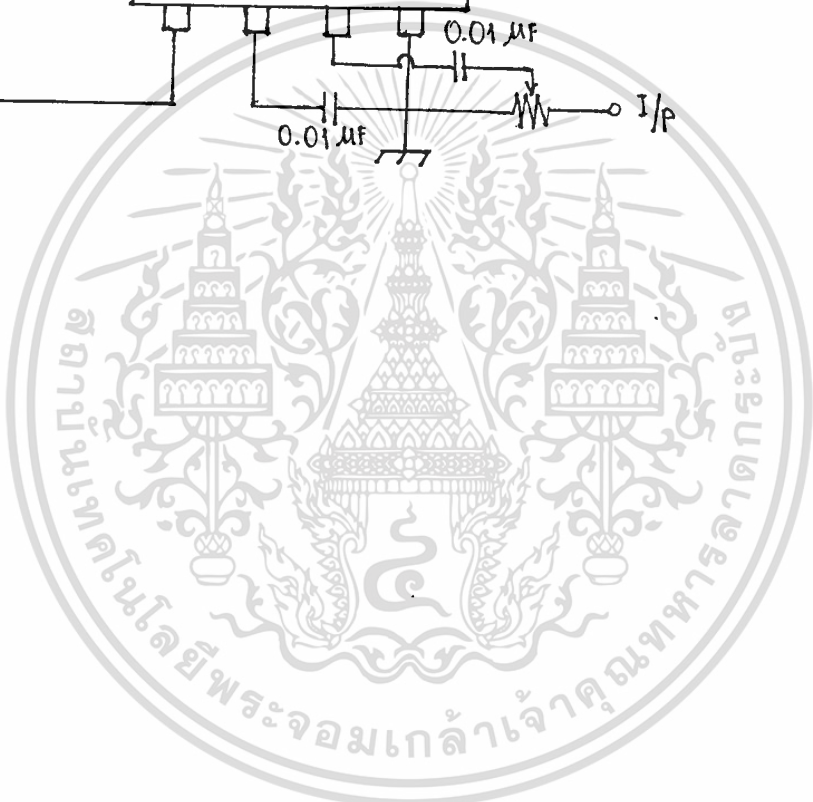
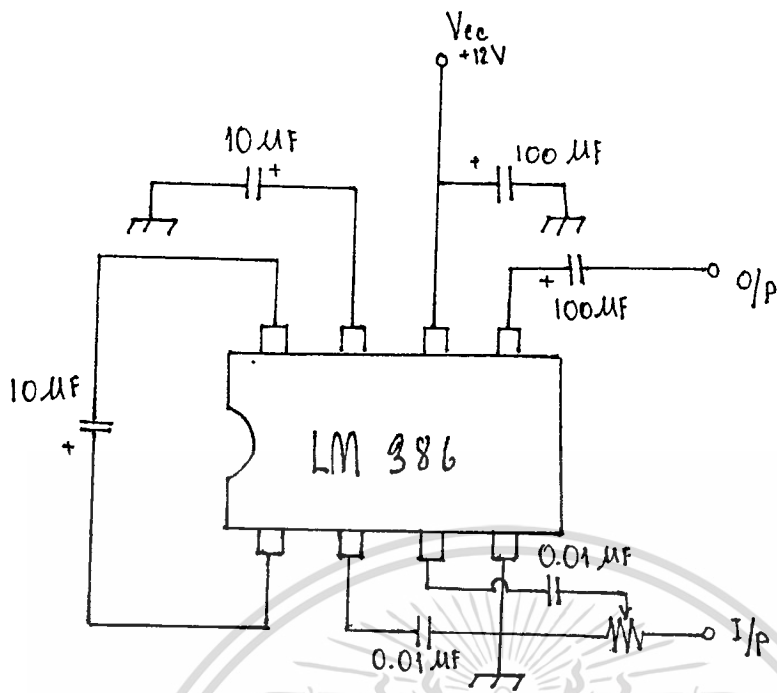
FM RECEIVER

1.4 IF AMP มีหน้าที่ในการรับสัญญาณ 10.2 MHz ซึ่งเป็นความถี่ปานกลาง (IF) นำมาขยายให้ได้ความถี่ที่เหมาะสมเพื่อที่จะได้นำไปใช้ในภาคของ detector ต่อไป

1.5 DETECTOR เป็นส่วนที่จะทำหน้าที่ รับสัญญาณ IF จาก IF AMP มาทำการ detect ให้เหลือเพียงสัญญาณ DTMF ที่ส่งมากับสัญญาณ RF ทางภาคส่ง ดังนั้นเมื่อผ่านมาส่วนนี้ ก็จะสามารถทราบได้ว่า ทางด้านเครื่องส่งได้ส่งสัญญาณ DTMF ในช่วงของความถี่ใดๆ

### หลักวงจรเครื่องรับ

ในทางด้านวงจรเครื่องรับ ที่ใช้สำหรับในโครงงานนี้ได้นำเอา IC สองตัวมาประกอบกัน จากวงจร tuner โดย IC ทั้งสองได้แก่ IC1# TU 5330 และ IC2# MC1310 โดย TU 5330 จะทำหน้าที่รับสัญญาณ RF (radio frequency) ที่ส่งมา และผ่านขบวนการหรือระบบภายใน IC และในการค้นหาความถี่ในย่านที่ต้องการรับใน TU 5330 สำหรับในที่นี้จะใช้ Variable diode เป็นตัวค้นหาโดยวิธีการควบคุมแรงดันที่ป้อน โดยมันจะมีผลให้ค่า capacitance เปลี่ยนแปลงไปและเราจะได้ output ออกมาทางขา 2 ซึ่งเป็นสัญญาณ IF จากก็จะทำการขยาย โดย Q1 เพื่อให้ระดับสัญญาณพอเหมาะกับการนำไปใช้งานต่อไป ในที่นี้จะป้อนให้กับ IC#2 MC 1310 ซึ่งเป็น IC ที่ทำหน้าที่เป็น FM stereo demod และ phase lock loop โดย input จะเข้าทางขา 2 ซึ่งเป็นสัญญาณ IF และเรา จะได้สัญญาณ output ซึ่งเป็นสัญญาณ stereo โดยจะออกมาเป็น Left Channel output ทางขา 4 และ Right channel output ทางขา 5 แต่เนื่องจาก สัญญาณ ที่ออกมามีระดับต่ำไม่สามารถนำไปใช้งานได้ ดังนั้นเรา จึงต้องทำการยกกระดับสัญญาณให้สูงขึ้นให้มีระดับ 2-3 V สำหรับโครงงานนี้จะใช้ op-amp # LM 386 เพื่อทำการขยายสัญญาณ DTMF ให้มีระดับพอเหมาะกับการนำไปทำการ decode ต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.3 ภาคเข้ารหัส (ENCODER)

เพื่อให้การเข้ารหัสและถอดรหัสสามารถกระทำได้ง่าย ทั้งทางภาคส่งและทางภาครับ เราสามารถเลือกใช้ระบบการจัดการกลุ่มสัญญาณที่เรียกว่า DTMF (Dual tone multi-frequency) หรือบางครั้งก็เรียกว่าระบบ 4 \* 4 ในระบบนี้สัญญาณประกอบด้วยการรวมความถี่ สอง เท่า ที่เลือกจากความถี่ สอง กลุ่ม (กลุ่มความถี่ต่ำและความถี่สูง) ซึ่งในแต่ละกลุ่มที่มีความถี่ 4 ค่า และตรงกับตัวเลข ดังแสดงในรูปข้างล่าง

	DTMF	Crystal 3.57 MHz	% Deviation from standard	
ROW	f1 697	701.3	+0.62	Low group
	f2 720	771.4	+0.10	
	f3 852	857.2	+0.61	
	f4 941	935.1	-0.63	
Column	f5 1290	1215.9	+0.57	High group
	f6 1336	1331.7	-0.32	
	f7 1477	1471.9	-0.35	
	f8 1633	1645.0	+0.73	

รูปกลุ่ม ความถี่ของระบบ DTMF(Hz)

จะเห็นได้ว่าระบบนี้คือระบบที่ใช้ในโทรศัพท์แบบกดปุ่ม (BUTTON SYSTEM) นั้นเอง แต่เมื่อนำมาใช้เป็นการเข้ารหัสโทน ก็สามารถจัดช่องสัญญาณได้ทั้งหมด 16 ช่องสัญญาณ โดยแต่ละช่องสัญญาณจะเกิดการรวมความถี่ทางแนวตั้ง (ROW) และทางแนวนอน (column)

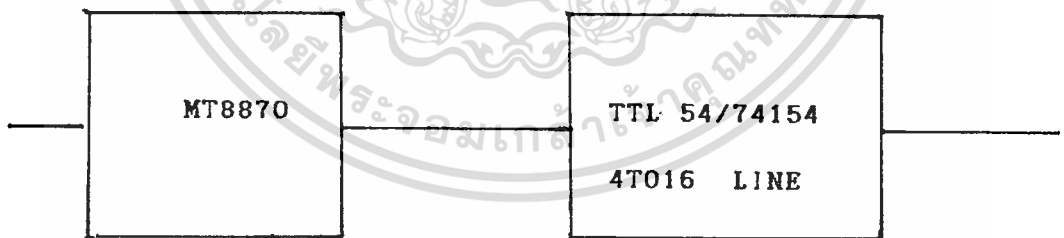
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า การเข้ารหัสแบบนี้สามารถทำได้โดยใช้ IC เบอร์ T 2559E ต่อกับไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คริสตอล 3.579 MHz

#### 4.4 ภาคถอดรหัส (decoder)

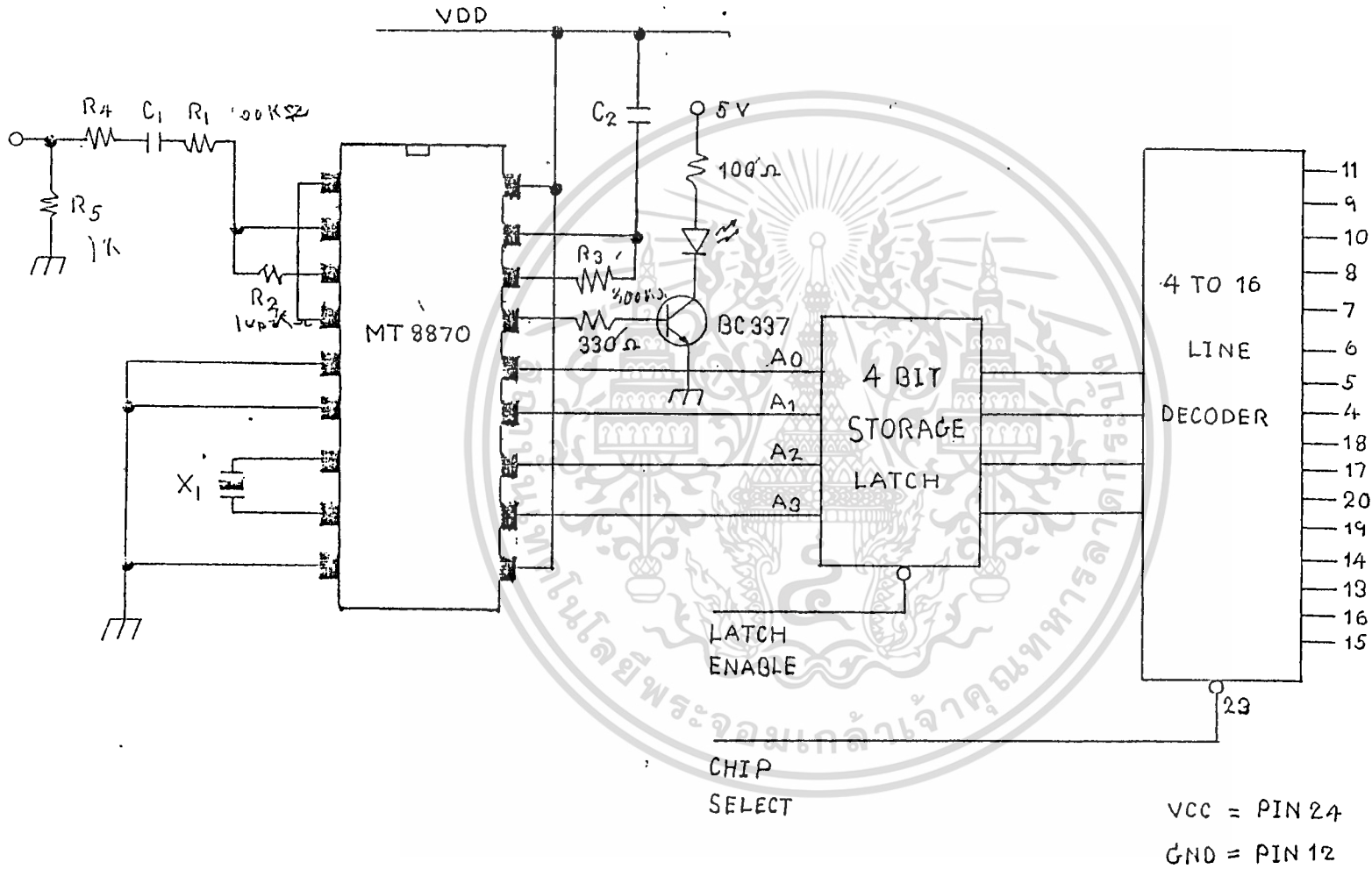
ภาคถอดรหัสสามารถใช้ IC เบอร์ 567 (PHASE LOCK LOOP) เพื่อเลือกความถี่ที่ต้องการได้ โดยไม่ต้องมีคอยล์หรืออินดักเตอร์ใดๆ เราจะใช้ IC ทั้งหมด 8 ตัว เพื่อให้สามารถ lock ทั้งกลุ่มความถี่สูงและความถี่ต่ำของรหัสโทนได้ และสัญญาณ เอาท์ทั้งหมด จะได้จาก NOR GATE ตัวอย่างเช่น ในขณะที่มีสัญญาณ input หมายเลข 1 ที่มีความถี่ 697 Hz & 1209 Hz เข้ามา IC 567 ตัวที่ตั้งให้ lock กับความถี่ทั้งสองก็จะ lock และให้อาท์พุทออกมาเท่ากับ ลอจิก 0 เมื่อผ่าน NOR GATE ก็จะทำให้ output ที่ CH1 เป็นลอจิก 1 ส่วนเอาท์พุทที่ช่องสัญญาณอื่นนั้นจะให้ลอจิก 0

ในที่นี้จะหลีกเลี่ยงการนำวงจรดังกล่าวมาใช้ เนื่องจากยุ่งยากและวงจรมี IC มากเกินไปทำให้ไม่กระชับรัดพอ ปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขได้โดยใช้ IC DTMF RECEIVER เบอร์ MT 8870 ซึ่งมีคุณสมบัติ คือมี ฟิลเตอร์ที่สามารถ แยกกลุ่มความถี่สูงและกลุ่มความถี่ต่ำออกเป็นกลุ่มและ detect เฉพาะความถี่ออก ส่วน output ที่ได้ นั้นจะถูกตีโคดออกเป็น 4 bit



#### รูป block diagram ภาค decoder

จากรูป จะแสดง block diagram ของภาค decoder ซึ่งใช้ IC MT8870 ร่วมกับ IC เบอร์ 54/74154 ซึ่งเป็นวงจรถอดรหัส จาก 4 เป็น 16 ใช้การถอดรหัสแบบเลขฐานสองในการเลือกเอาท์พุท 1 ใน 16 ใน IC ที่มีข้อมูล input 2 ตัวคือ 1G และ 1G ซึ่งเราสามารถใช้อย่างใดเป็นอินพุทและอีกตัวหนึ่งเป็นขาของแอนนาเบิล (enable) ค่าเอาท์พุทของอินพุททั้งสองตัวจะถูกนำไปด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



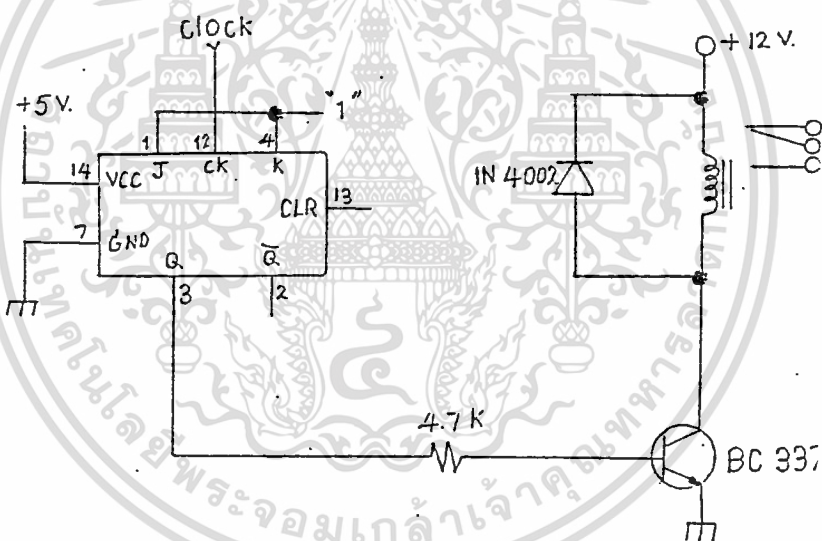
แสดงวงจรภาคถอดรหัส

เป็น input ของ nand gate ทั้ง 16 ตัว ค่า output ของ nand gate แต่ละตัวได้มาจากการถอดรหัสอินพุต binary 4 ตัว

#### 4.5 ภาคฟลิปฟลอปและภาคขับรีเลย์

ตัวฟลิปฟลอปที่อยู่ในภาคฟลิปฟลอปนั้นประกอบด้วยฟลิปฟลอปแยกทำงานอย่างอิสระในแต่ละแชนแนล และฟลิปฟลอปเหล่านี้เราใช้ master-slave FLIP FLOP ซึ่งมีการทำงานดังกล่าวมาแล้ว

เนื่องจากสัญญาณเอาท์พุทที่ได้ไม่สามารถนำไปควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าต่างๆ ได้โดยตรงดังนั้นจึงต้องอาศัยภาคขับรีเลย์เป็นตัวกลางในการติดต่อระหว่างระบบควบคุมกับอุปกรณ์ที่ถูกควบคุม



รูป แสดงวงจรภาคฟลิปฟลอปและภาคขับรีเลย์

สำหรับภาคขับรีเลย์เราใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BC337 ซึ่งสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 800ma เราสามารถหาค่ากระแสที่เราต้องการได้จากความต้านทานของขดลวดรีเลย์และโวลเตจที่ตกคร่อมรีเลย์ซึ่งจะได้ กระแสไหลผ่านรีเลย์ประมาณ 28.58 ma

ซีสเทอร้อิมตัวจะต้องมีค่าเท่ากับ

$$I_b > I_c/hfe$$

$$> 60/50$$

$$> 1.2 \text{ ma}$$

ดังนั้นค่าความต้านทานเบสสูงสุดที่เป็นได้คือ

$$\begin{aligned} R_b &= (V_{CC}-V_{BE})/I_b \\ &= (12-0.7)/1.2 \\ &= 9.4 \text{ k} \end{aligned}$$

การต่อไดโอดคร่อมโพลีเลเยอร์เพื่อป้องกันการพังของทรานซิสเตอร์ ในกรณีที่ทรานซิสเตอร์เข้าสู่สภาวะคัทออฟ พลังงานที่อยู่ในขดลวดรีเลย์อาจจะ ถ่างมาทางทรานซิสเตอร์ทำให้พังได้ การต่อไดโอดเพื่อลดวงจรการคลายการทำงาน จึงช่วยได้สำหรับไดโอด 1N4002 ใส่นี้เพื่อป้องกันกระแสย้อนกลับที่เกิดจากการ เหนี่ยวนำของขดลวดรีเลย์ เมื่อทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน ส่วนตัวต้านทาน 4.6K มีไว้เพื่อจำกัดกระแสไบอัสแก่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ วงจรนี้ฟรีแลนซ์

ในการควบคุมด้วยอิเล็กทรอนิกส์ เราสามารถใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ไปควบคุมประเภทไฟฟ้ากำลังได้ แต่สิ่งหนึ่งที่เสมือนเป็นตัวกลางได้ดีคือรีเลย์ พิจารณาวงจรทรานซิสเตอร์ที่มีโพลีเป็นรีเลย์ พิจารณาวงจรทรานซิสเตอร์ที่มีโพลี เป็นรีเลย์แสดงดังรูปข้างล่าง

วงจรทรานซิสเตอร์สวิทช์ที่มีโหลดเป็นรีเลย์

สมมติว่าในขณะที่สวิทช์ on เราจะป้อน  $V_i$  ด้วยระดับแรงดัน 12 v โดยใช้รีเลย์ 12 V 200 และ  $V_{cc} = 12 V$  ด้วย สามารถคำนวณหาค่า  $R_b$  ได้ดังนี้

ค่ากระแสไหลผ่านรีเลย์ขณะทรานซิสเตอร์อิ่มตัว โดยคิดว่า  
ทรานซิสเตอร์อุดมคติ

$$I_c = V_{cc}/R_L$$

$$= 12/200$$

$$= 60 \text{ mA}$$

#### 4.6 การจัดช่องสัญญาณ

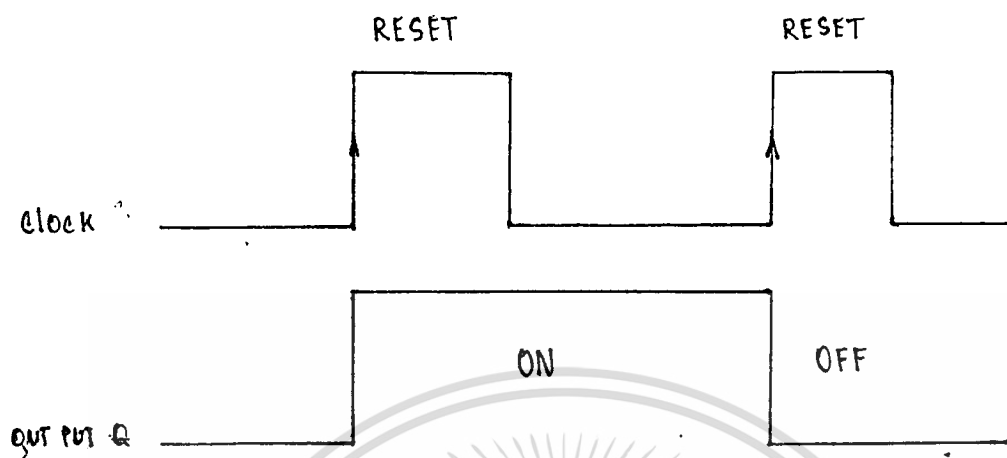
เนื่องจากไอซีเบอร์ MT8870(DTMF receiver) จะให้outputเป็น binary 4 bit และเมื่อทำการมัลติเพล็กซ์(Multiplexer)แล้วจะทำให้เราได้ช่องสัญญาณเป็น 16ช่องสัญญาณในที่นี้ IC เบอร์ MC14514 ซึ่งจะทำให้เท่ากับการเข้ารหัสทางด้านส่ง ซึ่งทำได้ 16 ช่องสัญญาณเช่นกัน และสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จาก Multiplexer นี้จะถูกนำไปทริก (triggering) ให้แก่ฟลิปฟ롭 โดยในที่นี้ใช้ IC เบอร์ MC 14027 และโดยการต่อขา J และ K ร่วมกัน กับลอจิก "1" เพื่อให้เกิดลักษณะการทำงานเปิด-ปิด(on-off) หรือที่เรียกว่า toggle นั้นเอง ส่วนขา S ต่อกับลอจิก "0" และขา R นั้นเนื่องจากถูกนำไปใช้เพื่อเอาท์พุททางด้านรับ มีสภาวะปิดขณะเปิดเครื่อง ดังนั้นจึงต่อกับลอจิก "0" ตามลักษณะการต่อ toggle และต่อกับส่วนของวงจรรีเซ็ตอัตโนมัติ (Automatic Reset) ด้วย นอกจากนั้นที่ขา R นี้ยังต่อกับสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จากการ Multiplexer ด้วยเพื่อต้องการให้ทางด้านส่งสามารถปิดเอาท์พุททางช่องทางด้านรับได้ด้วยและกำหนดให้ช่องสัญญาณนี้เรียกว่า ช่องสัญญาณเคลียร์ (Clear)

เนื่องจากฟลิปฟลอปในที่นี้ใช้ Clock เพื่อทำการ Triggering ในลักษณะขอบขาขึ้น (Leading Edge) เท่านั้น

เราสามารถเห็นความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จาก Multiplexer (หรือสัญญาณ CLOCK) และสัญญาณของเอาท์พุท Q จากฟลิปฟลอป

ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และห้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ดังรูป



รูปแสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ Clock และสัญญาณเอาต์พุต Q ที่ได้

S	R	CK	J	K	Q	Q'	
1	0	X	X	X	1	0	
0	1	X	X	X	0	1	CLEAR
1	1	X	X	X	1	1	
0	0	1	0	0	Q <sub>0</sub>	Q <sub>0</sub> '	
0	0	1	0	1	0	1	
0	0	1	1	0	1	0	
0	0	1	1	1	Toggle		ON-OFF
0	0	0	X	X	Q	Q <sub>0</sub> '	HOLD

รูปแสดง TRUTH TABLE ของ IC เบอร์ MC 14027

และจากการจัดของสัญญาณดังกล่าว จะเห็นได้ว่ามีช่องสัญญาณ 2

ช่องถูกใช้ไปเป็น สัญญาณ RESET และ CLEAR ดังนั้นจากช่องสัญญาณที่ใช้งานจริง

เหลืออีก 14 ช่องสัญญาณ ทรัพยากรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## รายการอุปกรณ์

### RECEIVER

R1	470
R2	47 K
R3	270 K
R4	56 K
R5	680
R6, R8	330
R7	3.3 K
R9, R10	390
VR1	100 K
VR2	10 K
IC	TU 5330
IC	MC 1310
IC	606K
C1, C4	220 pF
C2	47 nF
C3, C7	33 pF
C3, C8	100 nF
C6, C10	180 pF
C9, C11	4.7 uF
C12	20 nF
C13, C14	18 pF
C15	10 pF
C16, C17	10 nF
C18	10 nF
C19, C20	20 nF

### TRANSMITTER

R1	50 K
R2, R3	100 K
R4, R7	470 K
R5	2.2 K
R6, R9	1 K
R8	4 K
R10	3.8 K
R11	3 K
R12	220 K
C1, C3, C9, C11	10uF
C2, C6	47 uF
C5, C9	4.7 uF
C7, C8, C10, C14	15pF
C12, C15	7 pF
C13	3 pF
C16, C19	100uF
C17, C18	0.01uF
Tr1, Tr2	A. 103
Tr, Tr4	2SC458

### ENCODER & DECODE

R1	100	IC MT8870
R2	1 K	IC MV5087
R3, R4	100 K	TTL 54/74154
R5, R6	330	Tr BC337
C1, C2	100 pF	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## รายการอุปกรณ์

### VIDEO WIRE LESS

R1,R2	27 K
R3,R4	10 K
R5,R7	1 K
R6	2.7 K
R8	1.5 K
R9	68
R10	56
VR1	5 K
C1,C2,C3	47 uF
C4	65 uF
C5	180 pF
C6,C7	10 pF
C8	30 pF
C9	100 pF
C10,C12,C11,	
C13,C18,C19	1 nF
C14,C15,C17	6 pF
C16	12 pF
C20	33 pF
C21	220 uF
VC1	9 pF
TR	MRF 559

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

## การทดลอง

## 5-1 การทดสอบเครื่อง REMOTE CONTROL

ในกรณีของเครื่องส่งเมื่อทำการประกอบภาคส่งเข้ากับภาค DTMF ENCODER จากนั้นก็ทำการแหล่งจ่ายแรงดันเพื่อเลี้ยงให้กับวงจรทั้งสอง โดยจ่ายให้ภาคส่ง 12 V และภาค DTMF DECODER 9 VOLT ซึ่งมีกราวด์ต่อร่วมกันเมื่อทำการทดสอบในส่วนนี้แล้วปรากฏว่า เมื่อทำการจูนภาคให้สร้างควมถี่ประมาณ 108 MHz ซึ่งอยู่ในย่านการรับของเครื่องรับ FM ปกติ เมื่อทำการออกอากาศของเครื่องรับที่สร้างขึ้นและใช้เครื่องรับ FM ทั่วไปทำการรับ ผลที่ออกมาพบว่า ใช้การได้ดี จากนั้นก็ทดสอบการเข้ารหัสปรากฏว่าเครื่องรับสามารถรับสัญญาณ DTMF ออกมาได้มีความชัดเจนที่ระดับที่ใช้งานได้

ต่อจากนั้นก็ทำการเปลี่ยนเครื่องรับ FM ทั่วไปที่ใช้ในการทดสอบภาคส่งมาเป็นเครื่องรับ FM ที่สร้างขึ้นเองโดยจะต้องทำการจูนเครื่องส่งให้ผลิตสัญญาณ RF (Radio Frequency) ที่ความถี่ 109 MHz ซึ่งเป็นความถี่ที่เครื่องรับที่สร้างขึ้นสามารถได้ แล้วทำการทดสอบโดยการเปิดเครื่องทั้งสอง ในตอนแรกนั้นไม่สามารถที่จะทำการรับส่งได้ จึงต้องทำการจูนเครื่องโดยอาจจะจูนที่เครื่องส่งหรือ เครื่องรับก็ได้โดยวิธีใดวิธีหนึ่งเมื่อทำการปรับแต่งจนสามารถรับส่งได้ โดยที่ระยะไกลสุดที่ทำการทดลอง จะได้ประมาณ 400-500 m เมื่อลองนำ scope มาจับสัญญาณ DTMF ที่ออกทางภาครับปรากฏว่าสัญญาณมีรูปร่างลักษณะคล้ายกับ DTMF ที่ส่งทางด้านเครื่องส่งแต่ระดับของสัญญาณมีระดับต่ำกว่ามากคือมีค่าไม่ถึง 1 mv ซึ่งถ้านำมาเข้า DTMF decoder สัญญาณ DTMF ดังกล่าวจะไม่สามารถนำมา decode ได้ ดังนั้นในส่วนของการแก้ปัญหาดังกล่าวผู้จัดทำโครงงานนี้ได้ ทำการขยายสัญญาณ DTMF โดยใช้ IC # LM 368 ซึ่งได้อธิบายไปแล้ว ในภาคของเครื่องรับ ซึ่งเรา จะได้ระดับของ DTMF ประมาณ 2 v ซึ่งเพียงพอกับการนำไป decode ได้โดยใช้ IC # CM8870 ซึ่งมันจะทำการถอดรหัส DTMF ออกมาเป็น binary 4 bit แล้วป้อนให้กับ IC# HD74154 ซึ่งจะทำการถอด

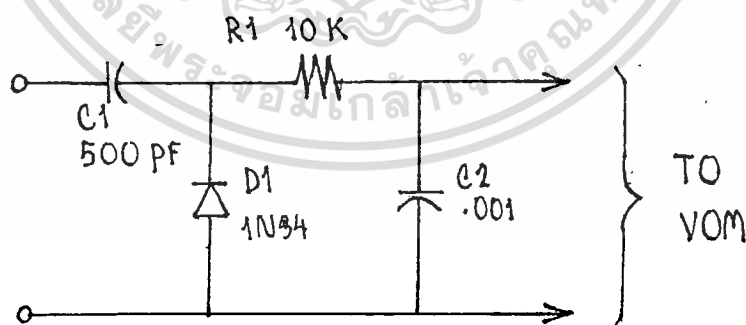
รหัส binary 4 bit ออกมาเป็น 16 ตัว หรือ 16 function ซึ่งจะเท่ากับจำนวนของ KEY ที่เรามีอยู่ทางภาคส่งในส่วนของ การ encode ดังนั้นใน 16 function นี้เราก็นำไปแยกการใช้งานได้ตามต้องการโดยมีการควบคุมทางภาคส่ง ข้อควรระวังก็คือในการใช้ HD 74154 ในขาที่ 18, 19 เราจะต้องลงกราวด์ถ้ามีฉนวน IC ดังกล่าวจะไม่ทำงาน

## 5.2 การทดสอบ VIDEO WIRE LESS

สำหรับ video wire less ในโครงงานนี้ เนื่องจากใช้ความถี่ในย่าน UHF ดังนั้นจึงมีความยุ่งยากในการปรับแต่งและทดสอบอยู่บ้างซึ่งเราจะต้องมีอุปกรณ์ที่จำเป็นที่จะต้องใช้ในการปรับแต่งคือ

- 1 VOM หรือ DVM ซึ่งมีความไวอย่างน้อย 20 กิโลโอมห์/โวลท์
- 2 RF PROBE
- 3 แหล่งจ่ายสัญญาณภาพ (VCR หรือ กล้องโทรทัศน์)
- 4 โทรทัศน์
- 5 50 โอห์ม ดัมมี่โหลด (dummy load)

สำหรับ RF PROBE สร้างง่ายๆโดยใช้วงจรดังรูป



ดัมมี่โหลดจะใช้ตัวต้านทาน 51 ohm ขนาด 1/4 W แทน

ป้อนไฟเข้าวงจรและตรวจสอบไฟ +12 V ที่ R4, R9, R10 และขาคอลเลคเตอร์ของ Q7 ตรวจสอบไฟ +9 V ที่ขาเดรนของ Q8 ตรวจสอบไฟ

1-1.5 V ที่ขาอิมิตเตอร์ของ Q1, Q2, Q9 ตรวจสอบไฟ +4.5 V ที่ขาคอลเลคเตอร์ของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูผู้สอนที่โรงเรียนที่จัดทำเอกสารนี้ไว้เพื่อแจกจ่ายให้นักเรียนนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า Q4, Q5 ที่อิมิตเตอร์ Q7 อาจปรากฏค่าไฟ 4-7V ซึ่งถือว่าเป็นปกติ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าไฟตรงที่จ่ายให้ถูกต้องจึงเริ่มทำการปรับแต่ง ขึ้นแรกตรวจวงจรที่ขาคอลเลคเตอร์ของ Q5 เมื่อต่อขาเบสของ Q6 ลงกราวด์ แรงดันควรเพิ่มมากกว่า 10 volt ถ้าวงจร modulate ทำงาน

และต่อ RF PROBE เขายังรอยต่อของ C3 และ C8 ปรับ L4 จนกระทั่ง Q1 เริ่มที่จะออสซิลเลตซึ่งจะแสดงโดยการอ่านจาก VOM ประมาณ 0.5-1 volt จากนั้นต่อ RF PROBE ยิงขาเบสของ Q3 แล้วทำการปรับ L2 และ L3 โดยการยึดหรือหดคอล์ย เพื่อให้ได้ค่าแรงดันสูงที่สุด จากนั้นต่อ RF PROBE เข้าที่ขาเบสของ Q4 แล้วปรับ L5, L6 จนได้ค่าแรงดันสูงที่สุด ทำการปรับ L2, L3, L4 ซ้ำอีกจนกระทั่งอ่านค่าแรงดันได้สูงสุด ต่อ voltmeter เข้าขาเบสของ Q5 และปรับทริมเมอร์ C22, C25 เพื่อให้ได้ค่าสูงสุด ปรับ L5, L6 ซ้ำอีกที

ต่อด้วยมีโพลดเข้าที่ J2 และต่อ RF PROBE ครอบโพลดนั้นปรับ C22, C25, C28 และตำแหน่งที่แทปออกจาก L8 และ L9 จนกระทั่งไปสังเกตเห็นการเพิ่มขึ้นทางเอาท์พุทอีก

ถ้าภาคใดภาคหนึ่งไม่มีเอาท์พุท สาเหตุอาจจะมาจากการปรับแต่งที่ผิดพลาดของภาคก่อนหน้านั้น เราอาจจะต้องมีการปรับ L2, L3, L5, L6 โดยการยึดหรือหดคอล์ย

ต่อไปทำการเปิดเครื่องรับโทรทัศน์ และทำการปรับแต่งเพื่อรับเอาท์พุท จากเครื่องส่งเริ่มทำงานเราจะเห็น black raster บนจอเครื่องรับต่อสัญญาณไปยัง input jack (j1) และปรับระดับสัญญาณภาพเพื่อที่จะให้ภาพคงที่

ปรับ C36 เพื่อให้เสียงที่คมชัดที่สุด ในขณะที่ป้อนสัญญาณเสียงเข้าทาง C38 เมื่อทำการปรับแต่งเรียบร้อยแล้วหาเสาอากาศสั้นๆ (ประมาณ 1 นิ้ว) ต่อตัวต้านทาน 51 ohm เพื่อจำกัดระยะทางส่ง หรือจะใช้สายอากาศวิปขนาด 6 นิ้ว เพื่อเพิ่มระยะทางก็ได้

### บทสรุปและวิจารณ์

จากการทดลองและผลที่ได้ ก็จะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของเครื่องที่สร้างขึ้นในกรณีของ Remote control มีการทำงานตามจุดประสงค์คือ สามารถทำการควบคุมการทำงานได้ในระยะไกลเป็นร้อยๆ เมตร แต่ก็มีปัญหาเกิดขึ้นบ้างในการสร้างและคัดเลือกอุปกรณ์บางตัว ซึ่งบางทีจะต้องเปลี่ยนจากอุปกรณ์หนึ่งไปเป็นอีกอุปกรณ์หนึ่ง เนื่องจากไม่มีจำหน่าย จึงทำให้ต้องมีการปรับปรุงวงจรเพื่อให้เหมาะสมกับอุปกรณ์ ดังนั้นจึงสร้างความยุ่งยากในการสร้างและการออกแบบ อีกทั้งความยุ่งยากในการสร้าง Inductor ซึ่งส่วนใหญ่จะพันขึ้นเองจึงทำให้ประสิทธิภาพด้อยลงไปบ้างแต่ก็เห็นว่าใช้ได้ โดยส่วนรวมแล้ววงจร Remote control ที่สร้างขึ้นสามารถทำงานได้ดีตามต้องการ

ส่วนในเรื่องของ Video wire less เนื่องจากใช้ความถี่ในย่าน UHF ในช่อง 22 (ช่อง TV) ซึ่งมีความถี่สูง ดังนั้นอุปกรณ์ต่างๆจึงต้องพิถีพิถัน อีกทั้งอุปกรณ์บางตัวไม่มีขาย เช่นกันจึงต้องตัดแปลงวงจรไปบ้างและคัดเลือกอุปกรณ์ตัวใหม่ ปัญหาอีกอย่างที่เกิดขึ้นก็คือระยะทางในการแพร่สัญญาณส่งออกไปมีระยะทางที่ไกลกว่าความเป็นจริงมาก ซึ่งอาจจะเนื่องจากใช้อุปกรณ์แทนและค่าผิดพลาดของอุปกรณ์ต่างๆ อีกทั้งการออกแบบลายปริ้นท์ ตลอดจนการชีลด์ (shield) ในลายวงจรของส่วนต่างๆ ไม่ดีเท่าที่ควรรวมถึงการประกอบลงกล่องต้องมีการชีลด์ที่ดีอีกด้วย เสาอากาศก็เป็นสิ่งสำคัญที่ทำให้ประสิทธิภาพในการรับส่งดีขึ้น ตลอดจนการเพิ่ม Power ให้กับวงจรซึ่งจะต้องมีการพัฒนากันอีกต่อไป

## กิตติกรรมประกาศ

(ACKNOWLEDGMENT)

ขอกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์ กฤดากร กล่อมการ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือในการทำ PROJECT ชั้นนี้ รวมทั้งขอกราบขอบพระคุณ อาจารย์ประจำภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม ที่ได้ให้คำปรึกษาและแนะนำรวมทั้งให้เอกสาร ในการค้นคว้าหาข้อมูล ต่างๆในการสร้าง และขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ประจำห้อง LAB ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม (วิทยาเขตหนองบุรี) ที่ให้ความสะดวกในการใช้เครื่องมือต่างๆจนโครงการชั้นนี้ได้สำเร็จลงด้วยดี รวมทั้งอาจารย์ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรมทุกท่านที่ได้ให้ความร่วมมือในการทำงานเป็นอย่างดี

ผู้จัดทำ

## เอกสารอ้างอิง

- 1 Herbert L. Krass, Charles W. Bostian and Frederick H. Kraab, "Solid State Radio Engineering", John Wiley & Sons, Inc., 534 p., 1980.
- 2 James K. Hardy, "High Frequency Circuit Design", Reston Publishing, 353 p., 1978.
- 3 Wes Hayward, Dong De Maw, "Solid State Design For The Radio Amateur", The American Radio Relay League, Inc., 256 p., 1977.
- 4 William Sheets and Rudolf f. Graf, "Wireless Video Camera Link", Radio Electronics, 120, 51-55, Feb. 16, 1986.
- 5 โคทม อาริยา "วงจรอิเล็กทรอนิกส์" เล่มสอง : วงจรเชิงเส้นและแอมพลิจูด-คาลิเบรชัน มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, 2530
- 6 บรรณกิจ ตันติกลยาภรณ์ "เครื่องรับส่ง" เล่มสอง 78/85 ทร.อดมสข สขมวิท 103 ต.หนองบอน อ.พระโขนง กทม. 10260, 2531
- 7 สุชาติ กิ่งवालจิตต์ "เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร" แผนกวิศวกรรม กองบังคับการตำรวจสื่อสาร กรมตำรวจ, 2532
- 8 Dennis Roddy, John Coolen, "Electronic Communication", 3 Ed., Lake Head University Thunder Bay, Ontario Canada, 1987

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MV5087 DTMF GENERATOR

The MV5087 is fabricated using Plessey Semiconductors' ISO-CMOS high density technology and offers low power and wide voltage operation. An inexpensive 3.58MHz TV crystal completes the reference oscillator. From this frequency are derived 8 different sinusoidal frequencies which, when appropriately mixed, provide Dual-Tone Multi-Frequency (DTMF) tones.

Inputs are compatible with either a standard 2-of-8, or single contact (form A), keyboard. The keyboard entries determine the correct division of the reference frequency by the row and column counters.

D-to-A conversion, using R-2R ladder networks, results in a staircase approximation of a sinewave with low total distortion.

Frequency and amplitude stability over operating voltage and temperature range are maintained within industry DTMF specifications.

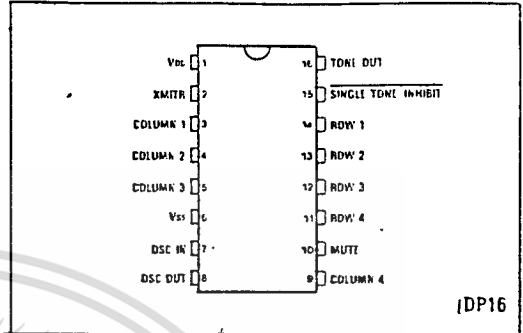


Fig.1 Pin connections - top view

### FEATURES

- Pin-for-Pin Replacement for MK5087
- Low Standby Power
- Minimum External Parts Count
- 3.5V to 10V Operation
- 2-of-8 Keyboard or Calculator-Type Single Contact (Form A) Keyboard Input
- On-Chip Regulation of Output Tone
- Mute and Transmitter Drivers On-Chip
- High Accuracy Tones Provided by 3.58MHz Crystal Oscillator
- Pin-Selectable Inhibit of Single Tone Generation

### APPLICATIONS

#### DTMF Signalling for

- Telephone Sets
- Mobile Radio
- Remote Control
- Point-of-Sale and Banking Terminals
- Process Control

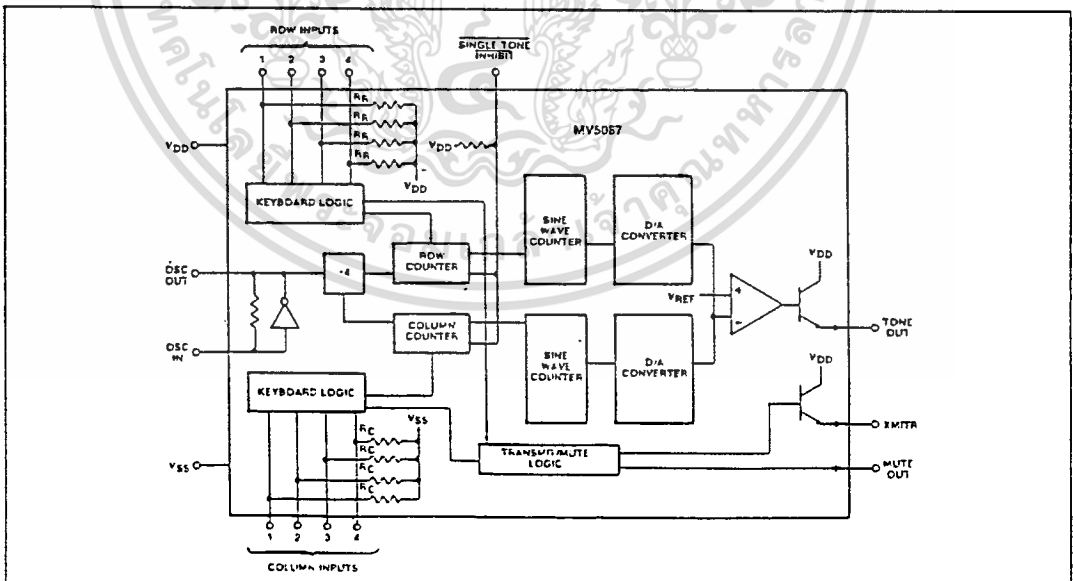


Fig.2 Functional block diagram

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

	MIN.	MAX.		MIN.	MAX.
$V_{DD} - V_{SS}$ Voltage on any pin Current on any pin Operating temperature Storage temperature	-0.3V $V_{SS} - 0.3V$ -40°C -65°C	10.5V $V_{DD} + 0.3V$ +85°C +150°C	Power dissipation Derate 16 mW/°C above 75°C (All leads soldered to PCB)		650 mW

## DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test conditions (unless otherwise stated):

 $T_{amb} = +25^\circ\text{C}$ ,  $V_{DD} = 3.5\text{V}$  to  $10\text{V}$ 

CHARACTERISTICS		SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS			
S U P P L Y	Operating Supply Voltage	$V_{DD}$	3.5		10	V	Ref. to $V_{SS}$		
	Standby Supply Current	$I_{DDs}$		0.2 0.5	100 200	$\mu\text{A}$	$V_{DD} = 3.5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$	No Key Depressed All outputs Unloaded	
	Operating Supply Current	$I_{DD}$		1.0 5.0	2.0 10.0	mA	$V_{DD} = 3.5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}$	One Key Depressed All outputs Unloaded	
I N P U T	SINGLE TONE INHIBIT	INPUT HIGH VOLTAGE	$V_{IH}$	0.7 $V_{DD}$		$V_{DD}$	V		
		INPUT LOW VOLTAGE	$V_{IL}$	0		0.3 $V_{DD}$	V		
		INPUT RESISTANCE	$R_{IN}$		60			k $\Omega$	
	ROW 1-4	INPUT HIGH VOLTAGE	$V_{IH}$	0.9 $V_{DD}$				V	
		INPUT LOW VOLTAGE	$V_{IL}$				0.3 $V_{DD}$	V	
	COLUMN 1-4	INPUT HIGH VOLTAGE	$V_{IH}$	0.7 $V_{DD}$				V	
INPUT LOW VOLTAGE		$V_{IL}$				0.1 $V_{DD}$	V		
O U T P U T S	XMTR	SOURCE CURRENT	$I_{OH}$	-15 -50	-25 -100		mA	$V_{DD} = 3.5\text{V}, V_{OH} = 2.5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}, V_{OH} = 8\text{V}$	No Keyboard Entry
			LEAKAGE CURRENT	$I_{OZ}$		0.1	10	$\mu\text{A}$	$V_{DD} = 10\text{V}, V_{OH} = 0\text{V}$
		MUTE	SINK CURRENT	$I_{OL}$	0.5 1.0			mA	$V_{DD} = 3.5\text{V}, V_{OL} = 0.5\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}, V_{OL} = 0.5\text{V}$
	SOURCE CURRENT		$I_{OH}$	-0.5 -1.0			mA	$V_{DD} = 3.5\text{V}, V_{OH} = 3.0\text{V}$ $V_{DD} = 10\text{V}, V_{OH} = 9.5\text{V}$	Keyboard Entry

## AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test conditions (unless otherwise stated):

 $T_{amb} = +25^\circ\text{C}$ ,  $V_{DD} = 3.5\text{V}$  to  $10\text{V}$ 

CHARACTERISTICS		SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS		
TONE OUT	ROW TONE OUTPUT VOLTAGE	$V_{OR}$	320	400	500	mV <sub>RMS</sub>	Single Tone $R_L = 1\text{K}\Omega$	
	COLUMN TONE OUTPUT VOLTAGE	$V_{OC}$	400	500	630	mV <sub>RMS</sub>		
	EXTERNAL LOAD IMPEDANCE	$R_L$	700			$\Omega$	$V_{DD} = 3.5\text{V}$	
330					$\Omega$	$V_{DD} = 10\text{V}$		
OUTPUT DISTORTION					-20	dB	Total out-of-band power relative to sum of row and column fundamental power	
PRE EMPHASIS, High Band			1		3	dB		
Tone Output Rise Time		$t_r$		3	5	ms		

PIN FUNCTIONS

PIN	NAME	DESCRIPTION
1	$V_{DD}$	Positive Power Supply
2	XMITR	Emitter output of a bipolar transistor whose collector is connected to $V_{DD}$ . With no keyboard input this output remains at $V_{DD}$ and a keyboard input changes the output to a high impedance state. The state of Single Tone Inhibit input has no effect on XMITR output.
3,4,5,9	Column 1-4	These inputs are held at $V_{SS}$ by resistors $R_C$ and sense a valid logic level (approx $1/2 V_{DD}$ ) when tied to a Row input.
6	$V_{SS}$	Negative Power Supply (OV)
7,8	OSC In, OSC Out	On-chip inverter completes the oscillator when a 3,579545 MHz crystal is connected to these pins. OSC In is the inverter input and OSC Out is the output.
10	Mute	This CMOS Output switches to $V_{SS}$ with no keyboard input and to $V_{DD}$ with a keyboard input. This output is unaffected by the state of Single Tone Inhibit.
11,12,13,14	Row 1-4	These inputs are held at $V_{DD}$ by resistors $R_R$ and sense a valid logic level (Approx $1/2 V_{DD}$ ) when tied to a column input.
15	Single Tone Inhibit	This input has a pull-up resistor to $V_{DD}$ and when left unconnected or tied to $V_{DD}$ , single or dual tones may be generated. When $V_{SS}$ is applied dual tones only are generated and no input combinations will cause generation of a single tone.
16	Tone Out	Emitter output of a bipolar NPN transistor whose collector is tied to $V_{DD}$ . Input to this transistor is from an op-amp which mixes, and regulates the output level of, the row and column tones.

ROW AND COLUMN INPUTS

These inputs are compatible with the standard 2-of-8 keyboard, single contact (form A) keyboard and electronic input. Figures 3 and 4 show these input configurations, and Fig. 5 shows the internal structure of these inputs.

When operating with a keyboard, dual tones are generated when any single button is pushed. Single tones are generated when more than one button is pushed in any row

or column. No tones are generated when diagonally-positioned buttons are simultaneously pressed.

An electronic input to a single column generates that single column tone. Inputs to multiple columns generates no tone. An electronic input to a single row generates no tone and a single row tone may be generated only by activating 2 columns and the desired row.

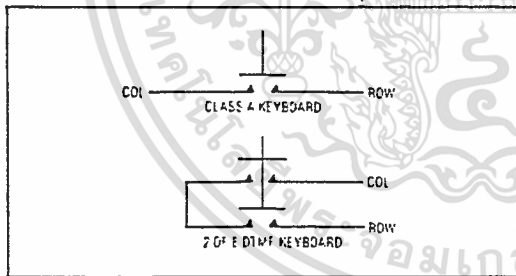


Fig.3 Keyboard configuration

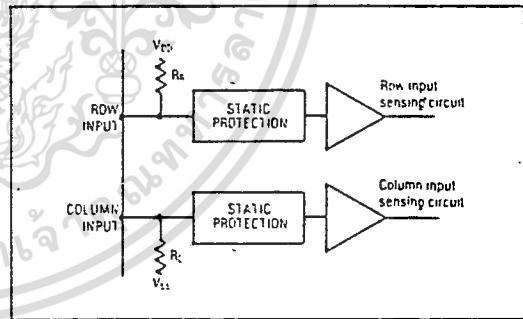


Fig.5 Row and column inputs

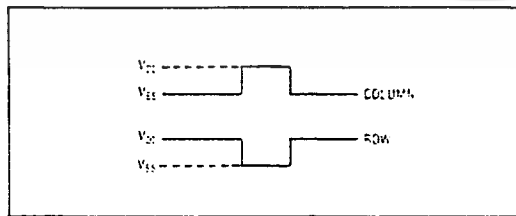


Fig.4 Electronic input

OUTPUT FREQUENCY

Table 1 shows the output frequency deviation from the standard DTMF frequencies when a 3.58MHz crystal is used as the reference.

The row and column output waveforms are digitally synthesised using R-2R D-to-A converters (see Fig.6), resulting in a 'staircase' approximation to a sinewave. An op-amp mixes these tones to produce a dual-tone waveform. Single tone distortion is typically better than 7% and all distortion components of the mixed dual-tone should be -30dB relative to the strongest fundamental (column tone).

	Standard DTMF (Hz)	Tone Output Frequency Using 3.579545 MHz Crystal	Deviation From Standard	
Row	f <sub>1</sub> 697	701.3	+ 0.62	Low Group
	f <sub>2</sub> 770	771.4	+ 0.19	
	f <sub>3</sub> 852	857.2	+ 0.61	
	f <sub>4</sub> 941	935.1	- 0.63	
Column	f <sub>5</sub> 1209	1215.9	+ 0.57	High Group
	f <sub>6</sub> 1336	1331.7	- 0.32	
	f <sub>7</sub> 1477	1471.9	- 0.35	
	f <sub>8</sub> 1633	1645.0	+ 0.73	

Table 1 Output frequency deviation

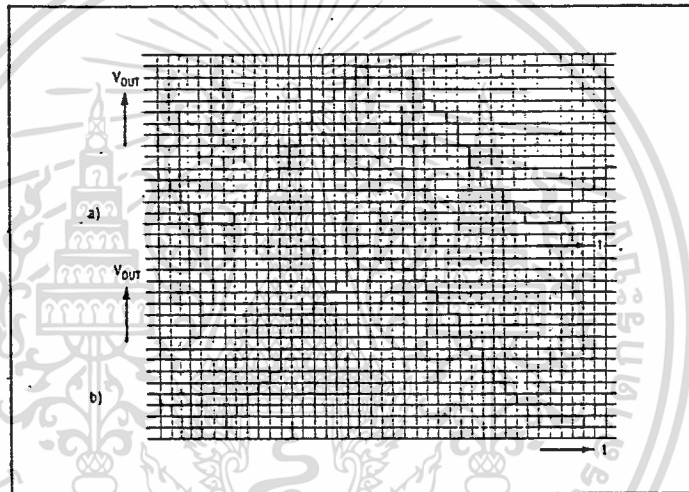


Fig.6 Typical sinewave output (a) Row tones (b) Column tones

DISTORTION MEASUREMENTS

THD for the single tone is defined by:

$$100 \left( \frac{\sqrt{V_{21}^2 + V_{31}^2 + V_{41}^2 + \dots + V_{n1}^2}}{V_{\text{fundamental}}} \right) \%$$

Where V<sub>21</sub> – V<sub>n1</sub> are the Fourier components of the waveform.

THD for the dual tone is defined by:

$$100 \left( \frac{\sqrt{V_{2R}^2 + V_{3R}^2 + \dots + V_{nR}^2 + V_{2C}^2 + V_{3C}^2 + \dots + V_{nC}^2 + V_{\text{IMD}}^2}}{\sqrt{V_{\text{ROW}}^2 + V_{\text{COL}}^2}} \right)$$

where V<sub>ROW</sub> is the row fundamental amplitude  
 V<sub>COL</sub> is the column fundamental amplitude  
 V<sub>2R</sub> – V<sub>nR</sub> are the Fourier component amplitudes of the row frequencies  
 V<sub>2C</sub> – V<sub>nC</sub> are the Fourier component amplitudes of the column frequencies  
 V<sub>IMD</sub> is the sum of all intermodulation components.

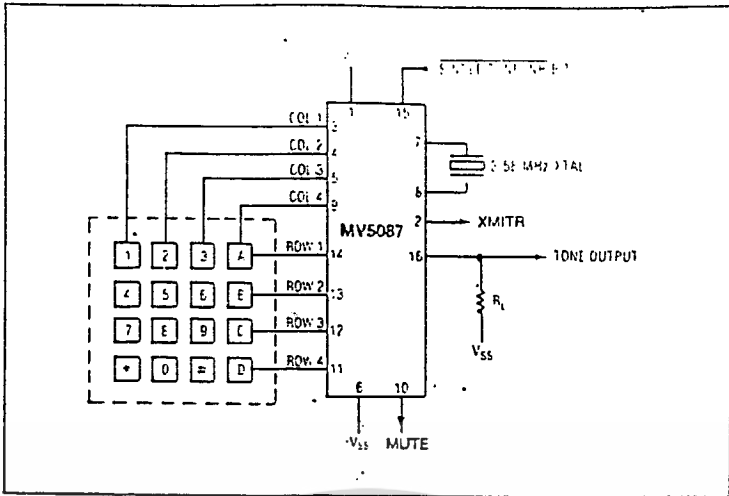


Fig.7 Connection diagram



# MV5089

## DTMF GENERATOR

The MV5089 is fabricated using Plessey Semiconductors' ISO-CMOS high density technology and offers low power and wide voltage operation. An inexpensive 3.58MHz TV crystal completes the reference oscillator. From this frequency are derived 8 different sinusoidal frequencies which, when appropriately mixed, provide Dual-Tone Multi-Frequency (DTMF) tones.

Inputs are compatible with a standard 2-of-8 active-low keyboard and the keyboard entries determine the correct division of the reference frequency by the row and column counters. D-to-A conversion, using R-2R ladder networks, results in a 'staircase' approximation of a sine wave with low total distortion.

Frequency stability over operating voltage and temperature range are maintained within industry DTMF standards.

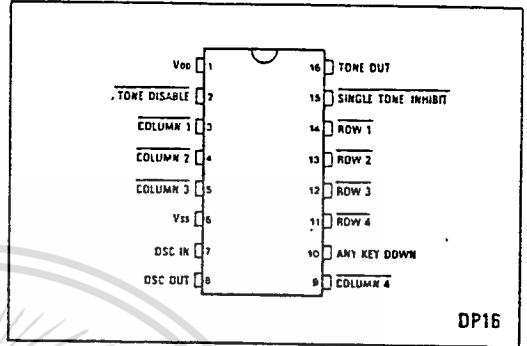


Fig.1 Pin connections - top view

### FEATURES

- Pin-for-Pin Replacement for MK5089
- Low Standby Power
- Minimum External Parts Count
- 2.75V to 10V Operation
- 2-of-8 Keyboard Input
- High Accuracy Tones Provided by 3.58MHz Crystal Oscillator
- Pin-Selectable Inhibit of Single Tone Generation

### APPLICATIONS

#### DTMF Signalling for

- Telephone Sets
- Mobile Radio
- Remote Control
- Point of Sale and Banking Terminals
- Process Control

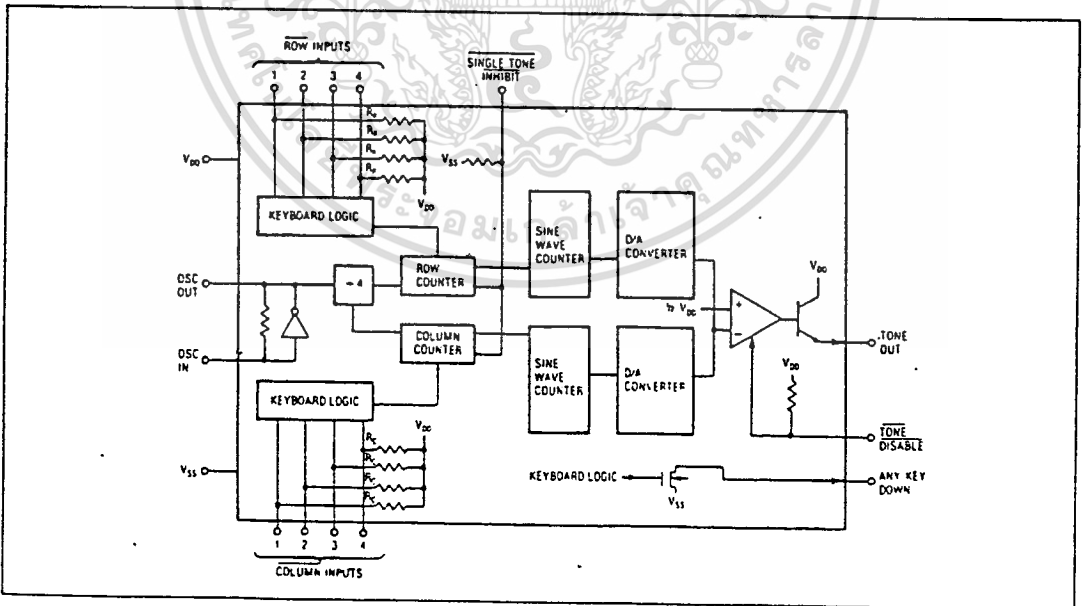


Fig.2 Functional block diagram

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

	MIN.	MAX.		MIN.	MAX.
$V_{DD} - V_{SS}$ Voltage on any pin Current on any pin Operating temperature Storage temperature	-0.5V $V_{SS} - 0.3V$ -40°C -65°C	10.5V $V_{DD} + 0.3V$ 10 mA -85°C +150°C	Power dissipation Derate 16 mW/°C above 75°C (All leads soldered to PCB)		850 mW

## DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test conditions (unless otherwise stated):  
 $T_{amb} = +25^{\circ}C$ ,  $V_{DD} = 3V$  to  $10V$

CHARACTERISTICS		SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS	
SUPPLY	Operating Supply Voltage	$V_{DD}$	2.75		10	V	Ref. to $V_{SS}$
	Standby Supply Current	$I_{DDs}$		0.2	100	$\mu A$	$V_{DD} = 3V$ No Key Depressed
				0.5	200	$\mu A$	$V_{DD} = 10V$ All outputs Unloaded
	Operating Supply Current	$I_{DD}$		1.0	2.0	mA	$V_{DD} = 3V$ One Key Depressed
			5.0	10.0	mA	$V_{DD} = 10V$ All outputs Unloaded	
INPUTS	SINGLE TONE INHIBIT.	$V_{IH}$	$0.7V_{DD}$		$V_{DD}$	V	
		$V_{IL}$	0		$0.3V_{DD}$	V	
	TONE DISABLE	$R_{IN}$		60		k $\Omega$	
	ROW 1-4	$V_{IH}$	$0.7V_{DD}$		$V_{DD}$	V	
COLUMN 1-4	$V_{IL}$	0		$0.3V_{DD}$	V		
OUTPUTS	ANY KEY DOWN	SINK CURRENT	$I_{OL}$	0.5		mA	$V_{DD} = 3V, V_{OL} = 0.5V$
				1.0		mA	$V_{DD} = 10V, V_{OL} = 0.5V$
		LEAKAGE CURRENT	$I_{CZ}$		1	$\mu A$	$V_{DD} = 3V$

## AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test conditions (unless otherwise stated):  
 $T_{amb} = +25^{\circ}C$ ,  $V_{DD} = 3V$  to  $10V$

CHARACTERISTICS		SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS	
TONE OUT	OUTPUT LEVEL, ROW	$V_{OUT}$	-10	-8	-7	dBm	$V_{DD} = 3V$ , Single Tone, $R_L = 100k\Omega$
	PRE EMPHASIS, High Band		2.4	2.7	3.0	dB	
	OUTPUT DISTORTION (Dual Tone)				-20	dB	Total out-of-band power relative to sum of row and column fundamental power
	Tone Output Rise Time	$t_r$		3	5	ms	Time for waveform to reach 90% of magnitude of either frequency from initial key stroke

PIN FUNCTIONS

PIN	NAME	DESCRIPTION
1	V <sub>DD</sub>	Positive Power Supply
2	TONE DISABLE	This input has an internal pull-up resistor to V <sub>DD</sub> . When connected to V <sub>SS</sub> no tones are generated by any key depression allowing the keyboard to be used for purposes other than DTMF signalling.
3,4,5,9	COLUMN 1-4	These CMOS inputs are held at V <sub>DD</sub> by an internal pull-up resistor and are activated by the application of V <sub>SS</sub> .
6	V <sub>SS</sub>	Negative Power Supply (0V)
7,8	OSC IN, OSC OUT	On-chip inverter completes the oscillator when a 3.58 MHz Crystal is connected to these pins. OSC IN is the inverter input and OSC OUT is the output.
10	Any Key Down	This is an NMOS transistor output which switches to V <sub>SS</sub> while any key is depressed. Otherwise this output is high impedance. Switching is independent of Tone Disable and Single Tone Inhibit.
11,12,13,14	Row 1-4	As Column 1-4 Inputs.
15	Single Tone Inhibit	This input has a pull-down resistor to V <sub>SS</sub> . When left unconnected or tied to V <sub>SS</sub> , dual tones may be generated, but keyboard input combinations resulting in single tone generation are inhibited. When V <sub>DD</sub> is applied single or dual tones may be generated.
16	Tone Out	Emitter output of a bipolar NPN transistor whose collector is tied to V <sub>DD</sub> . Input to this transistor is from an op-amp which mixes the Row and Column tones.

ROW AND COLUMN INPUTS

These inputs are compatible with the standard 2-of-8 keyboard or with an electronic input. Figures 3 and 4 show these input configurations and Fig.5 shows the internal chip structure of these inputs.

When operating with a keyboard, dual tones are generated when any single button is pushed.

With Single Tone Inhibit at V<sub>DD</sub>, connection of V<sub>SS</sub> to a single column causes the generation of that Column tone. Connection of V<sub>SS</sub> to more than one Column will result in no Column tones being generated. Connection of V<sub>SS</sub> to Rows only generates no tone - a Column must be connected to V<sub>SS</sub>.

A single Row tone only may be generated by connecting 2 columns, and the desired row, to V<sub>SS</sub>.

OUTPUT TONE LEVEL

The output tone level of the MV5089 is proportional to the applied DC supply voltage.

A regulated supply will normally be used which may be designed to provide stability over the temperature range.

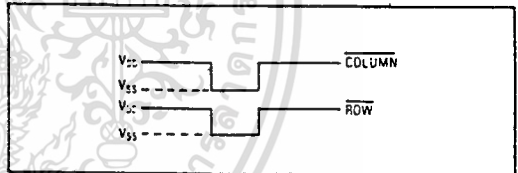


Fig.4 Electronic input

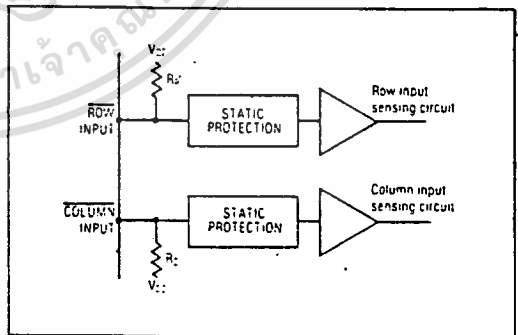


Fig.5 Row and Column inputs

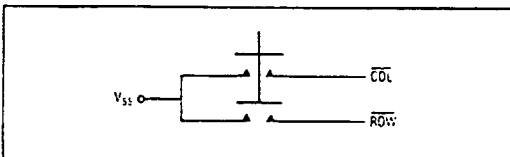


Fig.3 2 of 8 DTMF keyboard

**OUTPUT FREQUENCY**

Table 1 shows the output frequency deviation from the standard DTMF frequencies when a 3.58MHz crystal is used as the reference.

The row and column output waveforms are digitally synthesised using R-2R D-to-A converters (see Fig.6) resulting in staircase approximations to a sinewave. An op-amp mixes these tones to produce a dual-tone waveform. Single tone distortion is typically better than 7% and all distortion components of the mixed dual-tone should be -30dB relative to the strongest fundamental (column tone).

	Standard DTMF (Hz)	Tone Output Frequency Using 3.579545 MHz Crystal	% Deviation From Standard
Row	f <sub>1</sub> 697	701.3	+ 0.62
	f <sub>2</sub> 770	771.4	+ 0.19
	f <sub>3</sub> 852	857.2	+ 0.61
	f <sub>4</sub> 941	935.1	- 0.63
Column	f <sub>5</sub> 1209	1215.9	+ 0.57
	f <sub>6</sub> 1336	1331.7	- 0.32
	f <sub>7</sub> 1477	1471.9	- 0.35
	f <sub>8</sub> 1633	1645.0	+ 0.73

Table 1 Output frequency deviation

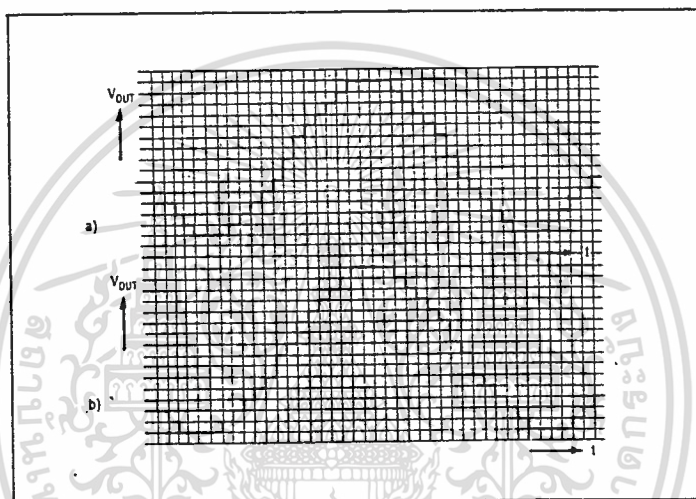


Fig.6 Typical sinewave output (a) Row tones (b) Column tones

**DISTORTION MEASUREMENTS**

THD for the single tone is defined by:

$$100 \left( \frac{\sqrt{V_{2f}^2 + V_{3f}^2 + V_{4f}^2 + \dots + V_{nf}^2}}{V_{\text{fundamental}}} \right) \%$$

Where V<sub>2f</sub> – V<sub>nf</sub> are the Fourier components of the waveform.

THD for the dual tone is defined by:

$$100 \left( \frac{\sqrt{V_{2R}^2 + V_{3R}^2 + \dots + V_{nR}^2 + V_{2C}^2 + V_{3C}^2 + \dots + V_{nC}^2 + V_{\text{IMD}}^2}}{\sqrt{V_{\text{ROW}}^2 + V_{\text{COL}}^2}} \right)$$

- where V<sub>row</sub> is the row fundamental amplitude
- V<sub>col</sub> is the column fundamental amplitude
- V<sub>2R</sub> – V<sub>nR</sub> are the Fourier component amplitudes of the row frequencies
- V<sub>2C</sub> – V<sub>nC</sub> are the Fourier component amplitudes of the column frequencies
- V<sub>IMD</sub> is the sum of all intermodulation components.

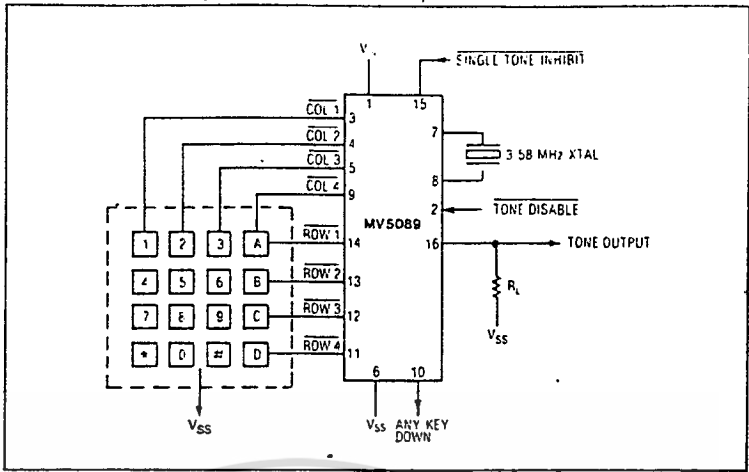


Fig.7 connection diagram



# MV8870

## DTMF RECEIVER WITH HIGH AND LOW GROUP FILTER OUTPUTS

The MV8870 is a complete DTMF receiver integrating both the bandsplit filter and digital decoder functions, fabricated on Plessey Semiconductors' double-poly CMOS technology. The filter section uses switched capacitor techniques for high- and low- group filters and dial-tone rejection; the decoder uses digital counting techniques to detect and decode all 16 DTMF tone-pairs into a 4-bit code. External component count is minimised by on-chip provision of a differential input amplifier, clock oscillator and latched 3-state bus interface.

### FEATURES

- Complete DTMF Receiver
- Central Office Quality
- Lower Power Consumption
- Adjustable Acquisition and Release Times

### APPLICATIONS

- PABX
- Central Office
- Key Systems
- Mobile Radio
- Remote Control
- Remote Data Entry

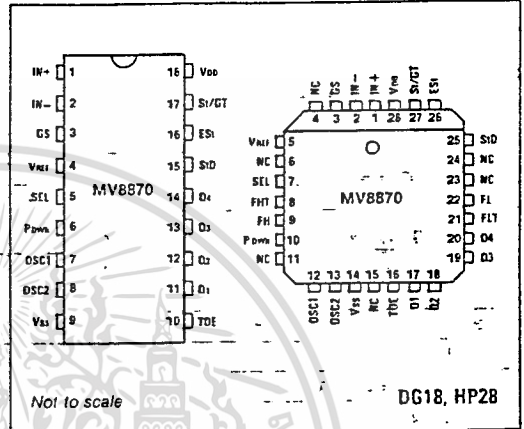


Fig.1 Pin connections (top view)

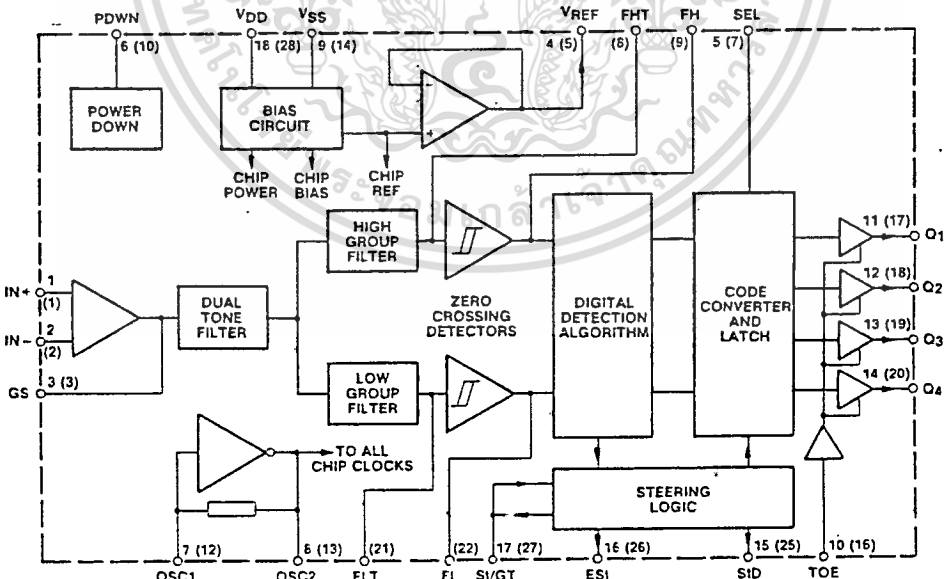


Fig.2 Function block diagram (pin numbers in brackets refer to HP package)

MV8870

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (NOTE 1)

Parameter	Min.	Max.	Unit
Power supply voltage $V_{DD} - V_{SS}$		6	V
Voltage on any pin	$V_{SS} - 0.3$	$V_{DD} + 0.3$	V
Current at any pin		10	mA
Operating temperature	-40	+85	°C
Storage temperature	-65	+150	°C
Package power dissipation (Note 2)		1000	mW

NOTES

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

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test conditions (unless otherwise stated):

$V_{DD} = +5V, V_{SS} = 0V, T_{amb} = +25^\circ C$

Characteristic	Symbol	Value			Unit	Conditions
		Min.	Typ.	Max.		
Operating supply voltage	$V_{DD}$	4.75		5.25	V	
Operating supply current	$I_{DD}$		3.0	7	mA	
Power consumption	$P_O$		15	35	mW	$f = 3.579MHz$
Low level input voltage	$V_{IL}$			1.5	V	
High level input voltage	$V_{IH}$	3.5			V	
Input leakage current	$I_{IH}/I_{IL}$		0.1		$\mu A$	$V_{IN} = V_{SS}$ or $V_{DD}$
Pull up source current	$I_{SQ}$		7.5	15.0	$\mu A$	TOE = 0V
Input impedance (IN+ & IN-)	$R_{IN}$		10		M $\Omega$	At 1kHz
Steering threshold voltage	$V_{TSI}$	2.2	2.35	2.5	V	
Low level output voltage	$V_{OL}$		0.03		V	No load
High level output voltage	$V_{OH}$		4.97		V	No load
Output low (sink) current	$I_{OL}$	1.0	2.5		mA	$V_{OUT} = 0.4V$
Output high (source) current	$I_{OH}$	0.4	0.8		mA	$V_{OUT} = 4.6V$
Output voltage ( $V_{REF}$ pin)	$V_{REF}$	2.4		2.7	V	No load
Output resistance ( $V_{REF}$ pin)	$R_{OR}$		10		k $\Omega$	

OPERATING CHARACTERISTICS, GAIN SETTING AMPLIFIER

Test conditions (unless otherwise stated):

$V_{DD} = +5V, V_{SS} = 0V, T_{amb} = +25^\circ C$

Characteristic	Symbol	Value			Unit	Conditions
		Min.	Typ.	Max.		
Input leakage current	$I_{IN}$		$\pm 100$		nA	$V_{SS} < V_{IN} < V_{DD}$
Input resistance	$R_{IN}$		10		M $\Omega$	
Input offset voltage	$V_{OS}$		$\pm 25$		mV	
Power supply rejection	PSRR		60		dB	1kHz
Common mode rejection	CMRR		60		dB	$V_{IN} = V_{REF} \pm 1.3V$
DC open loop voltage gain	$A_{VOL}$		65		dB	
Open loop unity gain bandwidth	$f_c$		1.5		MHz	
Output voltage swing	$V_O$		4.5		V p-p	$R_L \geq 100k\Omega$ to $V_{SS}$
Tolerable capacitive load (GS)	$C_L$		100		pF	
Tolerable resistive load (GS)	$R_L$		50		k $\Omega$	
Common mode range	$V_{CM}$		3.0		V p-p	No load

## AC CHARACTERISTICS

Test conditions (unless otherwise stated):

 $V_{DD} = +5V$ ,  $V_{SS} = 0V$ ,  $T_{amb} = +25^{\circ}C$ ,  $f_{CLK} = 3.579545MHz$ , using test circuit of Fig.3.

Characteristic		Symbol	Value			Unit	Notes
			Min.	Typ.	Max.		
Valid input signal level (each tone of composite signal)	Min.				-29	dBm	1,2,3,5,6,9
					27.5	mVRMS	1,2,3,5,6,9
	Max.		+1			dBm	1,2,3,5,6,9
			883			mVRMS	
Twist accept limit	Positive		10			dB	2,3,6,9
	Negative		10			dB	2,3,5,9
Freq. deviation accept limit					$\pm 1.5\%$ $\pm 2Hz$	Nom.	2,3,5,9
Freq. deviation reject limit			$\pm 3.5\%$			Nom.	2,3,5
Third tone tolerance				-16		dB	2,3,4,5,9,10
Noise tolerance				-12		dB	2,3,4,5,7,9,10
Dial tone tolerance				+18		dB	2,3,4,5,8,9,10
Tone present detection time		$t_{DP}$	5	11	14	ms	Refer to Fig.5
Tone absent detection time		$t_{DA}$	0.5	4	8.5	ms	
Tone duration accept		$t_{REC}$			40	ms	(User adjustable) Refer to 'Guard Time Adjustment'
Tone duration reject		$t_{REC}$	20			ms	
Interdigit pause accept		$t_{ID}$			40	ms	
Interdigit pause reject		$t_{ID}$	20			ms	
Propagation delay (Q to Q)		$t_{PQ}$		8	11	$\mu s$	TOE = $V_{DD}$
Propagation delay (St to StD)		$t_{PSID}$		12		$\mu s$	
Output data set up (Q to StD)		$t_{OSID}$		3.4		$\mu s$	
Propagation delay (TOE to Q)		Enable	$t_{PTE}$	50	60	ns	$R_L = 10k\Omega$
		Disable	$t_{PTD}$	300		ns	$C_L = 50pF$
Crystal/clock frequency		$f_{CLK}$	3.5759	3.5795	3.581	MHz	
Clock output (OSC2)		Capacitive load	$C_{LO}$		30	pF	

## NOTES

1. dBm = decibels above or below a reference power of 1mW into a 600 ohm load.
2. Digit sequence consists of all 16 DTMF tones.
3. Tone duration = 40ms. Tone pause = 40ms.
4. Nominal DTMF frequencies are used.
5. Both tones in the composite signal have an equal amplitude.
6. Tone pair is deviated by  $\pm 1.5\% \pm 2Hz$ .
7. Bandwidth limited (0 to 3kHz) Gaussian Noise.
8. The precise dial tone frequencies are 350Hz and 440Hz  $\pm 2\%$ .
9. For an error rate of better than 1 in 10,000.
10. Reference to lowest level frequency component in DTMF signal.

MV8870

INPUT CONFIGURATION

The input arrangement of the MV8870 provides a differential input operational amplifier as well as a bias source (VREF) 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 Fig.3 with the op-amp connected for unity gain and VREF biasing the input at 1/2 VDD. Fig.4 shows the differential configuration, which permits the adjustment of gain with the feedback resistor R3.

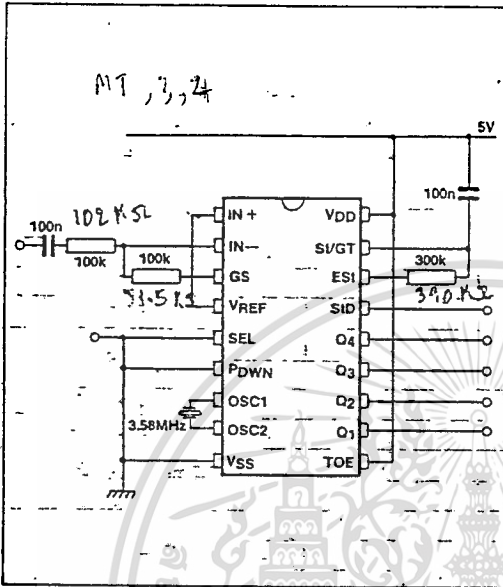


Fig.3 Single ended input configuration

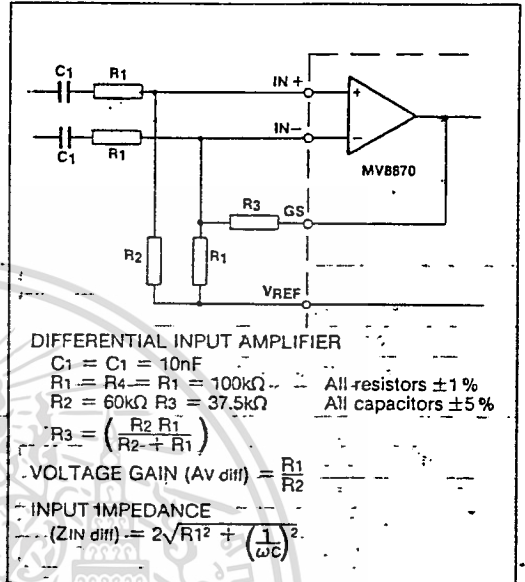


Fig.4 Differential input configuration

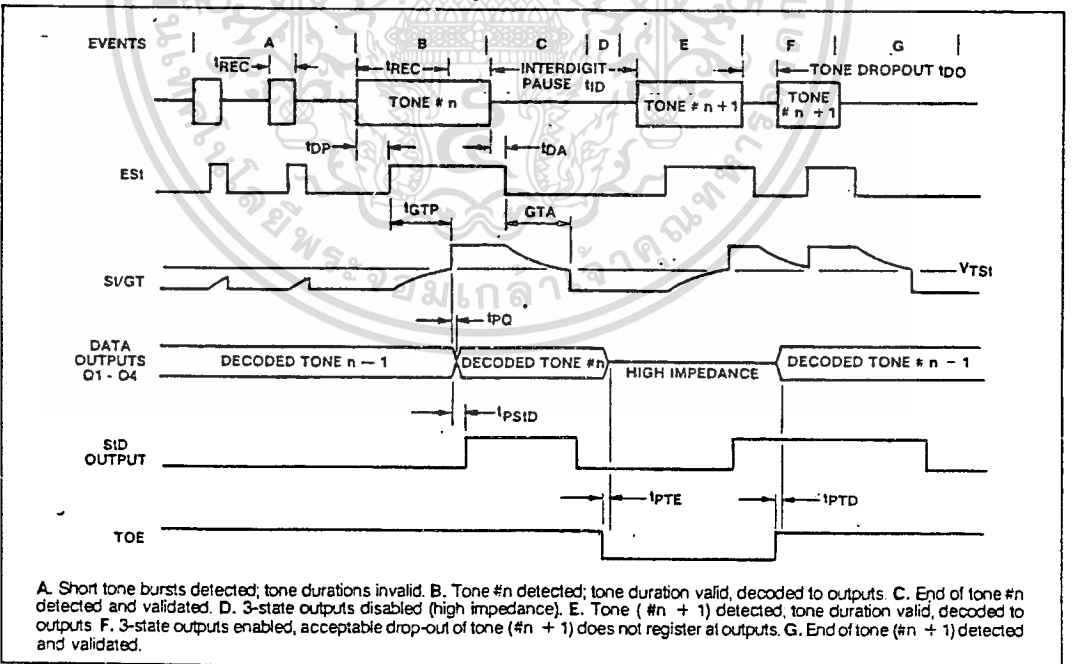


Fig.5 Timing diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## PIN DESCRIPTIONS

Pin		Name	Description	
HP	DG			
1	1	IN +	Non-inverting input	Connections to the front-end differential amplifier
2	2	IN-	Inverting input	
3	3	GS	Gain select. Gives access to output of front-end differential amplifier for connections of feedback resistor.	
5	4	VREF	Reference voltage output, nominally $V_{DD}/2$ . May be used to bias the inputs at mid-rail (see application diagram).	
7	5	SEL	Logic '1' or '0' selects one of two truth tables (see Table 1).	
10	6	P <sub>DWN</sub>	Power down active high, internal pulldown resistor. A high level signal powers down and inhibits the oscillator.	
12	7	OSC1	Clock input	3.579545MHz crystal connected between these pins completes internal oscillator.
13	8	OSC2	Clock output	
14	9	V <sub>SS</sub>	Negative power supply, normally connected to 0V.	
16	10	TOE	3-state output enable (input). Logic high enables the outputs Q1 - Q4. Internal pull-up.	
17	11	Q1	3-state data outputs. When enabled by TOE, provide the code corresponding to the last valid tone-pair received (see Table 1).	
18	12	Q2		
19	13	Q3		
20	14	Q4		
25	15	StD	Delayed steering output presents a logic high when a received tone-pair has been registered and the output high latch updated; returns to logic low when the voltage on St/GT falls below $V_{TSI}$ .	
26	16	ES1	Early steering output. Presents a logic high immediately when the digital algorithm detects a recognisable tone-pair (signal conditions). Any momentary loss of signal condition will cause ES1 to return to a logic low.	
27	17	St/GT	Steering input/guard time output (bidirectional). A voltage greater than $V_{TSI}$ detected at St causes the device to register the detected tone-pair and update the output latch. A voltage less than $V_{TSI}$ 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 ES1 and the voltage on St (see Table 1).	
28	18	V <sub>DD</sub>	Positive power supply.	
8	-	FHT	High group sine wave filter output.	
21	-	FLT	Low group sine wave filter output.	
9	-	FH	High group square wave filter output.	
22	-	FL	Low group square wave filter output.	

## FUNCTIONAL DESCRIPTION

The MV8870 monolithic DTMF receiver offers small size, low power consumption and high performance. Its architecture consists of a bandsplit filter section, which separates the high and low tones of a received pair, followed by a digital counting section which verifies the frequency and duration of the received tones before passing the corresponding code to the output bus.

## Filter Section

Separation of the low-group and high-group tones is achieved by applying the dual-tone signal to the inputs of two sixth-order switched-capacitor bandpass filters, the bandwidths of which correspond to the bands enclosing the low-group and high-group tones (see Fig.6).

The filter section also incorporates notches at 350Hz and 440Hz for exceptional dial-tone rejection. Each filter output is followed by a single-order switched capacitor section to smooth the signals prior to limiting.

Limiting is performed by high-gain comparators which are provided with hysteresis to prevent detection of unwanted low-level signals and noise; the outputs of the comparators

provide full-rail logic swings at the frequencies of the incoming tones.

For testing and monitoring, the high and low group filter outputs (FHT, FLT, FH and FL) are available on pins 8, 21, 9 and 22 respectively (HP package only).

## Decoder Section

The decoder uses digital counting techniques to determine the frequencies of the limited tones and to verify that they correspond to standard DTMF frequencies. A complex averaging algorithm protects against tone simulation by extraneous signals, such as voice, while providing tolerance to small frequency deviations and variations. The averaging algorithm has been developed to ensure an optimum combination of immunity to 'talk-off' and tolerance to the presence of interfering signals ('third tones') and noise. When the detector recognises the simultaneous presence of two valid tones (referred to as 'signal condition' in some industry specifications), it raises the 'Early Steering' flag (ES1). Any subsequent loss of signal condition will cause ES1 to fall.

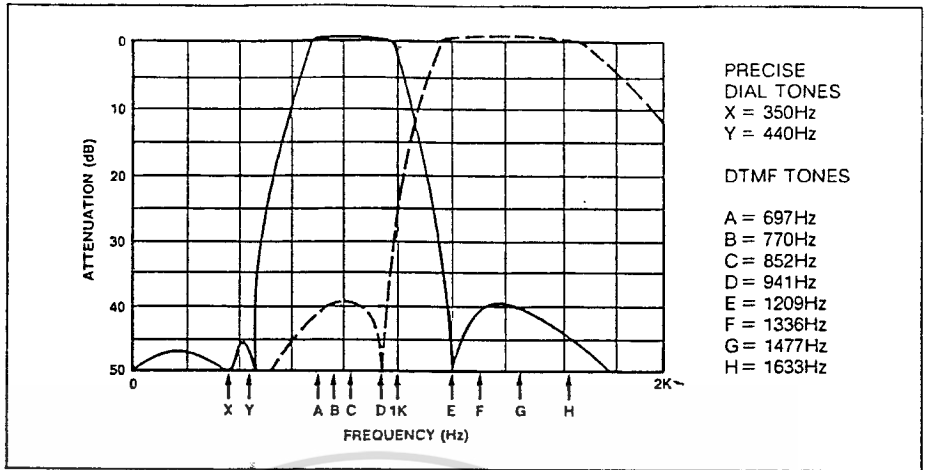


Fig.6 Typical filter characteristic

Flow	FHIGH	KEY	TOE	SEL	Q <sub>4</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>1</sub>
697	1209	1	H	L	0	0	0	1
697	1336	2	H	L	0	0	1	0
697	1477	3	H	L	0	0	1	1
770	1209	4	H	L	0	1	0	0
770	1336	5	H	L	0	1	0	1
770	1477	6	H	L	0	1	1	0
852	1209	7	H	L	0	1	1	1
852	1336	8	H	L	1	0	0	0
852	1477	9	H	L	1	0	0	1
941	1336	0	H	L	1	0	1	0
941	1209	*	H	L	1	0	1	1
941	1477	#	H	L	1	1	0	0
697	1633	A	H	L	1	1	0	1
770	1633	B	H	L	1	1	1	0
852	1633	C	H	L	1	1	1	1
941	1633	D	H	L	0	0	0	0
697	1209	1	H	H	0	0	0	1
697	1336	2	H	H	0	0	1	0
697	1477	3	H	H	0	0	1	1
770	1209	4	H	H	0	1	0	0
770	1336	5	H	H	0	1	0	1
770	1477	6	H	H	0	1	1	0
852	1209	7	H	H	0	1	1	1
852	1336	8	H	H	1	0	0	0
852	1477	9	H	H	1	0	0	1
941	1336	0	H	H	0	0	0	0
941	1209	*	H	H	1	0	1	0
941	1477	#	H	H	1	0	1	1
697	1633	A	H	H	1	1	0	0
770	1633	B	H	H	1	1	0	1
852	1633	C	H	H	1	1	1	0
941	1633	D	H	H	1	1	1	1
		ANY	L	ANY	Z	Z	Z	Z

L = Logic low, H = Logic high, Z = High impedance

Table 1 Functional decode table

**STEERING CIRCUIT**

Before registration of a decoded tone-pair, the receiver checks for a valid signal duration (referred to as 'character recognition condition'). This check is performed by an external RC time constant driven by ES1. A logic high on ES1 causes Vc (see Fig.7) to rise as the capacitor discharges. Provided signal-condition is maintained (ES1 remains high) for the validation period (tGTP), Vc reaches the threshold (V1St) of the steering logic to register the tone pair, latching its corresponding 4-bit code (see Table 1) into the output latch. At this point, the GT output is activated and drives Vc to VDD. GT continues to drive high as long as ES1 remains high. Finally, after a short delay to allow the output latch to settle, the 'delayed steering' output flag, StD, goes high, signalling that a received tone pair has been registered. The contents of the output latch are made available on the 4-bit output bus by raising the 3-state control input (TOE) to a logic high. The steering circuit works in reverse to validate the interdigit pause between signals. Thus, as well as rejecting signals too short to be considered valid, the receiver will tolerate signal interruptions ('drop-out') too short to be considered a valid pulse. The 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.

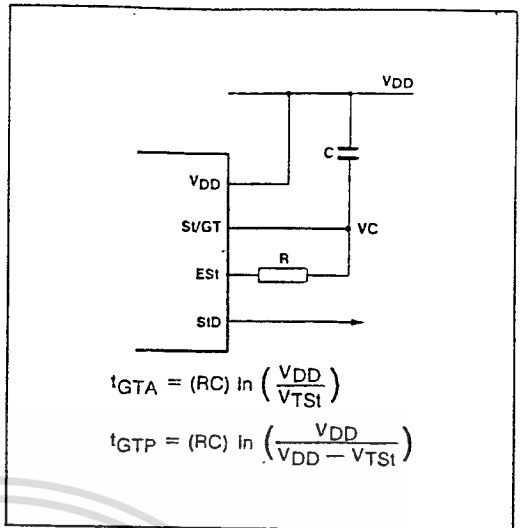


Fig.7 Basic steering circuit

**Guard Time Adjustments**

In many situations not requiring independent selection of receive and pause, the simple steering circuit of Fig.7 is applicable. Component values are chosen according to the following formulae:

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

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

The value of tDP is a parameter of the device (see AC Characteristics) and tREC is the minimum signal duration to be recognised by the receiver. A value for C of 0.1µF is recommended for most applications, leaving R to be selected by the designer. For example, a suitable value of R for a tREC of 40ms would be 300kΩ.

Different steering arrangements may be used to select independently the guard times for tone-present (tGTP) and tone-absent (tGTA). This may be necessary to meet system specification 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 tREC improves talk-off performance, since it reduces the probability that tones simulated by speech will maintain signal condition for long enough to be registered. On the other hand, a relatively short tREC with a long tDP would be appropriate for extremely noisy environments where fast acquisition time and immunity to drop-outs would be requirements. Design information for guard time adjustment is shown in Fig.8.

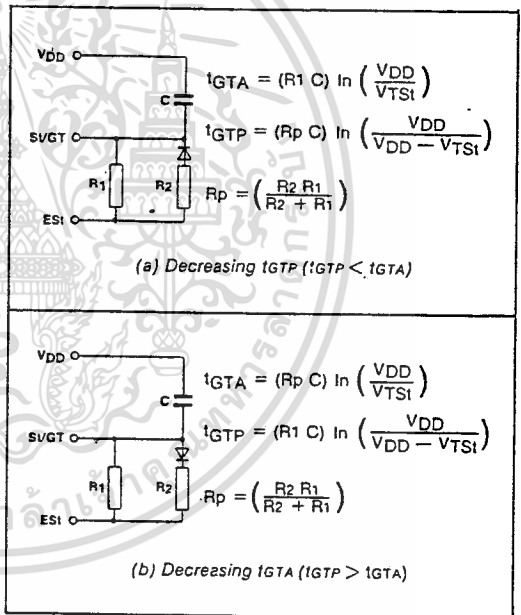


Fig.8 Guard time adjustment

# MV8870-1

## DTMF RECEIVER

The MV8870-1 is a complete DTMF receiver integrating both the bandsplit filter and digital decoder functions, fabricated in Plessey Semiconductors' double-poly 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 minimised by on-chip provision of a differential input amplifier, clock oscillator and latched 3-state bus interface.

### FEATURES

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

### APPLICATIONS

- Receiver Systems for BT or CEPT Specifications
- Paging Systems
- Repeater Systems/Mobile Radio
- Credit Card Systems
- Remote Control

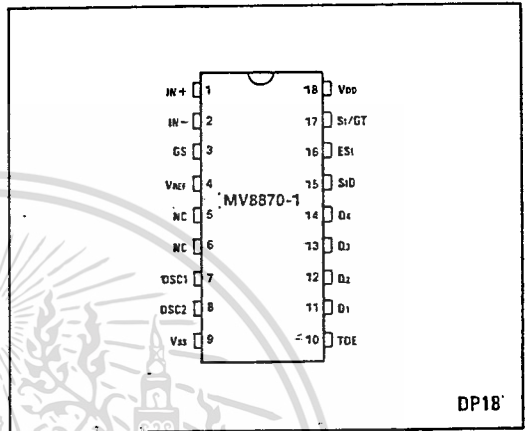


Fig.1 Pin connections - top view

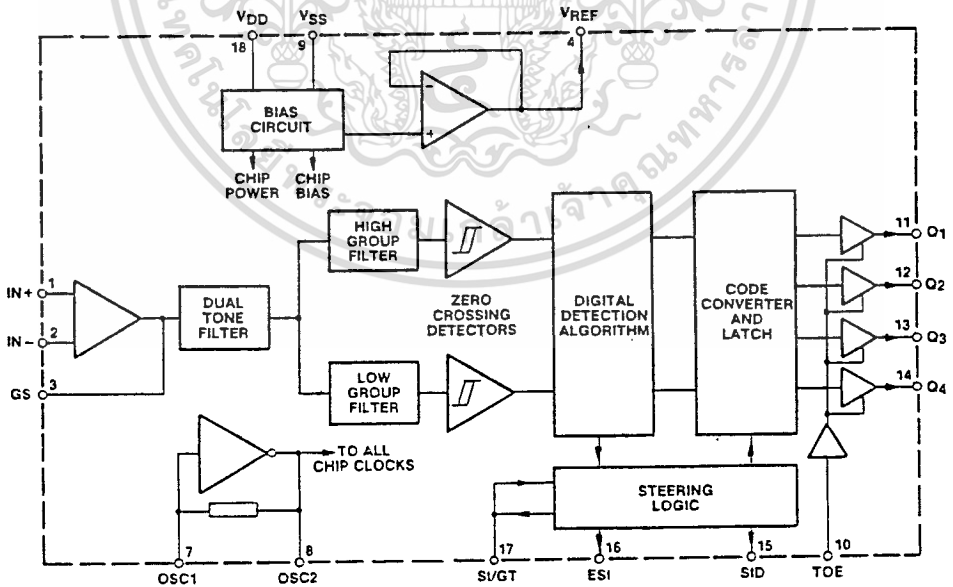


Fig.2 Functional block diagram

**FUNCTIONAL DESCRIPTION**

The MV8870-1 monolithic DTMF receiver offers small size, low power consumption and high performance. Its architecture consists of a bandsplit filter section, which separates the high and low tone groups, followed by a digital counting section which verifies the frequency and duration of the received tones before passing the corresponding code to the output bus.

**Filter Section**

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

supply rail logic swings at the frequencies of the incoming DTMF signals.

**Decoder Section**

Following the filter section is a decoder employing digital counting techniques to determine the frequencies of the incoming tones and to verify that they correspond to standard DTMF frequencies. A complex averaging algorithm protects against tone simulation by extraneous signals such as voice while providing tolerance to small frequency deviations and variations. This averaging algorithm has been developed to ensure an optimum combination of immunity to talk-off and tolerance to the presence of interfering frequencies (third tones) and noise. When the detector recognises the presence of two valid tones (this is referred to as the 'Signal Condition' in some industry specifications) the 'Early Steering' output (EST) will go to an active state. Any subsequent loss of signal condition will cause the EST pin to go to its inactive state (see Fig.5).

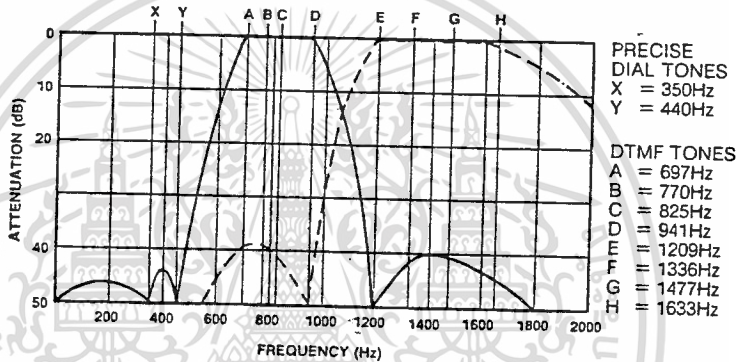


Fig.3 Filter response

**Steering Circuit**

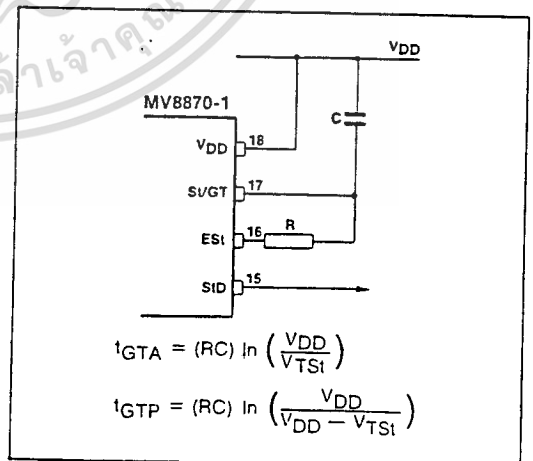
Before registration of a decoded tone-pair, the receiver checks for a valid signal duration (referred to as character recognition condition). This check is performed by an external RC time constant driven by EST. A logic high on EST causes the voltage at the SVGT pin (V<sub>SVGT</sub>) to rise as the capacitor discharges (see Figs.4 and 5).

Provided signal condition is maintained (EST remains high) for the validation period (t<sub>GT</sub>), V<sub>SVGT</sub> reaches the threshold (V<sub>TSI</sub>) of the steering logic which allows it to register the tone pair and strobe the corresponding 4-bit code into the output latch (see Table 1). At this point the SVGT pin is activated as an output and drives V<sub>SVGT</sub> to V<sub>DD</sub> (see Fig.5).

SVGT continues to drive high as long as EST remains high. After a short delay to allow the output latch to settle, the delayed steering output pin (SID) goes high to indicate that the code for a new received tone-pair is available. The contents of the output latch are output onto the output bus (Q<sub>1</sub> to Q<sub>4</sub> pins) when the three-state output enable pin (TOE) is high.

The steering circuit works in reverse to validate the interdigit pause between signals. Thus as well as rejecting signals too short to be considered valid, the receiver will tolerate signal interruptions (drop-out) too short to be considered a valid pause. This facility, together with the

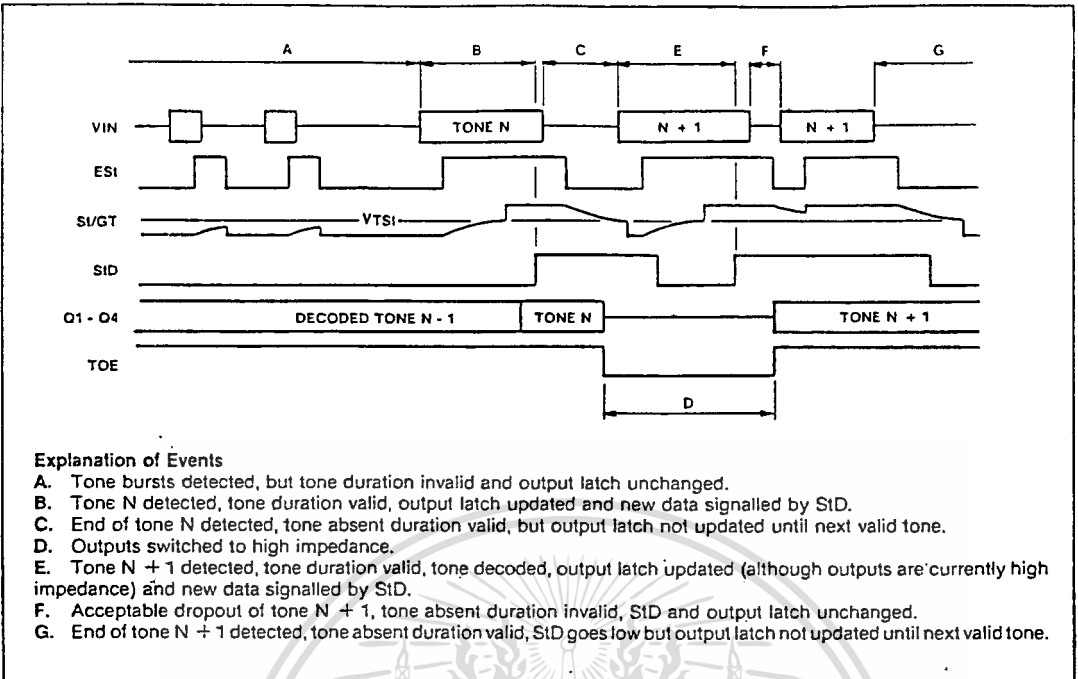
capability of selecting the steering time constants externally, allows the designer to tailor performance to meet a wide variety of system requirements.



$$t_{GTA} = (RC) \ln \left( \frac{V_{DD}}{V_{TSI}} \right)$$

$$t_{GTP} = (RC) \ln \left( \frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{TSI}} \right)$$

Fig.4 Basic steering circuit



**Explanation of Events**

- A. Tone bursts detected, but tone duration invalid and output latch unchanged.
- B. Tone N detected, tone duration valid, output latch updated and new data signalled by StD.
- C. End of tone N detected, tone absent duration valid, but output latch not updated until next valid tone.
- D. Outputs switched to high impedance.
- E. Tone N + 1 detected, tone duration valid, tone decoded, output latch updated (although outputs are currently high impedance) and new data signalled by StD.
- F. Acceptable dropout of tone N + 1, tone absent duration invalid, StD and output latch unchanged.
- G. End of tone N + 1 detected, tone absent duration valid, StD goes low but output latch not updated until next valid tone.

Fig.5 Timing diagram

Flow	F <sub>HIGH</sub>	KEY	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	1	0
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
697	1633	A	H	1	1	0	1
770	1633	B	H	1	1	1	0
852	1633	C	H	1	1	1	1
941	1633	D	H	0	0	0	0
-	-	Any	L	Z	Z	Z	Z

Table 1 Functional decode

MV8870-1

APPLICATIONS

A simple application circuit is shown in Fig.6. This has a symmetric guard time circuit, a single-ended analog input and a dedicated crystal oscillator.

Guard Time Adjustment

In many situations not requiring selection of tone duration and interdigit pause, the simple steering circuit shown in Fig.6 is applicable. Component values are chosen according to the formula (see Figs.4, 7 and 8):

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

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

The value of  $t_{DP}$  is a device parameter (see Dynamic Characteristics) and  $t_{REC}$  is the minimum signal duration to be recognised by the receiver. Likewise  $t_{DA}$  is a device parameter and  $t_{ID}$  is the minimum time taken to recognise an interdigit pause. A value for C of  $0.1\mu F$  is recommended for most applications, leaving R to be selected by the designer.

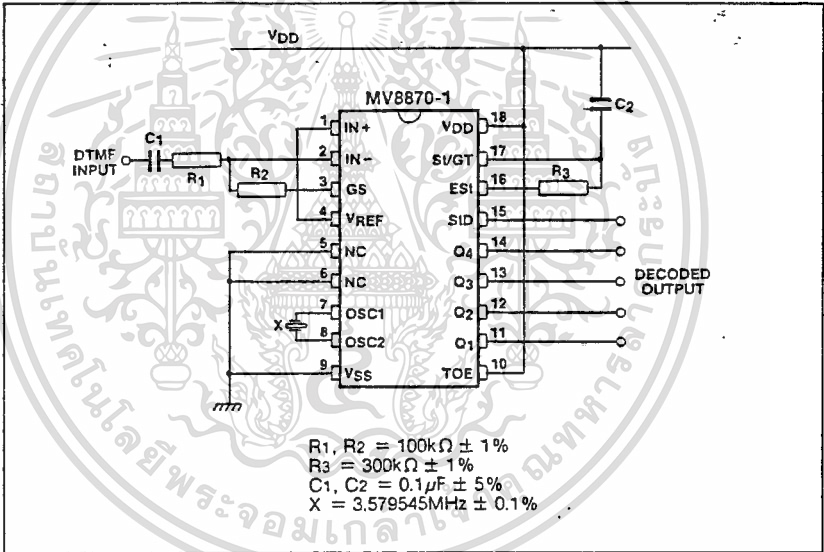
Different steering arrangements may be used to select independently the guard times for tone present ( $t_{GTP}$ ) and tone absent ( $t_{GTA}$ ). This may be necessary to meet system specifications which place both accept and reject limits on

both tone duration and interdigit 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 conditions long enough to be registered. Alternatively a relatively short  $t_{REC}$  with a long  $t_{ID}$  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 Figs.7 and 8.

Differential Input Configuration

The input arrangement of the MV8870-1 provides a differential input op. amp. and a bias source ( $V_{REF}$ ) to bias the inputs at mid-rail. The gain may be adjusted through a feedback resistor from the op. amp. output (GS). In a single-ended configuration the input pins are connected as shown in Fig.6 where the op. amp. is connected to give unity gain and the  $V_{REF}$  pin biases the input at  $V_{DD}/2$ .

Fig.9 shows the differential configuration. In this circuit gain is adjusted through the feedback resistor R5.



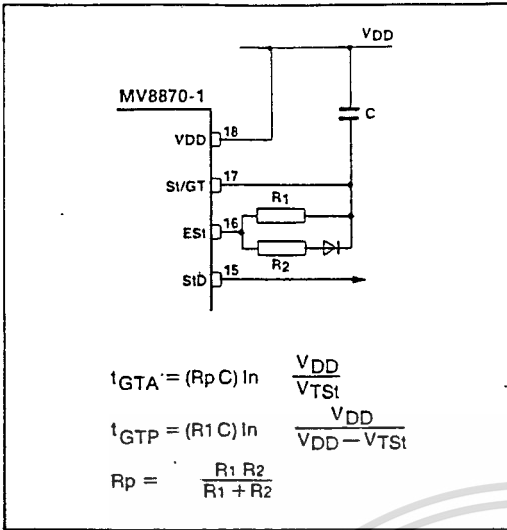


Fig.7 Guard time adjustment ( $t_{GTP} < t_{GTA}$ )

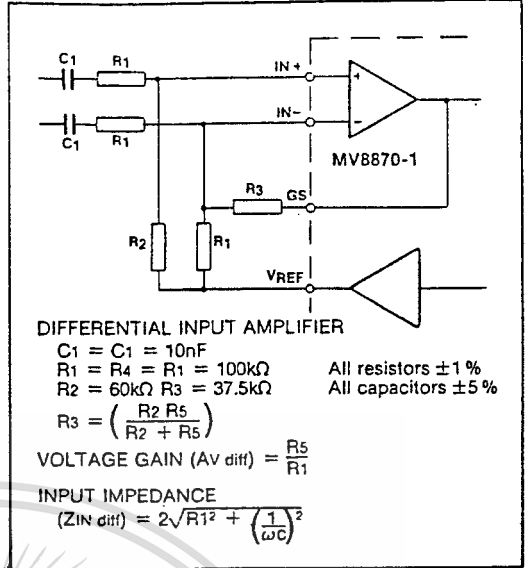


Fig.9 Differential input configuration

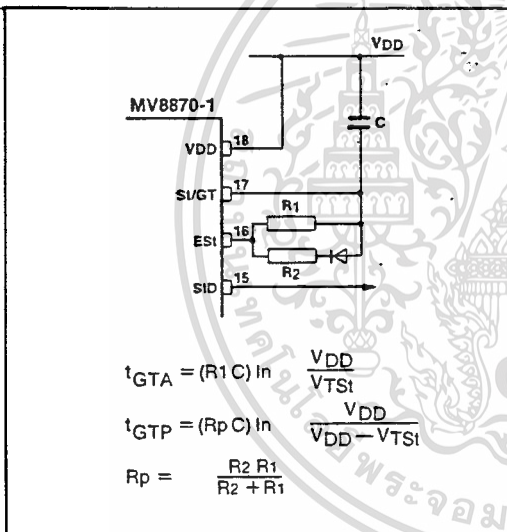


Fig.8 Guard time adjustment ( $t_{GTP} > t_{GTA}$ )

**Crystal Oscillator**

The internal clock circuit is completed with the addition of an external 3.78MHz crystal which is normally connected as shown in Fig.6. However, it is possible to configure several MV8570-1 devices to use only a single oscillator crystal. The devices are chained together with the oscillator output of the first device in the chain capacitively coupled to the oscillator input of the second device and so on down the chain. The details are shown in Fig.10. Precision balancing capacitors are not required as problems of unbalanced loading are not a concern.

**Receiver System for British Telecom Specification POR 1151**

The circuit shown in Fig.11 illustrates the use of the MV8870-1 in a typical receiver system. The BT specification defines the non-operate level as input signals below -34dBm. This is obtained by choosing R1 and R2 to give 3dB of attenuation so that an input of -34dBm corresponds to -37dBm at the op. amp. output pin (GS). The tolerances on R3 and C2 give a tolerance on guard time of 6%. For better performance the non-symmetric guard time circuit shown in Fig.12 is recommended.

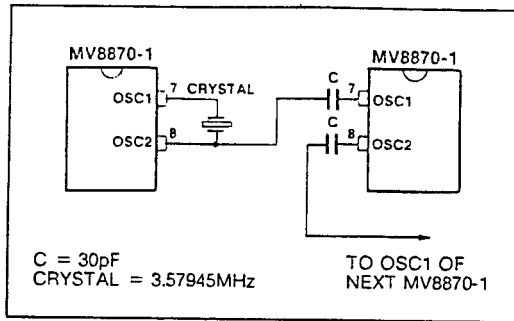


Fig.10 Oscillator circuit

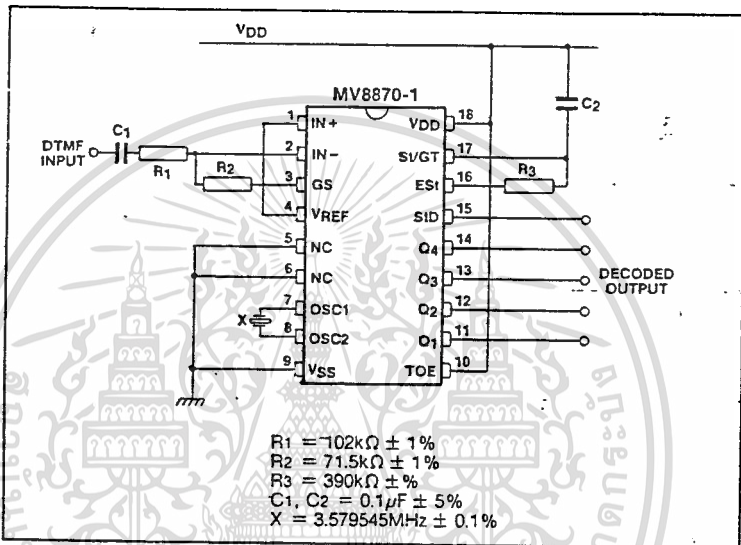


Fig.11 Single ended input configuration for BT or CEPT spec

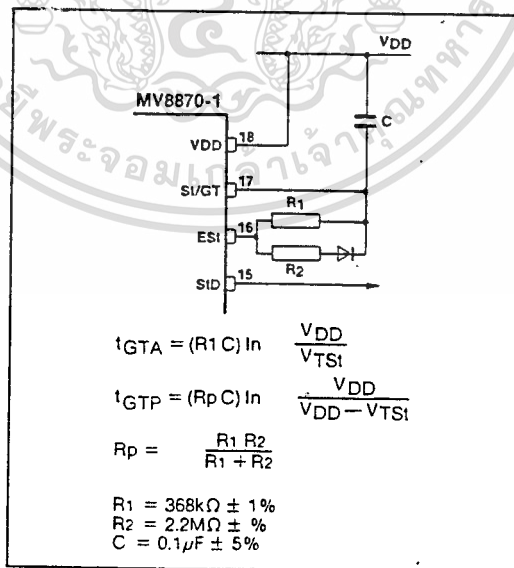


Fig 12 Non-symmetric guard time circuit

## PIN DESCRIPTIONS

Symbol	Pin No.	Pin name and description
IN +, IN-	1,2	In Plus and Minus (Voltage Inputs). These are respectively the non-inverting and inverting inputs to the front-end op. amp. The DTMF input is applied to these pins in normal operation.
GS	3	Gain Select (Voltage Output). This pin is connected to the output of the front-end op. amp. A feedback resistor between this pin and the inverting input (IN-) controls the front-end gain.
VREF	4	Reference Voltage (Voltage Output). This pin outputs a voltage which is half-way between the power supply voltages (Vss and VDD). It can be used to bias the input signal.
(IC)	5,6	(Internal Connection). These pins should be tied to the ground (Vss).
OSC1	7	Oscillator 1 (Digital Input). This is the input to the inverter of the oscillator circuit. There is an internal biasing resistor between this pin and the inverter output (OSC2). A 3.579545MHz crystal is normally connected externally between the two pins to complete the oscillator circuit.
OSC2	8	Oscillator 2 (Digital Output). This is the output of the inverter of the oscillator circuit. There is an internal biasing resistor between this pin and the inverter input (OSC1). A 3.579545MHz crystal is normally connected externally between the two pins to complete the oscillator circuit.
Vss	9	Negative Supply (Power Input). This is the negative power supply for the device. It is normally 0V.
TOE	10	Three-State Output Enable (Digital Input with Pull-up). If this pin is high then the decoder outputs (Q1 to Q4) are enabled. If it is low then the outputs go into their high impedance state. There is an internal pull-up at this pin.
Q1 - Q4	11 - 14	Q1 to Q4 (Three-State Outputs). When the TOE pin is high these pins output the code in the output latch which corresponds to the last valid tone-pair detected. They go into their high impedance state when the TOE pin is low.
StD	15	Delayed Steering (Digital Output). This pin follows the ES and StGT pins. It goes high to indicate that a new tone-pair has been detected and the corresponding code has been loaded into the output latch. It goes low to indicate that a new tone-pair is expected.
ES	16	Early Steering (Digital Output). This pin goes high when the digital detection algorithm decides that there is a valid DTMF input. It goes low as soon as the algorithm decides that there is no valid DTMF input. In normal use this pin is used to drive an external guard time circuit which in turn drives the StGT pin.
StGT	17	Steering/Guard Time (Voltage Input/Digital Output). This pin follows the ES pin. When ES pin changes state this pin acts as an input and monitors the voltage developed here by the ES pin acting through the external guard time circuit. When the voltage reaches the internally generated VTH level then this pin acts as an output and pulls itself fully to the state of the ES pin. When this pin goes fully high a new code is loaded into the output latch and the StD pin goes high. When this pin goes fully low the device prepares itself for a new tone-pair and the StD pin goes low.
VDD	18	Positive Supply (Power Input). This is the positive power supply for the device. It is normally 5V.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions (see Fig.13) - Voltages are with respect to ground (Vss)

Parameter	Symbol	Value			Units
		Min.	Typ..(1)	Max.	
Positive supply voltage (VDD pin)	VDD	4.75	5	5.25	V
Ambient temperature	Tamb	-40		+85	°C
Op. amp. output capacitive load (GS pin)	Cout			100	pF
Op. amp. output resistive load (GS pin)	ROUT	50			kΩ
Input high voltage (OSC1 and TOE pins)	VIH	3.5		VDD	V
Input low voltage (OSC1 and TOE pins)	VIL	0		1.5	V
Oscillator frequency (OSC1 and OSC2 pins)	fo	3.5759	3.579545	3.5831	MHz
Oscillator input rise time (OSC1 pin)	tOR			110	ns
Oscillator input high time (OSC1 pin)	tOH	110		170	ns
Oscillator input fall time (OSC1 pin)	tOF			110	ns
Oscillator input low time (OSC1 pin)	tOL	110		170	ns
Oscillator output load (OSC2 pin)	CLO			30	pF

NOTE

1. Typical figures are for design a.o only. They are not guaranteed and not subject to production testing.

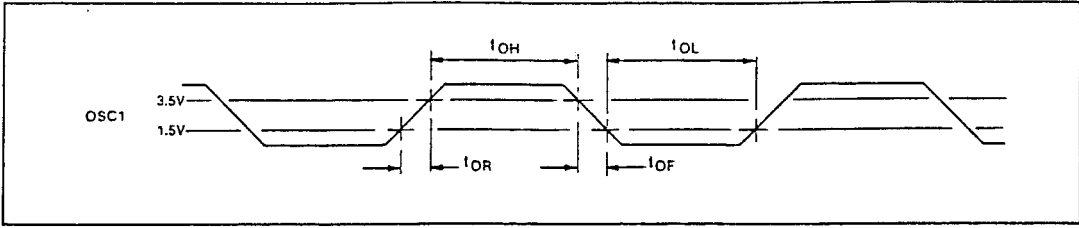


Fig.13 Timing - external oscillator input

**Static Characteristics - Voltages are with respect to ground (Vss)**

Characteristic	Symbol	Value			Units	Conditions
		Min.	Typ. (1)	Max.		
Power dissipation	P <sub>D</sub>		15	37	mW	
Supply current (V <sub>DD</sub> pin)	I <sub>DD</sub>		3.0	7.0	mA	
Reference voltage (V <sub>REF</sub> pin)	V <sub>REF</sub>	2.4		2.8	V	
Reference output resistance (V <sub>REF</sub> pin)	R <sub>REF</sub>		10		kΩ	
Input leakage current (OSC1, IN+ and IN- pins)	I <sub>I</sub>		100		nA	0 ≤ V <sub>PIN</sub> ≤ V <sub>DD</sub>
Internal pull-up current (TOE pin)	I <sub>PU</sub>		7.5	15	A	0 ≤ V <sub>PIN</sub> ≤ V <sub>DD</sub>
Output low sink current (OSC2, Q1 - Q4, StD, ES1 and St/GT pins)	I <sub>OL</sub>	1	2.5		mA	0.4V ≤ V <sub>PIN</sub> ≤ V <sub>DD</sub>
Output high source current (OSC2, Q1 - Q4, StD, ES1 and St/GT pins)	I <sub>OH</sub>	0.4	0.8		mA	0V ≤ V <sub>PIN</sub> ≤ 4.6V
Steering threshold voltage (St/GT pin)	V <sub>TSt</sub>	2.2		2.5	V	
Pin capacitance	C <sub>P</sub>		7	15	pF	Pin to supplies

NOTE

1. Typical figures are for design aid only. They are not guaranteed and not subject to production testing.

**Dynamic Characteristics: Input Op. Amp. - Voltages are with respect to ground (Vss)**

Characteristic	Symbol	Value			Units	Conditions
		Min.	Typ. (1)	Max.		
Input impedance (IN+ and IN- pins)	R <sub>IN</sub>		10		MΩ	1kHz
Input offset voltage (IN+ and IN- pins)	V <sub>OS</sub>		25		mV	
Power supply rejection	PSRR		60		dB	1kHz
Common mode range	V <sub>CM</sub>		3.0		V p-p	No load
Common mode rejection	CMRR		60		dB	
DC open loop voltage gain	A <sub>VOL</sub>		65		dB	
Open loop unit gain bandwidth	f <sub>c</sub>		1.5		MHz	
Output voltage swing (GS pin)	V <sub>O</sub>		4.5		V p-p	R <sub>OUT</sub> to V <sub>SS</sub> ≥ 100kΩ

NOTE

1. Typical figures are for design aid only. They are not guaranteed and not subject to production testing.

Dynamic Characteristics: Detector - Voltages are with respect to ground (Vss)

Characteristic	Symbol	Value			Units	Conditions
		Min.	Typ. (13)	Max.		
Valid input level (GS pin)	V <sub>VL</sub>	61.7		2458	mV p-p	1,2,3,5,6,9
	P <sub>VL</sub>	-31		1	dBm	
Invalid input level (GS pin)	V <sub>IL</sub>			30.8	mV p-p	1,2,3,5,6,9
	P <sub>IL</sub>			-37	dBm	
Acceptable positive twist	T <sub>AP</sub>	6	10		dB	2,3,6,9
Acceptable negative twist	T <sub>AN</sub>	6	10		dB	2,3,6,9
Acceptable frequency deviation	Δ <sub>FA</sub>	-(1.5% + 2Hz)		(1.5% + 2Hz)		2,3,5,9
Frequency deviation - rejected as too low	Δ <sub>FRL</sub>		-5%	-3.5%		2,3,5,9
Frequency deviation - rejected as too high	Δ <sub>FRH</sub>	3.5%	5%			2,3,5,9
Third tone tolerance	P <sub>TTT</sub>	-18.5			dB	2,3,4,5,9,12
Noise tolerance	P <sub>NT</sub>		-12		dB	2,3,4,5,7,9,10
Dial tone tolerance	P <sub>DTT</sub>		22		dB	2,3,4,5,8,9,11
Tone present detect time	t <sub>DP</sub>	5	11	14	ms	
Tone absent detect time	t <sub>DA</sub>	0.5	4	8.5	ms	

NOTES

1. dBm = decibels above or below a reference power of 1mW into a 600 Ohm load.
2. Digit sequence consists of all DTMF tones.
3. Tone duration = 40ms, tone pause = 40ms.
4. Signal condition consists of nominal DTMF frequencies.
5. Both tone in composite signal have equal amplitudes.
6. Tone pair is deviated by ± (1.5% + 2Hz).
7. Bandwidth limited (3kHz) Gaussian Noise.
8. The precise dial tone frequencies are (350Hz and 440Hz) ±2%.
9. For an error rate of better than 1 in 10,000.
10. Referenced to lowest frequency component in DTMF signal.
11. Referenced to the minimum valid input level.
12. Referenced to Fig.11. Input DTMF Tone Level at -25dBm (-28dBm at GS pin). Interference Frequency Range is 480 to 3400Hz.
13. Typical figures are for design aid only. They are not guaranteed and not subject to production testing.

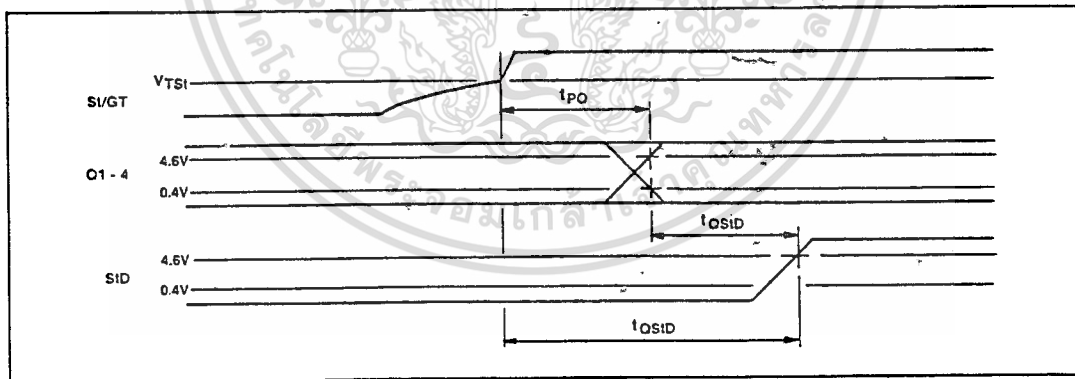


Fig.14 Timing - decoded data

Dynamic Characteristics: Decoder (see Figs.14 and 15) - Voltages are with respect to ground  $V_{SS}$

Characteristic	Symbol	Value			Units	Conditions
		Min.	Typ. (1)	Max.		
Propagation delay (SI/GT to Q)	$t_{PO}$		8	11	$\mu s$	TOE pin high
Propagation delay (SI/GT to StD)	$t_{PSID}$		12		$\mu s$	
Output data set-up time (Q to StD)	$t_{OSID}$		3.4		$\mu s$	TOE pin high
Enable propagation delay (TOE to Q)	$T_{PTE}$		50		ns	$R_L = 10k\Omega$ (pulldown) $C_L = 50pF$
Disable propagation delay (TOE to Q)	$t_{PTD}$		300		ns	$R_L = 10k\Omega$ (pulldown) $C_L = 50pF$

NOTE

1. Typical figures are for design aid only. They are not guaranteed and not subject to production testing.

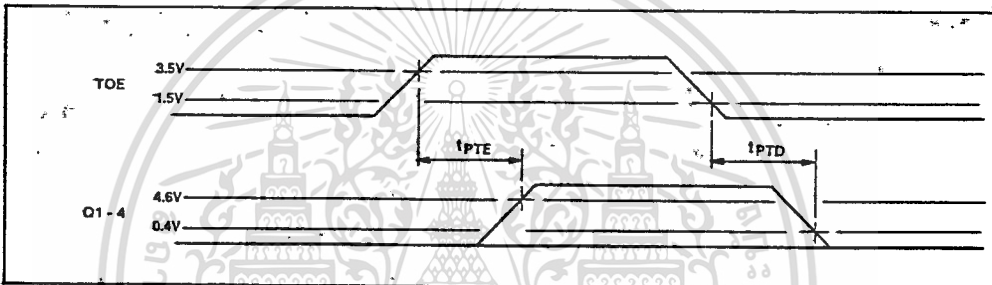


Fig.15 Timing - output enable and disable

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Voltages are with respect to the negative power supply ( $V_{SS}$ )

Exceeding these ratings may cause permanent damage. Functional operation under these conditions is not implied.

- Positive supply voltage (pin 18),  $V_{DD}$  6V
- Voltage on any pin (other than supplies),  $V_{MAX}$  -0.3V to  $V_{DD} + 0.3V$
- Current at any pin (other than supplies),  $I_{MAX}$  10mA
- Storage temperature,  $T_{STG}$  -65°C to +150°C
- Package power dissipation,  $P_{DISS}$  1000mW