



เครื่องควบคุมระยะไกลด้วย DTMF  
DTMF REMOTE CONTROLLER

21-11-11



ชั้น เดือน ปี... 30 ก.ต 2540  
เลขทะเบียน... 036941  
เลขเรียกหนังสือ... T 38034 ม.11.๗.๓

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต  
ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2538

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

036941

หัวข้อปริญญาานิพนธ์ เครื่องควบคุมระยะไกลด้วย DTMF

โดย นาย ปรีดา ศิลปวิทยารักษ์ เลขประจำตัว 37012060

นาย มนต์วีรชต์ เสนิงวงศ์ ณ ออยุธยา เลขประจำตัว 37012065

อาจารย์ที่ปรึกษา อ. อุทัย ศรีธีระวิโรจน์

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา 2538

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังอนุมัติให้  
นับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญาานิพนธ์

ประธานกรรมการ

กรรมการ

กรรมการ

กรรมการ

กรรมการ

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การสงวนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดนำเอกสารไปใช้ในการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อเรื่องปริญญาานิพนธ์ เครื่องควบคุมระยะไกลด้วย DTMF  
ชื่อผู้จัดทำ นาย ปรีดา ศิลป์วิทยารักษ์  
นาย มนต์ริชต์ เสนีวงศ์ ณ อยุธยา  
อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์  
ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม  
คณะ วิศวกรรมศาสตร์  
ปีการศึกษา 2538

### บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอการควบคุมระยะไกลด้วยคลื่นวิทยุย่าน VHF ซึ่งได้นำเอาสัญญาณความถี่คู่ (Dual Tone Multi-frequency : DTMF) มาประยุกต์ใช้ในการควบคุมอุปกรณ์ในระยะไกลที่มีลักษณะของสวิทช์เปิด-ปิด โดยใช้หลักการแปลงสัญญาณ DTMF ที่ส่งเข้ามาเพื่อควบคุมโหลดให้เป็นสัญญาณดิจิทัลของระบบเลขฐานสิบหก แล้วส่งสัญญาณผ่านวงจรนำไปถอดรหัสเพื่อควบคุมเครื่องใช้ไฟฟ้าได้ตามต้องการ โดยที่ตัวรีโมทคอนโทรลสามารถควบคุมการเปิด-ปิด ได้ 9 ช่อง และเนื่องจากใช้สัญญาณความถี่คู่ซึ่งใช้กับระบบโทรศัพท์ทั่วไป จึงทำให้เครื่องนี้สามารถส่งงานด้วยโทรศัพท์ได้ โดยต่อกับเครื่องตอบรับโทรศัพท์อัตโนมัติ

✓

PROJECT REPORT TITLE           DTMF REMOTE CONTROLLER  
NAME                               MR. PREEDA           SILVITAYARAK  
  MR. MONRUCHT   SENIWONGSE  
ADVISOR                         MR. UTHAI            SRITEERAVIROJ  
DEPARTMENT OF INDUSTRIAL TECHNOLOGY  
FACULTY OF ENGINEERING  
ACADEMIC YEAR                 1995

---

### ABSTRACT

This project is concerned about the remote controlling by using of radio wave in VHF band (109 M<sub>Hz</sub>) as carrier with dual tone multi-frequency (DTMF) signal. The remote control can be applied for controlling the ON - OFF function of any electrical equipment in the distance of 20 metres. The principle of transformation of DTMF signal is sent through the circuit that will be decoded to control the desired electrical device with capable of 9 channels to be controlled and to be due to used DTMF signal which used in general telephone system then to cause the system can orders with telephone by connect it with automatic telephone receiver.

## กิติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ ด้วยความอนุเคราะห์จากอาจารย์ประจำภาคเทคนิคอุตสาหกรรมหลายท่านที่ให้คำแนะนำ และช่วยเหลือเรื่องเครื่องมือที่ใช้ในการทดลองโดยเฉพาะอาจารย์ที่ปรึกษาคือ อาจารย์ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ที่ให้คำปรึกษาที่ดีตลอด ในระหว่างการทำโครงการชิ้นนี้

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา และ คุณเกษร เสเนียงศ์ ณ อยุธยา ที่ช่วยเป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนในเรื่องการศึกษามาตลอด ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือ พร้อมทั้งผู้ที่ช่วยในการจัดทำปริญญานิพนธ์ จนสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ปรีดา — ศิลปวิทยารักษ์  
มนตรีชาติ — เสเนียงศ์ ณ อยุธยา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความเป็นมาของโครงการ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญาโท	1
1.3 ขอบเขตของปริญญาโท	2
บทที่ 2 หลักการของการกำเนิดความถี่	3
2.1 วงจรกำเนิดความถี่	
2.1.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ป้อนกลับแบบบวก	3
2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์เลย์	7
2.3 ระบบการสื่อสารย่านความถี่ VHF	9
2.4 การคำนวณค่า C และ L ในวงจรความถี่สูง	10
2.5 การพันคอยล์ให้ได้ค่า L ตามต้องการ	14
บทที่ 3 การเชื่อมโยงทางแสง	20
3.1 การประยุกต์ใช้งานในการใช้ควบคุมไหลต	24
บทที่ 4 ภาครับ	28
4.1 วงจรภายในของ TDA 7000	29
4.2 ไอซีถอดรหัสความถี่โทรศัพท์	31
4.3 การทำงานของชุดควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า	36
4.4 สรุปผลการทดลอง	37
หนังสืออ้างอิง	38
ภาคผนวก	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ความเป็นมาของโครงการ

เนื่องจากในปัจจุบันการติดต่อสื่อสารมีความสะดวกรวดเร็วและกระทำได้ง่าย สัญญาณ DTMF (Dual Tones Multi Frequency) ได้ถูกนำมาใช้ประโยชน์อย่างแพร่หลายในการติดต่อสื่อสารและยังเป็นมาตรฐานเดียวกันทั่วโลก จึงมีผู้คิดค้นนำสัญญาณ DTMF มาใช้ควบคุมอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าต่าง ๆ ผ่านทางคู่สายโทรศัพท์ จึงเป็นแนวคิดให้นำมาใช้กับ เครื่องควบคุมระยะไกล (REMOTE CONTROL) โดยใช้คลื่นวิทยุในย่านความถี่ VHF เป็นคลื่นพาห้แทนคลื่นอินฟราเรดที่ใช้ใน Remote Control ทั่ว ๆ ไป เนื่องจากข้อเสียต่างๆของคลื่นอินฟราเรด และ แนวความคิดที่ว่าผู้ใช้ไม่จำเป็นจะต้องอยู่หน้าเครื่องใช้ไฟฟ้า จึงคิดให้มีชุดแสดงผล (Monitor) ที่ตัว Remote Control เมื่อทำเสร็จแล้วชุด Remote control ดังกล่าวสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับการควบคุมเครื่องจักรในโรงงานอุตสาหกรรม และงานทั่ว ๆ ไปเพื่อให้สามารถควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าต่าง ๆ ได้ในระยะไกลและมีประสิทธิภาพ

ในปฏิญานีฉบับนี้ได้มีการออกแบบสร้างและทดลอง ชุด Remote control โดยใช้ชุดส่งและรับในย่านความถี่ VHF และได้ใช้สัญญาณ DTMF มาเป็นตัวบอกความประสงค์ของผู้ใช้ว่าจะสั่งงานให้อุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าเครื่องใดทำงาน โดยการเข้ารหัสทางด้านภาคส่งและถอดรหัสทางด้านภาครับแล้วนำรหัสที่ถอดออกมาได้ไปทริกให้ Triac นำกระแสให้กับเครื่องใช้ไฟฟ้า จากนั้นยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับเครื่องตอบรับโทรศัพท์อัตโนมัติแล้วรับสัญญาณ DTMF มาถอดรหัสนั้นก็ไปควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าต่าง ๆ ได้เช่นเดียวกัน

#### 1.2 วัตถุประสงค์ของการทำปฏิญานีฉบับนี้

1. เป็นการศึกษาการสร้างเครื่องส่งและเครื่องรับวิทยุอย่างง่ายในย่านความถี่ VHF และจากนั้นก็สมารถที่จะนำสัญญาณ DTMF ที่ชุดสร้างสัญญาณ DTMF สร้างขึ้นมาส่งไปที่เครื่องรับและนำไปใช้ประโยชน์ในการควบคุมเครื่องใช้ไฟฟ้าได้
2. สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับการควบคุมเครื่องใช้ไฟฟ้าผ่านทางโทรศัพท์ได้ เนื่องจากใช้สัญญาณ DTMF เหมือนกัน
3. สามารถใช้ร่วมกับวิทยุสื่อสารได้ เพราะหากมีการติดตั้งชุดผลิตสัญญาณ DTMF ที่วิทยุสื่อสารในปัจจุบันก็จะทำให้วิทยุสื่อสารนั้นกลายเป็นเครื่องควบคุมระยะไกลเช่นเดียวกัน

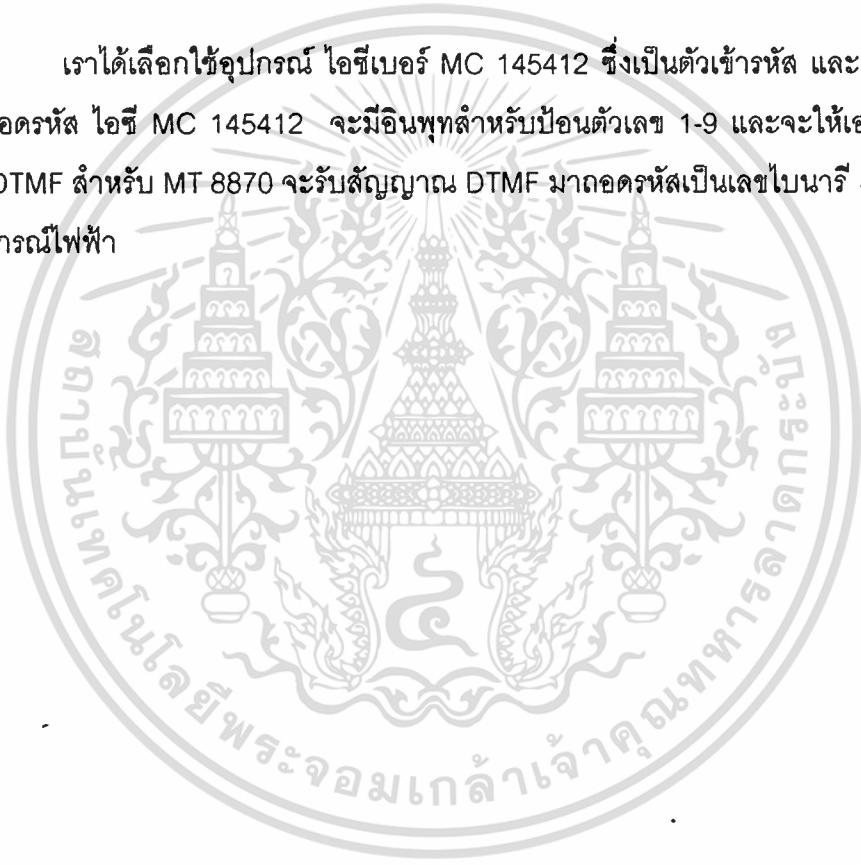
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### 1.3 ขอบเขตของโครงการปริญญาโท

1. เมื่อมีการสั่งงานที่แป้นกดของชุด Remote จะสามารถสั่งงานให้อุปกรณ์ไฟฟ้าที่อยู่ห่างออกไปสามารถปิดและเปิดได้
2. เมื่อปิด-เปิดอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าจะมีการแสดงผลที่ชุด Remote
3. สามารถสั่งงานทางโทรศัพท์ได้
4. สามารถสั่งงานผ่านทางวิทยุสื่อสารที่ติดตั้งชุดเข้ารหัส DTMF ได้โดยใช้วิทยุสื่อสารเป็นเครื่องรับ

เราได้เลือกใช้อุปกรณ์ ไอซีเบอร์ MC 145412 ซึ่งเป็นตัวเข้ารหัส และ MT 8870 ซึ่งเป็นตัวถอดรหัส ไอซี MC 145412 จะมีอินพุตสำหรับป้อนตัวเลข 1-9 และจะให้เอาท์พุทเป็นสัญญาณ DTMF สำหรับ MT 8870 จะรับสัญญาณ DTMF มาถอดรหัสเป็นเลขไบนารี 4 บิตนำมาควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า



## บทที่ 2 หลักการของเครื่องรับ-ส่ง

### 2.1 วงจรกำเนิดความถี่ (OSCILLATOR)

ระบบการสื่อสารโดยทั่วไปมีความจำเป็นที่จะต้องใช้คลื่นรูปไซน์ในการทำงานเป็นอย่างมาก หรืออาจพูดอีกนัยหนึ่งได้ว่า ระบบการสื่อสารแทบจะทำงานไม่ได้ถ้าขาดแหล่งคลื่นรูปไซน์ มีวงจรหลายชนิดที่ใช้ผลิตคลื่นรูปไซน์เหล่านี้เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์แบบป้อนกลับ (FEEDBACK OSCILLATOR) วงจร RC และวงจร LC ความถี่ที่ผลิตนี้เริ่มตั้งแต่ความถี่เสียงถึงความถี่ในย่าน UHF

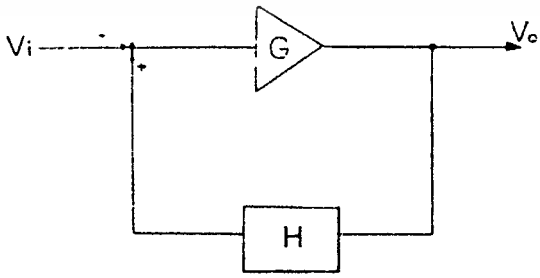
#### 2.1.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ป้อนกลับแบบบวก

การป้อนกลับแบบบวก(POSITIVE FEEDBACK) เป็นพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์โดยทั่วไปที่ใช้กันอยู่ รูปที่ 2.11 แสดงถึงวงจรรขยายแบบป้อนกลับ (FEEDBACK AMPLIFIER) ภายใต้สถานะอันหนึ่ง สามารถทำให้วงจรมีการป้อนกลับแบบบวกและกลายเป็นวงจรมผลิตความถี่ (OSCILLATOR CIRCUIT) ขึ้นมา

ข้อแม้ของวงจรที่จะทำให้เกิดการออสซิลเลตได้นั้นจะต้องมี (1) อัตราการขยายในลูปป้อนกลับจะต้องมากกว่า 1 (2)เฟสที่เปลี่ยนไป (PHASE SHIFT) ในลูปนี้จะต้องเป็นเฟสบวก คูณด้วย  $2\pi$  เรเดียน หรือ 360 องศา ข้อหนึ่งและข้อสองจะต้องเกิดขึ้นในเวลาเดียวกันจึงจะทำให้เกิดการออสซิลเลตได้

$$\text{อัตราขยายในลูป (LOOP GAIN)} = |GH| \angle \theta^\circ \dots\dots\dots 2.1$$

$$\text{กำหนดให้ } n = 0, 1, 2, 3, \dots\dots\dots \theta = n360 \text{ องศา และ } |GH| >= 1$$



รูปที่ 2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้การป้อนกลับแบบบวก

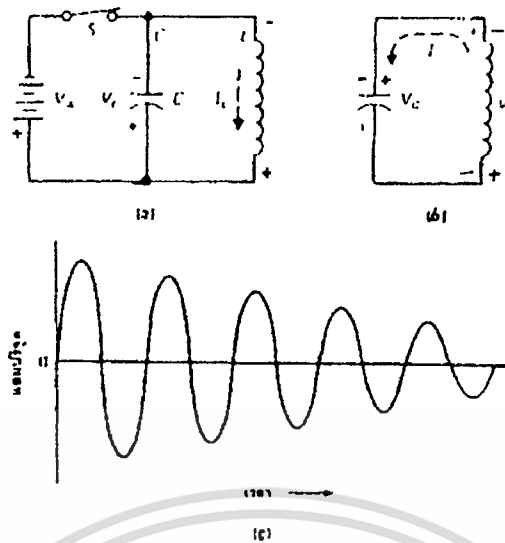
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรขยายโดยทั้ๆไปจะมีเฟสของสัญญาณเอาต์พุตตรงข้าม กลับสัญญาณอินพุต 180 องศา และมีอัตราขยายมากกว่า 1 สมมติให้  $G$  ตามรูป 2.1 คือการขยายของวงจร และ  $H$  คือการป้อนกลับของลูป ดังนั้นอัตราขยายของวงจรภายในลูป นี้คือผลคูณของ  $G$  และ  $H$  และการขยายทั้งหมดของวงจร (OVERALL GAIN) ที่มีการป้อนกลับคือ

$$AV = \frac{G}{(1-GH)}$$

### วงจร LC ออสซิลเลเตอร์

วงจร LC เกิดออสซิลเลทได้อย่างไร จากรูปที่ 2.2(a) แบตเตอรี่จ่ายพลังงานให้แก่คาปาซิเตอร์  $C$  ซึ่งต่อขนานอยู่กับอินดักเตอร์  $L$  ในลักษณะนี้ยังไม่มีออสซิลเลทใดๆ เกิดขึ้น แบตเตอรี่จะชาร์จประจุให้แก่คาปาซิเตอร์จนถึงระดับแรงดันไฟฟ้า  $V_C$  และเกิดไฟฟ้ากระแสตรง  $I_L$  ไหลภายในคอยล์ ดังนั้นจะเกิดพลังงานสะสมภายในตัวคาปาซิเตอร์และเกิดพลังงานแม่เหล็กภายในคอยล์ขึ้นจากรูปที่ 2.2(b) สวิตช์  $s$  ถูกเปิดวงจร ทำให้วงจรของแบตเตอรี่  $\mathcal{E}$  ถูกตัดขาดออกจากวงจร LC ทันที ในสภาวะเช่นนี้ จึงสามารถที่จะพิจารณาการทำงานของวงจร LC ได้ เมื่อปราศจากแบตเตอรี่ระดับของกระแส  $I$  จะค่อยๆ ลดลง ดังนั้นจึงเกิดการเปลี่ยนแปลงโดยการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้า  $V_L$  ขึ้นในขณะนั้นคอยล์  $L$  จึงเสมือนกับเป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า LC แต่อย่างไรก็ตามขั้วของแรงดันไฟฟ้ามี  $V_L$  จะต้องอยู่ในตำแหน่งที่ทำให้  $I_L$  ไหลในทิศทางเดียวกันเพื่อที่  $C$  จะสามารถดีสชาร์จประจุได้แต่ที่จริงแล้ว  $V_L$  จะชาร์จประจุให้แก่  $C$  ด้วยขั้วที่ตรงข้ามเมื่อ  $V_C$  เปลี่ยนไปจนมีค่ามากกว่า  $V_L$  คาปาซิเตอร์จะจ่ายกระแสดีสชาร์จประจุ  $I_C$  ออกมาซึ่งมีทิศทางที่ตรงกันข้ามกับ  $I_L$  ผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นจะเกิดการแลกเปลี่ยนพลังงานระหว่างอินดักแทนซ์และคาปาซิแทนซ์เกิดการเปลี่ยนแปลงระหว่าง  $V$  กับ  $I$  ด้วยความถี่รีโซแนนซ์ธรรมชาติของวงจร LC ขึ้นดังรูปที่ 1(c) ขณะใดก็ตาม  $I$  มีค่าเปลี่ยนเป็นศูนย์ก็จะเกิดการเหนี่ยวนำ  $V_L$  ขึ้นและขณะใดก็ตามที่  $V_C$  มีค่าเป็นศูนย์ก็จะเกิดการเปลี่ยนแปลงเป็นกระแส  $I_C$  ขึ้นสลับกันอยู่อย่างนี้เรื่อยไป ทำให้เกิดเป็นคลื่น SINE ที่มีลักษณะต่อเนื่องตลอดเวลาซึ่งจะสังเกตได้ว่า  $V$  และ  $I$  จะไม่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้อย่างทันทีทันใด



รูปที่ 2.2 วงจร LC ออสซิลเลทที่มีความถี่เรโซแนนท์

- ในขณะที่สวิตช์ปิดวงจรแบบเตอริจะชาร์จประจุให้แก่ C และ ผลกระแสให้ไหลภายใน L
- ในขณะที่สวิตช์เปิดวงจร วงจรแบบเตอริจะถูกตัดขาดออกจากวงจร LC ในวงจร LC ขณะนี้เกิดการเปลี่ยนพลังงานระหว่าง L กับ C
- คลื่นไซน์ (Sinusoidal wave)

แอมพลิจูดของการออสซิลเลทค่า  $V$  และ  $I$  จะค่อยๆ ลดลงเรื่อยๆ เนื่องจากเกิดการสูญเสียพลังงานที่ความต้านทานของวงจร จนกระทั่งแอมพลิจูดของคลื่นไซน์จะมีค่าเข้าใกล้ ศูนย์ ในที่สุดดังรูปที่ 2.2(c) การทำงานของวงจร LC ในการออสซิลเลทให้เกิดคลื่นไซน์ จากพลังงานที่สะสมอยู่ในวงจรเราเรียกว่า "ริงกิง" (ringing) ซึ่งที่จริงแล้วคอยล์ในวงจรใดๆ ก็ตาม สามารถเกิดริงกิงได้จากค่าคาปาซิแตนซ์ตกค้าง (stray capacitance) ที่ต่อขนานอยู่สำหรับ ลักษณะของคลื่นที่ค่า  $I$  มีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจะเกิดขึ้นได้ในคอยล์ที่มีค่า  $Q$  สูงๆ วงจร LC อาจจะถูกเรียกได้อีกชื่อหนึ่งคือ วงจรแทงค์ (Tank circuit) เนื่องจากสามารถเก็บสะสมพลังงาน เพื่อก่อให้เกิดการออสซิลเลทได้ คุณสมบัติของวงจรแทงค์ในการผลิตคลื่นไซน์ซึ่งมีอินพุทเป็นไฟ ตรงหรือเป็นพัลส์ก็ได้เรียกว่า ฟลายวีล เอฟเฟ็ค (Flywheel Effect)

วงจรออสซิลเลเตอร์ในทางปฏิบัติโดยทั่วไปการขยายสัญญาณจะใช้ทรานซิสเตอร์ หรือหลอดสุญญากาศก็ได้เช่นกัน ดังนั้นจึงสามารถที่จะปรับปรุงวงจรให้เป็นวงจรป้อนกลับ โดย ป้อนสัญญาณเอาท์พุทกลับไปยังอินพุทเพื่อรักษาสถานะการออสซิลเลทให้คงอยู่ พลังงานที่ใช้ เพื่อคงสถานะการออสซิลเลทให้อยู่ได้นั้น ได้จากแหล่งจ่ายไฟตรงสำหรับวงจรขยายสัญญาณนั้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอง วงจรออสซิลเลเตอร์ LC นี้ส่วนใหญ่ใช้สำหรับผลิตคลื่นไซน์ที่มีความถี่ RF ซึ่งมีความถี่สูงถึง 300 MHz ที่ความถี่ RF ค่าอุปกรณ์ L และ C ที่ใช้จะมีค่าสูงมาก ดังนั้นจึงแก้ปัญหาด้วยการปรับปรุงวงจรให้มีการใช้งานในย่านความถี่สูงกว่า 300 MHz. ย่าน UHF และเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ในวงจรไมโครเวฟเป็นต้น

### ความถี่ออสซิลเลเตอร์

ในวงจรออสซิลเลเตอร์แบบจูน RF สัญญาณที่เอาท์พุทจะต้องมีความถี่เป็นความถี่รีโซแนนท์ของวงจร LC ซึ่งจะมีสมการดังนี้

$$f_r = \frac{1}{(2\pi\sqrt{LC})}$$

สำหรับค่าที่ใช้ในทางปฏิบัติในวงจร RF, L มีขนาดเป็นไมโครเฮนรี่, C มีขนาดเป็นพิโคฟารัด จะได้ความถี่ของ  $f_r$  มีหน่วยเป็นกิกะเฮิร์ตซ์ (GHz) ดังตัวอย่าง ถ้า  $L = 80 \mu\text{H}$  และ  $C = 20 \text{ pF}$  จะได้

$$\begin{aligned} f_r &= \frac{1}{(2\pi\sqrt{80 \times 20})} \\ &= \frac{1}{(2\pi\sqrt{1600})} \\ &= \frac{1}{2\pi \times 40} \\ &= \frac{1}{80\pi} \end{aligned}$$

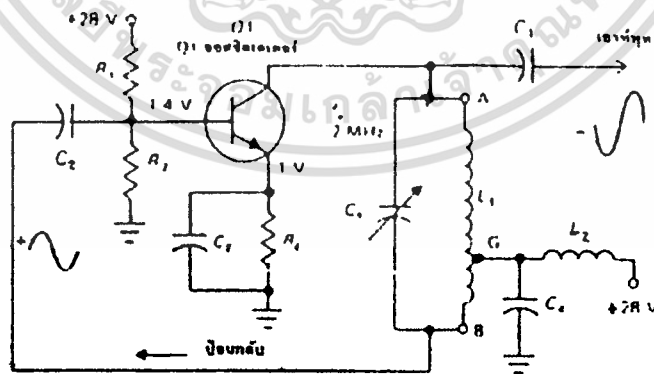
$$f_r = 0.004 \text{ GHz, or } 4 \text{ MHz}$$

ในวงจรที่มีเสถียรภาพดีๆ นั้น วงจรจูนจะต้องมีค่า Q สูง เพื่อป้องกันการเลื่อนของความถี่สัญญาณ นอกจากนี้ทั้ง L และ C ยังจะต้องมีคุณภาพดี นั่นคือมีค่าคงที่แม้ว่าอุณหภูมิจะเปลี่ยนแปลงก็ตาม และการปรับปรุงให้แหล่งจ่ายไฟมีเอาท์พุทที่คงที่ตลอดเวลาเป็นการช่วยปรับปรุงเสถียรภาพของความถี่ได้อีกทางหนึ่ง

## 2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทเลย์

จุดสังเกตของวงจรแบบนี้คือคอยล์ป้อนกลับ (Inductive feedback) แทนที่จะเป็นคอยล์ทรานส์ฟอร์เมอร์แบบแยก จากรูปที่ 2.3 C1 และ L1 ประกอบกันเป็นวงจรจูน การเทปป์สัญญาณจากคอยล์ L1 ที่จุด G ก็เพื่อเป็นการจ่ายแรงดันคอลเลคเตอร์ L2 ในวงจรคือ RF choke) จุดเทปป์สัญญาณ G จะต่ออยู่กับกราวด์โดยมี C4 เป็นบายพาสคาปาซิเตอร์อยู่ สัญญาณเอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์จะจ่ายออกที่ขาคอลเลคเตอร์ ซึ่งมีระดับแรงดันไฟฟ้าเท่ากับ  $V_{AG}$  ซึ่งเป็นความแตกต่างศักย์ระหว่างจุด A บนคอยล์ L1 เทียบกับจุด G ส่วนในด้านตรงข้ามกับจุดเทปป์แรงดันไฟสลับป้อนกลับเท่ากับ  $V_{BG}$  ซึ่งถูกคัปปลิงโดย  $C_2$  ไปยังขาเบสของ Q1 การป้อนกลับสัญญาณในลักษณะนี้เป็นแบบบวก เพราะจะมีความต่างเฟส 180 องศา เมื่อเทียบกับ  $V_{AG}$  ซึ่งผลลัพธ์ที่เกิดขึ้น จะก่อให้เกิดการออสซิลเลท ผลิตสัญญาณไฟสลับจ่ายออกมาที่เอาต์พุตด้วยความถี่รีโซแนนท์ของวงจร LC

พิจารณาระดับแรงดันไฟตรง  $V_C$  มีค่าเท่ากับ 28 V เพราะความต้านทานไฟตรงของคอยล์ RF, L1 และ L2 มีค่าน้อยมากไม่นำมาคำนวณก็ได้ ทรานซิสเตอร์มีแรงดันไฟไบอัสตนเองเท่ากับ 1 V จาก  $R_E$  โดยมี  $C_E$  เป็นตัวรักษาเสถียรภาพของการไบอัสแรงดันไฟฟ้าฟอร์เวิร์ดที่ขาเบสจ่ายผ่าน  $R_1, R_2$  ซึ่งแบ่งมาจากแหล่งจ่ายไฟ +28 V ดังนั้นค่า  $V_{BE} = 1.4 - 1.0 = 0.4$  V ซึ่งน้อยกว่าค่าแรงดันไฟฟ้าคัทออฟ 0.5 V แต่ค่าแรงดันขอด้านบวกของแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับจะขับให้ขาเบสมีระดับแรงดันไฟฟ้าเป็นบวก ซึ่งสามารถทำให้ Q1 นำกระแสไฟฟ้าและเกิดการออสซิลเลทได้



รูปที่ 2.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทเลย์, เทปป์คอยล์ที่จุด L1 เพื่อป้อนสัญญาณ

หน้าที่ของอุปกรณ์แต่ละตัวในวงจรรูปที่ 2.3 สามารถสรุปได้ดังนี้

L1 : อินดักแตนซ์สำหรับวงจรจูน, มีการเทปป์เพื่อป้อนสัญญาณกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

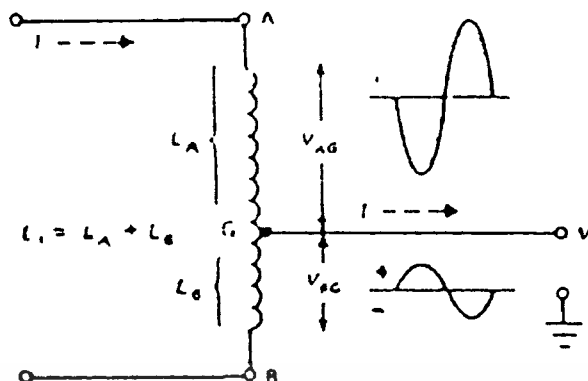
- C1 : คาปาซิเตอร์สำหรับวงจรจูน, เปลี่ยนแปลงค่าได้  
 L2 : RF ใช้คทำหน้าที่แยกสัญญาณออกสรีเลเตอร์ออกจากแหล่งจ่ายไฟ  
 C4 : บายพาส สำหรับต่อจุดแท็ปจาก L1 เพื่อดึงสัญญาณไฟสลับลงกราวด์  
 C2 : คัปปลิงสัญญาณป้อนกลับเข้าไปยังขาเบสพร้อมกับ C2 เป็นวงจร RC คัปปลิงสัญญาณร่วมกับ R1 เป็นวงจรแบ่งแรงดันสำหรับไบอัสขาเบส ร่วมกับ C2 เป็นวงจรกรองแบบ RC สำหรับแปลงไฟของสัญญาณไบอัส  
 R1 : ร่วมกับ R2 ป้อนแรงดันไบอัสตรงให้กับขาเบส

### การกลับเฟสของสัญญาณด้วยแท็ปคอยล์

เหตุผลที่ใช้อธิบายว่าเพราะอะไร การแท็ปสัญญาณของ L1 จึงช่วยให้เกิดการป้อนกลับแบบบวก แสดงได้ดังรูปที่ 2.4 ก่อนอื่นพิจารณาส่วนของคอยล์ L1 ซึ่งแบ่งออกได้เป็นสองส่วนคือ  $L_A$  และ  $L_B$  วิเคราะห์การไหลของกระแสอิเล็กทรอนิกส์เข้าไปยังจุด A จะเห็นว่าทิศทางการไหลผ่านคอยล์  $L_A$  ระหว่างจุด A กับจุด G แล้วไหลไปสู่แหล่งจ่ายไฟ  $V^+$  ซึ่งในกรณีนี้คอยล์  $L_B$  ไม่มีส่วนเกี่ยวข้องกับใดๆ กับทิศทางการไหลของกระแส แต่อย่างไรก็ตามคอยล์ทั้งสองส่วนก็ต่อเนื่องกันอยู่ ดังนั้น  $L_B$  จึงเป็นตัวหม้อแปลงคัปปลิงสัญญาณไปสู่  $L_A$  ได้ในการแปรผันของแรงดันไฟสลับ สมมติให้  $I$  มีค่าเพิ่มขึ้นของเลนซ์ (lenz law) จะได้ว่าเกิดการเหนี่ยวนำด้วยตัวเองขึ้น (self induced) เกิดแรงดันไฟฟ้า  $V_{AG}$  ซึ่งมีขั้วเป็นลบที่จุด A เพื่อต่อต้านการเพิ่มขึ้นของ  $I$  ยิ่งกว่านั้นแรงดันที่เหนี่ยวนำขึ้นมาส่งผลให้คอยล์ทั้งหมดมีแรงดันไฟฟ้าเป็นลบ และเนื่องจากลักษณะของการพันคอยล์เป็นแบบในทิศทางเดียวกัน ดังนั้นจึงมีสนามแม่เหล็กเหมือนกันตลอดทั้งคอยล์ จุด A ถือว่าเป็นจุดปลายสุดของแรงดันไฟลบที่เหนี่ยวนำขึ้นมาเมื่อเปรียบเทียบกับจุดอื่นๆ หรือขดถัดมาด้านล่าง (ตามรูป) ส่วนจุด B เมื่อพิจารณาตามแรงดันไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำขึ้นมาจุด B จะมีแรงดันเป็นบวกเมื่อเทียบกับขดถัดไปที่อยู่เหนือขึ้นไป (ตามรูป) ดังนั้นทั้งจุด A และ B จะมีขั้วตรงกันข้ามเสมอเมื่อเทียบกับแท็ปนั่นคือ  $V_{AG}$  และ  $V_{BG}$  จะมีเฟสของสัญญาณต่างกัน 180 องศาเสมอ ในขณะที่จุดหนึ่งเป็นลบมากที่สุด อีกจุดหนึ่งก็จะมีเฟสเป็นบวกมากที่สุด เนื่องจากจุดแท็ป G ต่อกับกราวด์ เพราะฉะนั้น  $V_{AG}$  และ  $V_{BG}$  จึงเป็นสัญญาณไฟสลับที่มีขั้วตรงกันข้ามกันเสมอเมื่อเทียบกับจุดกราวด์

อ้างถึงวงจรมีดังรูปที่ 2.4  $V_{AG}$  จะถูกป้อนกลับแบบบวกไปเข้ายังอินพุทของขาเบส โดยที่ตัวไปจุดแท็ปจะป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าประมาณ 1 ใน 3 ของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมคอยล์ทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 เฟสของแรงดันไฟฟ้าในการที่ปคอยล์  $L_B$  จะต่างเฟส 180 องศา เทียบกับแรงดันไฟฟ้าในคอยล์  $L_A$

### 2.3 ระบบการสื่อสารย่านความถี่ VHF ความหมายของ VHF

นักวิทยาศาสตร์ได้มีการแบ่งคลื่นวิทยุตลอดทุกความถี่ในสเปกตรัมจของ ความถี่ออกเป็นช่วงๆ อย่างต่อเนื่อง และมีการกำหนดชื่อให้แก่แต่ละช่องของความถี่เหล่านั้นดังเช่น

VHF (VERY HIGH FREQUENCY) อยู่ในช่องความถี่ 30-300 MHz

UHF (ULTRA HIGH FREQUENCY) อยู่ในช่องความถี่ 300-3000 MHz

SHF (SUPPER HIGH FREQUENCY) อยู่ในช่องความถี่ 3-30 Ghz

ความสัมพันธ์ระหว่าง NOISE และความต้องการในการสื่อสารความถี่สูง การทำงานของอุปกรณ์หรือระบบสื่อสาร - ต่างมีขอบเขตในการทำงาน โดยขึ้นอยู่กับระดับของ NOISE และ INTERFERENCE ที่เกิดจากแหล่งกำเนิดอื่นๆ ที่ส่งผลให้มารบกวนต่อระบบสื่อสาร เป็นตัวกำหนด เป็นที่แน่นอนแล้วว่าระบบสื่อสารหนึ่งๆ ย่อมได้รับการรบกวนจากภายนอก แต่ระบบสื่อสารยังใช้งานได้หากระดับสัญญาณรบกวนอยู่ในระดับที่ไม่ทำให้ระบบสื่อสารต้องสูญเสีย ความถูกต้อง หรือชัดเจนในระดับที่ต่ำกว่ามาตรฐาน ทั้งนี้มีการกำหนดระดับสัญญาณรบกวนที่ ยอมรับให้เกิดขึ้นได้มากที่สุดในรูปแบบของ SIGNAL TO NOISE RATIO

## NOISE ในประเภทต่างๆ ในระบบสื่อสาร

1. ATMOSPHERIC NOISE อันได้แก่ NOISE ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของประจุในบรรยากาศซึ่งหมายถึง ปรากฏการณ์ฟ้าผ่า ระดับของสัญญาณ NOISE จะเป็นฟังก์ชันกับความถี่ที่เกิดขึ้น เนื่องจากการเคลื่อนที่ของประจุ โดยปกติแล้วการเคลื่อนที่ของประจุจะทำให้เกิดความถี่โดยเฉลี่ย 10 MHz และค่า NOISE ชนิดนี้จะลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้นและลดลงอย่างรวดเร็วที่ความถี่ 50 MHz และมากกว่า

2. MAN MADE NOISE เป็น NOISE ที่เกิดจากอุปกรณ์ไฟฟ้า NOISE ประเภทนี้จะมีค่าลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้นประมาณ 100-200 MHz และที่ระดับสูงขึ้นไป NOISE ชนิดนี้จะมีค่าคงที่ที่ระดับต่ำ

3. RECIVER NOISE จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้น ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับอุปกรณ์หรือระดับสื่อสารที่ใช้

จากตัวอย่างของ NOISE ทั้งสามประเภทที่กล่าวมาพบว่าอุปกรณ์ หรือระบบสื่อสารมีประสิทธิภาพในการส่งและรับดีขึ้น เมื่อระบบมีการใช้งานที่ความถี่สูง ทั้งนี้เพราะการลดลงของ NOISE นั้นเอง เหตุที่มีการพัฒนาระบบสื่อสาร UHF เพราะในช่วงหลังสงครามมีการพัฒนาไปมาก มีการใช้ความถี่วิทยุทุกความถี่อย่างเต็มที่ ในขณะที่ยังมีความต้องการมีใช้คลื่นวิทยุในการส่ง โทรทัศน์ หรือระบบ FM ดังนั้นจึงจำเป็นต้องขยายการใช้งานของคลื่นวิทยุให้กว้างออกไปอีกที่ความถี่สูงขึ้นไป ในปัจจุบันการสื่อสารย่านความถี่ UHF มีการใช้งานอย่างกว้างขวางทั้งในราชการทหาร ในงานเอกชน เช่นการส่งโทรทัศน์ในระบบ UHF ซึ่งทำให้สามารถส่งสัญญาณที่มีแบนวิทที่กว้างมากขึ้นทำให้มีสัดส่วน

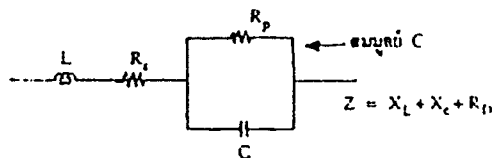
## 2.4 การคำนวณค่า C และ L ในวงจรความถี่สูง ตัวเก็บประจุ

ในงานด้านความถี่วิทยุ (RF) ตัวเก็บประจุถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวางไม่ว่าจะใช้ในการคับปิ้งสัญญาณระหว่างภาคต่างๆ ในวงจรรีโซแนนท์ หรือวงจรรองความถี่แต่ละชนิดก็มีคุณสมบัติแตกต่างกันไป ดังนั้นในการออกแบบให้ตัวเก็บประจุให้เหมาะสมกับการใช้งาน

### ค่าคาปาซิเตอร์ที่ความถี่สูง

การใช้คาปาซิเตอร์ที่ความถี่สูงนั้น จำเป็นต้องศึกษาให้ดีเพราะคาปาซิเตอร์นั้นมีหลายแบบด้วยกัน เช่นแบบผ่านขานาน แบบไมก้า แบบเซรามิก แบบแทนทาลัม แบบไมล้า แต่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ละแบบก็ให้คุณสมบัติที่แตกต่างกันไปตามความถี่ และที่สำคัญคือ จะไม่ปรากฏว่า C ที่แท้จริง แต่จะปรากฏทั้ง L R และ C ไปด้วยกันดังรูป 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรสมมูลของ C

คาปาซิเตอร์ที่ง่ายที่สุดก็คือแบบใช้แผ่นขั้วขนานกัน (PARALLEL PLATE CAPACITOR) บางแบบก็มีตัวกลางเป็นแก๊สอากาศเช่น พวกคาปาซิเตอร์แบบทริมเมอร์ที่ปรับค่าได้ที่ใช้ในเครื่องวิทยุทั่วไป บางแบบก็มีพลาสติกหรือตัวไดอิเล็กตริก (DIELECTRIC) แบบต่างๆ ค่าคาปาซิเตอร์แบบแผ่นขนานนี้หาได้จากสมการ

$$C = \frac{Q}{V}$$

C = ค่าคาปาซิเตอร์ หน่วยเป็นฟารัด (FARAD)

Q = ค่าประจุไฟฟ้า หน่วยเป็นคูลอมบ์ (COULOMBS)

V = ความต่างศักย์ของทั้ง 2 ขั้ว หน่วยเป็นโวลท์ (VOLTS)

ค่าตามสมการบางครั้งไม่สะดวกในการใช้งาน เพราะไม่รู้ค่าของประจุไฟฟ้าจึงได้

มีการแปลงจากสูตรในสมการที่ ให้เป็นสูตรในสมการ

$$C = 0.2249 \frac{\Delta A}{d \Delta_0} \text{ (pF)}$$

C = ค่าคาปาซิแตนซ์ หน่วยเป็นพิโคฟารัด (pF)

d = ระยะห่างของเพลท หน่วยเป็นนิ้ว

A = พื้นที่ของเพลท หน่วยเป็นตารางนิ้ว

$\Delta$  = เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของตัวกลาง (FARAD/M)

$\Delta_0$  = เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของอากาศ (ฟารัดต่อเมตร)

$$= 8.854 \times 10^{-12} \text{ (f/m)}$$

ค่าของไดอิเล็กตริกที่ใช้กันมากคือ DIELECTRIC CONSTANT (k) =  $\frac{\Delta}{\Delta_0}$

อากาศ = 1

โพลีเทรน = 2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระดาษ	= 4
ไม้ก้ำ	= 5
เซรามิคอ่อน	= 10
เซรามิคแข็ง	= 100-1000

ในการนำคาปาซิเตอร์ไปใช้งานนั้นจะต้องทราบคุณสมบัติต่างๆ เช่น ค่าของอุณหภูมิที่ทนได้ ค่าของ  $R_s$  ดูในรูปที่ค่า  $R_p$  และ  $L$  ทั้งหมดนี้จะทำให้ทราบถึงค่าของเพาเวอร์แฟคเตอร์ (POWER FACTOR) ที่แน่นอนได้โดยทั่วไปค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของคาปาซิเตอร์แต่ละตัวจะมีค่าคือ

$$PF = \cos \theta$$

โดยค่าของ  $\theta$  จะเป็นเฟสที่นำหน้าอยู่ 90 องศาใน  $C$  ทั่วๆ

ภายในของคาปาซิเตอร์จะมีค่าของ  $R_s$  และ  $R_p$  ต่อกันอยู่ ซึ่งเป็นค่าความต้านทานทาง AC ของคาปาซิเตอร์ เราเรียกกันว่า เอฟเฟคทีฟ ซีรีส์ซิสแตนซ์ (EFFECTIVE SERIES RESISTANCE) หรือเรียกย่อๆ ว่า ESR ค่าของ ESR สามารถหาได้ดังนี้

$$ESR = \frac{PF}{2\pi FC (1 \times 10^6)}$$

คุณสมบัติของคาปาซิเตอร์อีกอันหนึ่งก็คือค่าของ ดิสซิเปชัน แฟคเตอร์ (DISSIPATION FACTOR) หรือเรียกย่อๆ ว่า DF ซึ่งสามารถหาได้ดังนี้

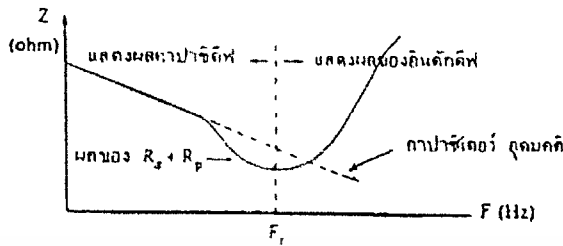
$$DF = \left( \frac{ESR}{X_c} \right) \times 100\%$$

ค่าของ DF นี้เป็นอัตราส่วนของความต้านทาน AC ต่อค่าของรีแอกแตนซ์ (REACTANCE) และอีกค่าหนึ่งที่จะลืมไม่ได้ก็คือค่าของควอลิตี้แฟคเตอร์ (QUALITY FACTOR) หรือเรียกย่อๆ ว่า Q สามารถหาได้จากสูตร

$$Q = \frac{1}{\frac{DF}{X_c}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า Q นี้ยิ่งสูงยิ่งดี เพราะจะปรากฏว่า  $X_c$  เติบโตขึ้นนั่นเอง  
 คุณลักษณะของคาปาซิเตอร์ ดูได้จากรูปที่ 2.6

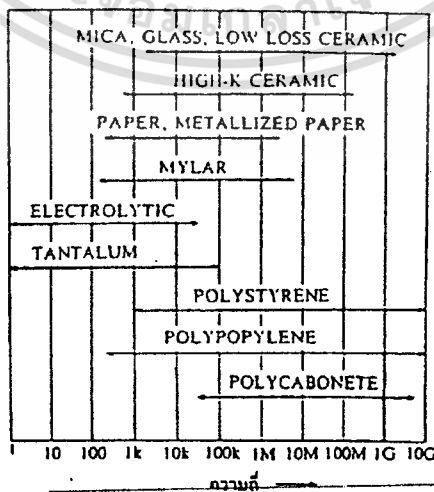


รูปที่ 2.6 แสดงคุณลักษณะและผลต่างๆ ในตัวคาปาซิเตอร์

**ชนิดของคาปาซิเตอร์**

คาปาซิเตอร์มีหลายชนิดด้วยกัน โดยมากถือกันตามค่าของไดอิเล็กตริกเช่น อีเล็กโตรไลต์ เปเปอร์ เซรามิค ไม้ก้ำ โพลีไทลีน โพลีโพรพิลีน โพลีคาร์บอนเนต เทฟลอน แทนทาลัม เป็นต้น ความเหมาะสมในการใช้คาปาซิเตอร์ในช่วงความถี่สูงต่างๆ ดูได้จากตาราง

จากรูปที่ 2.7 จะเห็นว่าคาปาซิเตอร์ที่ใช้ได้ดีที่ความถี่สูงเกิน 100 MHz มีด้วยกัน 5 แบบคือพวก ไม้ก้ำ เซรามิค โพลีไทลีน โพลีโพรพิลีน โพลีคาร์บอนเนต ทั้ง 5 แบบนิยมใช้เซรามิคกันมาก เพราะราคาถูกและยังทำให้เสถียรต่ออุณหภูมิได้ง่าย โดยใช้สารสองชนิดในการทำคาปาซิเตอร์ ชนิดแรกเป็นแมกนีเซียมไดรดาเนต ซึ่งมีสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเป็นบวก ชนิดที่สองเป็นแคลเซียมไดรดาเนต ซึ่งมีสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเป็นลบ เมื่อใช้ทั้งสองชนิดผสมกันเป็นคาปาซิเตอร์แบบเซรามิคก็จะทำให้สัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิเป็นศูนย์หรือเรียกว่า NPO (NEGATIVE POSITIVE ZERO)



รูปที่ 2.7 แสดงความเหมาะสมในการเลือกใช้คาปาซิเตอร์แบบต่างๆ ที่ความถี่ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.5 การพันคอยล์ให้ได้ค่า L ตามต้องการ

ลวดตัวนำที่พันหรือขดขึ้นเป็นคอยล์ มักจะใช้ในวงจรที่มีความถี่ไฟสลับ ทำหน้าที่เป็นตัวนำที่ทำให้เกิดอินดักแตนซ์ ในวงจรเราเรียกอุปกรณ์พวกนี้ว่า อินดักเตอร์ (inductor) หรือบางทีเรียกว่า ไซ้ค (choke) หรือคอยล์ก็ได้ แกนของอินดักเตอร์ที่มีทั้งที่ทำจากสารแม่เหล็ก เช่น พลาสติก หรือเบเคไลท์ สำหรับเป็นโครงยึดขดลวด ในกรณีที่พันด้วยเส้นลวดเล็กๆ หรือเป็นเส้นลวดเส้นโตๆ ก็พันตัวเปล่าๆ โดยไม่ต้องมีแกนเหล่านี้ว่า อินดักเตอร์แกนอากาศ (air coil inductor)

ในตัวนำย้อมมีค่าอินดักแตนซ์เสมอ แม้ว่าตัวนำนั้นไม่อยู่ในรูปของคอยล์ก็ตาม ลวดตัวนำที่เป็นเส้นตรงสั้นๆ จะมีค่าอินดักแตนซ์น้อยมาก แต่ถ้ามีกระแสที่เปลี่ยนแปลงไหลผ่านตัวมันมากพอ ก็จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำขึ้นได้ถ้าอยู่ในวงจรความถี่ต่ำ แต่ในกรณีที่มีความถี่สูงกว่า 100 Mhz ขึ้นไป เส้นลวดอันนี้จะมีผลต่อความถี่ในวงจรได้

ค่าอินดักแตนซ์โดยประมาณของขดลวดที่พันขึ้นเดี่ยวบนแกนอากาศ คำนวณได้จากสูตร

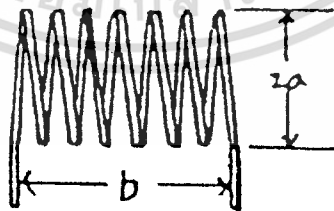
$$\text{อินดักแตนซ์ (L)} = \frac{a^2 n^2}{(9a + 10b)}$$

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

a คือ รัศมีของแกน มีหน่วยเป็นนิ้ว

b คือ ความยาวของการพันขดลวด มีหน่วยเป็นนิ้ว

n คือ จำนวนรอบของขดลวด



รูปที่ 2.8 แสดงความหมายของ a และ b ของขดลวด หรือหาจำนวนของขดลวดได้ โดยการจัดสูตรใหม่ หาจำนวนรอบ

$$N = \frac{\sqrt{L(9a + 10b)}}{(a)^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามสูตรที่ให้ไว้จะมีค่าใกล้เคียงกับความจริงมาก เมื่อความยาวของการพันขดลวด (b) มีค่าไม่น้อยกว่า  $0.8a$  และถ้าความยาวของขดลวดมีจำกัด เช่นต้องการให้ใช้ความยาวของขดลวดน้อยที่สุดค่า  $L$  จะสูงสุดก็ต่อเมื่อ  $b = 0.8a$  พอดี ถ้าไม่สะดวกจะคำนวณก็อาจหาจำนวนรอบโดยประมาณได้โดยโมโนกราฟที่ให้ไว้

ขั้นตอนแรกให้ลากเส้นตรงจากขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง (D) ของแกนที่จะใช้ไปยังค่า  $L$  ที่ต้องการลากเส้นเลยจนไปถึงแกนร่วม

ขั้นที่สองลากเส้นตรงจากค่า  $K$  ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างเส้นผ่าศูนย์กลางและความยาวของการพัน ลากไปตัดกับเส้นแรกที่แกนร่วมแล้วลากเลยไปตัดแกน  $n$  ก็จะอ่านค่าได้จากจำนวนรอบที่ได้จากแกน  $n$  นี้ ตามรูปในโมโนกราฟแสดงว่าถ้ากำหนดเส้นผ่าศูนย์กลางของแกน (2a) เป็น 1 นิ้ว ความยาวของการพัน (b) เป็น 1.5 นิ้ว และต้องการค่า  $L$  เป็น  $32 \mu\text{H}$  จะต้องพันประมาณ 49 รอบ

หลังจากที่รู้จำนวนรอบแล้วสิ่งต่อไปก็คือ จะต้องการว่าควรใช้ลวดเบอร์อะไร เทคนิคในการเลือกขนาด (เบอร์) ของขดลวดคือ ต้องดูว่าเส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นลวดที่ใช้อย่างมากจนไม่สามารถพันจำนวนรอบที่ต้องการลงบนแกนที่ยาวจำกัดได้หรือไม่ ดังนั้นเราจึงต้องคำนวณหาจำนวนรอบต่อนิ้วที่จะต้องลงบนแกนเสียก่อน แล้วจึงดูของที่ 4 ในตารางที่ 1 หาเบอร์ลวดในมาตรฐานที่ต้องการที่สามารถพันได้จำนวนรอบ/นิ้วมากกว่าที่ต้องการ แต่ถ้ามากเกินไปขนาดเส้นลวดอาจเล็กเกินไปจนค่าความต้านทานของลวดอาจทำให้ค่า  $Q$  ของขดลวดน้อยเกินไป

**ตัวอย่าง** สมมุติว่าขดลวดขดหนึ่งมี 48 รอบ พันด้วยความถี่ 32 รอบต่อ 1 นิ้ว และมีเส้นผ่าศูนย์กลาง  $3/4$  นิ้ว ค่า  $L$  จะเป็นเท่าไร

$$\text{วิธีทำ} \quad a = \left(\frac{3}{4}\right) \times \left(\frac{1}{2}\right) = 0.375 \text{ นิ้ว}$$

$$b = \frac{948}{320} = 1.5 \text{ นิ้ว}$$

$$\text{และ } n = 48$$

$$L = \frac{0.375 \times 0.375 \times 48 \times 48}{(9 \times 0.375) + (10 \times 1.5)} = 17.6 \mu\text{H}$$

**ตัวอย่าง** ต้องการพันขดลวดให้ได้ค่า  $10 \mu\text{H}$  โดยแกนที่จะใช้มีเส้นผ่าศูนย์กลาง 1 นิ้วและยาวพอที่จะพันขดลวดได้ยาว  $1(1/4)$  นิ้ว จะต้องพันสักกี่รอบ

$$\text{วิธีทำ} \quad a = 0.5$$

$$b = 1.35$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ  $L = 10$

จะได้

$$n = \frac{\sqrt{10(4.5+1.25)}}{0.5 \times 0.5}$$

$$= \sqrt{680}$$

$$= 26.1 \text{ รอบ}$$

เวลาที่จริงก็ทัน 26 รอบก็ใกล้เคียงพอแล้ว เนื่องจากการพันทั้งหมดยาว 1.25 นิ้ว ดังนั้นจำนวนรอบต่อนิ้วจะเป็น  $26.1/1.25 = 20.9$  รอบต่อนิ้ว ดูจากช่องที่ 4 ในตารางที่ 1 จะเห็นว่าลวดเคลือบน้ำยาเบอร์ 17 AWG หรือลวดเบอร์ 18 SWG ใช้ได้เพราะสามารถพันได้แน่นถึง 21.2 รอบต่อนิ้ว แต่อาจจะใช้ลวดขนาดเล็กกว่าบ้างก็ได้ (หมายถึงใช้เบอร์สูงขึ้น)

คุณสมบัติอีกข้อหนึ่งของลวดตัวนำก็คือ เมื่อมีกระแสไหลผ่านลวดตัวนำจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นรอบๆลวดตัวนำ โดยมีค่าคงที่ตลอดเวลา แต่จะไม่มีผลต่อลวดตัวนำถ้าเป็นกระแสไฟตรง แต่ถ้าหากกระแสนั้นเปลี่ยนตามเวลา ( กระแสสลับ ) สนามแม่เหล็กก็จะเกิดการเปลี่ยนแปลงตามกระแสไฟฟ้าด้วย โดยจะพองตัวและยุบตัวลงตามการเพิ่มและลดลงของกระแสไฟฟ้า สนามแม่เหล็กนี้จะเคลื่อนที่ตัดผ่านเนื้อโลหะของสายไฟ ทำให้เกิดแรงกันเหนียวนำขึ้นในสายไฟฟ้า โดยจะมีทิศทางต้านการไหลของกระแสไฟฟ้า ปรัชญาการณีนี้นี้เรียกว่า ความเหนียวนำตัวเอง (self-inductance) และอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติเช่นนี้ก็คือนำเหนียวนำ (inductor) และถ้านำสายไฟฟ้ามาขดเป็นวงกลมหลายๆชั้นก็กลายเป็นขดลวดหรือคอยล์ และค่าความเหนียวนำ (inductance) ที่เกิดขึ้นในสายไฟธรรมดาจะมีค่าน้อยมากจนไม่มีผลอะไรที่ความถี่สูงๆ สำหรับค่าความเหนียวนำและค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก (magnetic flux density) ของสายไฟหาได้จากสูตรดังต่อไปนี้

$$L = (0.002) \left[ 2.3 \log \left( \frac{4l}{d} - 0.75 \right) \right] \dots\dots\dots (\mu H)$$

โดยที่

$L =$  ค่าความเหนียวนำ (ไมโครเฮนรี่)

$l =$  ความยาวของสายไฟ (เซนติเมตร)

$d =$  เส้นผ่าศูนย์กลางของสายไฟ (เซนติเมตร)

และอีกสูตร

$$B = \frac{\mu}{2\pi r}$$

โดยที่

$B =$  ความเข้มสนามแม่เหล็ก (wb.m<sup>-2</sup>)

$\mu =$  ค่าความซึมซาบสิ่งแวดล้อมของสายไฟอยู่ในอากาศ ,

$$(\mu_{\text{อากาศ}} = 400 \text{ nHm}^{-1})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$r$  = ระยะห่างของจุดที่เราต้องการทราบค่า  $B$  ถัดจากจุดศูนย์กลางของสายไฟ (m)

$I$  = ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลในสาย (Amp)

**ตัวอย่าง** ต้องการหาค่าความเหนี่ยวนำและความเข้มของสนามแม่เหล็กที่ระยะห่าง 0.5 cm ของลวดทองแดงเบอร์ 22 ที่มีความยาว 5 cm มีกระแสไหลผ่าน 10 mA วางอยู่ในอากาศ

**วิธีทำ** จากตารางที่ 1 เส้นผ่าศูนย์กลางสายเท่ากับ 0.643 cm แทนลงในสมการได้

$$L = 0.02 (5) \left[ 2.3 \log \left\{ \left( \frac{4(5)}{0.0643} \right) - 0.75 \right\} \right]$$

$$= 57 \text{ nH}$$

ค่าความซึมซาบของอากาศ  $\mu$  (อากาศ) =  $400 \text{ nHm}^{-1}$

แทนลงในสมการได้

$$B = \frac{(400\pi \times 10^{-9} \times 10 \times 10^{-2})}{2\pi \times 0.5 \times 10^{-2}}$$

$$= 400 \text{ nHAm}^{-1}$$

$$= 400 \times 10^{-9} \text{ wb.}^{-2}$$

ตารางแสดงคุณสมบัติของลวดเคลือบนำยาเบอร์ต่าง ๆ

เบอร์ลวด AWG	เบอร์ลวด SWG ที่ใกล้เคียง	เส้นผ่าศูนย์กลาง	จำนวนรอบต่อ นิ้ว	จำนวนรอบต่อ ตารางนิ้ว	ค่า $\Omega/1000$ ฟุต ที่ 25° ซ.
1	1	7.348	-	-	0.1264
2	3	6.544	-	-	0.1593
3	4	5.827	-	-	0.2009
4	5	5.189	-	-	0.2533
5	7	4.621	-	-	0.3195
6	8	4.115	-	-	0.4028
7	9	3.665	-	-	0.5080
8	10	3.264	7.6	57	0.6405
9	11	2.906	8.6	72	0.8077

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

10	12	2.588	9.6	90	1.018
11	13	2.305	10.7	113	1.284
12	14	2.053	12.0	141	1.619
13	15	1.828	13.5	177	2.042
14	16	1.628	15.0	221	2.575
15	17	1.450	16.8	277	3.247
16	18	1.291	18.9	348	4.094
17	18	1.150	21.2	437	5.163
18	19	1.024	23.6	548	6.510
19	20	0.912	26.4	681	8.210
20	21	1.812	29.4	852	10.35
21	22	0.723	33.1	1065	13.05
22	23	0.644	37.0	1340	16.46
23	24	0.573	41.3	1665	20.76
24	25	0.511	46.3	2100	26.17
25	26	0.455	51.7	2630	33.0
26	27	0.405	58.0	3320	41.62
27	29	0.361	64.9	4145	52.48
28	30	0.321	72.7	5250	66.17
29	31	0.286	81.6	6510	83.44
30	33	0.255	90.5	8175	105.2
31	34	0.227	101	10,200	132.7
32	36	0.202	113	12,650	167.3
33	37	0.180	127	16,200	211.0
34	38	0.160	143	19,950	266.0
35	38-39	0.143	158	25,000	335
36	39-40	0.127	175	31,700	423
37	41	0.133	198	39,600	533
38	42	0.101	224	49,100	673
39	43	0.909	248	62,600	848
40	44	0.808	282	77,600	1070

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับกรใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การทำงานของเครื่องส่ง



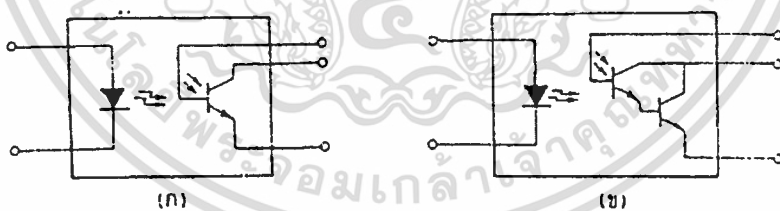
เครื่องส่งจะรับสัญญาณ DTMF มาจากไอซีผลิตสัญญาณ DTMF เบอร์ MC 145412 จากนั้นสัญญาณจะถูกขยายให้มีกำลังแรงขึ้นด้วยวงจรปริแอมพลิฟายเออร์ จากนั้นสัญญาณ DTMF ที่ขยายแล้วจะนำมาผสมกับคลื่นพาห์ที่ผลิตโดยวงจรเทงค์ ความถี่ที่ผลิตได้จะแปรผันไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณ DTMF เนื่องจากเป็นการผสมสัญญาณแบบ FM จากนั้นก็จะส่งไปที่ภาคขยายสุดท้ายเพื่อส่งออกอากาศ



### บทที่ 3 การเชื่อมโยงทางแสง

ตัวเชื่อมโยงทางแสง (Optocoupler) หรือตัวแยกโดยใช้แสง (Optoisolator) เป็นอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติพิเศษหลายประการ เช่นคุณสมบัติในการไอโซเลท ทำให้สามารถนำมาใช้ในการเชื่อมโยงสัญญาณต่างๆของวงจรที่มีกราวด์ต่างกัน สามารถป้องกันการรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างภาคอินพุตกับเอาต์พุตได้อย่างเด็ดขาด ซึ่งการคัปปลิงด้วยวิธีอื่นๆจะทำได้ จึงได้นำเอาออปโตคัพเปลอร์มาประยุกต์ใช้ในวงจร เพื่อประสิทธิภาพและความน่าเชื่อถือของวงจร

ออปโตคัพเปลอร์ เป็นอุปกรณ์เดี่ยวที่ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดแสงและตัวตรวจจับรับแสง โดยที่ทั้งสองส่วนนี้จะแยกจากกันและกัน มีฉนวนที่โปร่งใสเช่น กระดาษขึ้นบางๆคั่นกลาง และชิ้นส่วนทั้งหมดจะถูกบรรจุอยู่ในตัวถังทึบแสง รูปร่างภายนอกมีอยู่หลายแบบ แต่ที่พบเห็นบ่อยๆส่วนมากเป็นแบบดิพ (DIP : Dual In-Line Package) เหมือนไอซีแต่มี 6 ขา แหล่งกำเนิดแสงส่วนใหญ่จะใช้ไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรด (IRED : Infrared Emitter Diode) ทำจากสารกึ่งตัวนำอาร์เซไนด์ (GaAs) ส่วนตัวตรวจจับหรืออุปกรณ์ภาคเอาต์พุตนั้น อาจจะเป็นโฟโตทรานซิสเตอร์, โฟโตไดรลิ่งตัน, สวิตช์สองทิศทาง (Triac) ซึ่งทำงานเมื่อมีแสงมากระตุ้นและ SCR ที่ถูกกระตุ้นด้วยแสง เป็นต้น รูปที่ 3.1 แสดงสัญลักษณ์ของวงจรชนิดต่างๆดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ถึงแม้ว่าจะมีหลายชนิดมากกว่านี้ แต่ที่แสดงให้เห็นดังรูปเป็นแบบที่พบเห็นกันบ่อยๆ

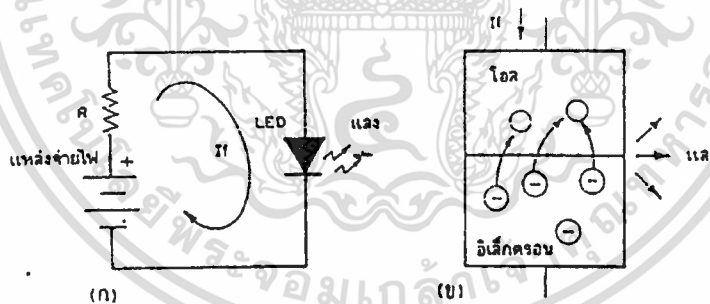


รูปที่ 3.1 ออปโตคัพเปลอร์แบบต่างๆไป

- (ก) มีเอาต์พุตเป็นโฟโตทรานซิสเตอร์
- (ข) มีเอาต์พุตเป็นโฟโตโฟโตไดรลิ่งตัน
- (ค) มีเอาต์พุตเป็นสวิตช์สองทิศทาง
- (ง) มีเอาต์พุตเป็น SCR

ออปโตคัพเปลอร์หรือออปโตไอโซเลเตอร์ ได้รับการออกแบบไว้ให้ทำการป้องกันอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ไม่ให้ได้รับแรงดันกระชากสูงๆ หรือคัมครองระดับนอยส์ต่ำๆ ซึ่งเป็นต้นเหตุให้เกิดเอาท์พุทไม่ถูกต้อง หรือทำให้เกิดคลื่นผิดพลาดขึ้นมา ออปโตคัพเปลอร์เป็นอุปกรณ์ที่ทำให้สามารถเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ตัวอื่นๆที่มีระดับลอจิกแตกต่างกันในออปโตคัพเปลอร์ สัญญาณอินพุทจะถูกเปลี่ยนเป็นพลังงานแสง เพราะมี LED ที่อยู่ภายใน พลังงานจึงถูกส่งไปยังโฟโตดีเทคเตอร์ ดังนั้นมันจึงทำงานตรงกับพลังงานของแสงที่ได้จาก LED และมีสเปคตามอัตราส่วนการส่งผ่านกระแส (CTR) กับ Isolation voltage CTR เป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสอินพุทต่อกระแสเอาท์พุท ซึ่งเป็นการวัดความสามารถของออปโตคัพเปลอร์ในเรื่องความสามารถให้สัญญาณอินพุทถูกส่งไปยังเอาท์พุทอย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับประสิทธิภาพของ IRED, ช่องว่างระหว่างชิ้นส่วนทางอินพุทและเอาท์พุทรวมทั้งพื้นที่, ความไว (Sensitivity) และ อัตราขยายของตัวตรวจจับ สำหรับ Isolation voltage ของออปโตคัพเปลอร์คือ ปริมาณแรงดันที่ออปโตคัพเปลอร์สามารถทำงานได้อย่างปลอดภัย

เมื่อมีกระแสไหลผ่าน IRED ของออปโตคัพเปลอร์ในลักษณะไบแอสตรงจนมีอิเล็กตรอนส่วนเกินกระโดดข้ามรอยต่อไปรวมกับโฮล ในขณะที่เดียวกันก็ได้ปล่อยพลังงานโฟตอนหรือแสงออกมา ดังรูปที่ 3.2 (ก) และ (ข) แสงที่ได้เป็นแสงอินฟราเรด เพราะสารกึ่งตัวนำทำด้วยสารแกลเลียมอาร์เซไนด์



รูปที่ 3.2 (ก) แสงที่เกิดขึ้นหลังจากมีกระแสไบแอสตรงไหลผ่าน

(ข) อิเล็กตรอนส่วนเกินข้ามรอยต่อไปรวมกับโฮลพร้อมกับเปล่งแสงออกมา

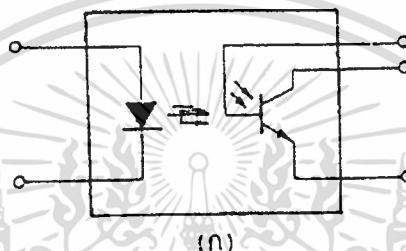
ตัวแปรอินพุททางด้านไฟฟ้ากระแสตรงเป็นตัวกำหนดตัวแปรทางด้านไฟฟ้าของ ไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรด (IRED) ได้แก่ กระแสของไดโอดเมื่อได้รับไบแอสตรง ( $I_f$ ) แรงดันตกคร่อมไดโอดเมื่อได้รับไบแอสตรง ( $V_f$ ) และแรงดันสูงสุดที่ทนได้เมื่อได้รับไบแอสกลับ ( $V_R$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

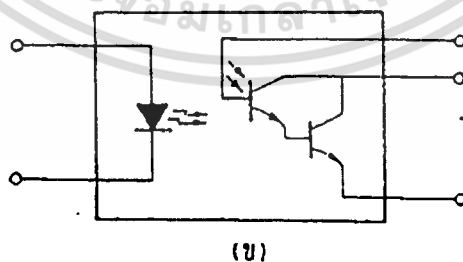
เนื่องจากตัวแปรเอาต์พุตทางด้านไฟฟ้ากระแสตรง และตัวแปรส่งถ่าย (Transfer parameter) นั้นจะแตกต่างกันโดยขึ้นอยู่กับชนิดของชิ้นส่วนที่เป็นตัวตรวจรับที่ใช้ในออปโตคัพเปลอร์ ซึ่งมีรายละเอียดแตกต่างกันขึ้นอยู่กับตัวตรวจรับนั้นๆ ตัวอย่างเช่น

**ทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์ (Transistor Coupler)** อุปกรณ์ประเภทนี้ได้รับความนิยมมากที่สุด มีความไวระดับกลางมีราคาถูกตรงจุดเชื่อมต่อ (จังก์ชัน) ภายในระหว่างคอลเลคเตอร์กับเบส ของทรานซิสเตอร์ สามารถเอื้อสายมาต่อข้างนอกให้ทำหน้าที่เป็นโฟโต้ไดโอด ซึ่งมีความเร็วในการทำงานสูงยิ่งไปกว่าเดิม



รูปที่ 3.3 ออปโตแบบทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์

**ดาร์ลิ่งตัน ทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์ (Darlington Transistor Coupler)** อุปกรณ์ประเภทนี้ให้อัตราส่วนการส่งกระแส หรือมีเกนการขยายสูงสามารถให้กระแสเอาต์พุตเพิ่มขึ้น ซึ่งจะได้เกนขยายสูงเป็น 10 เท่า แต่ความเร็วในการทำงานจะช้ากว่า 10 เท่าของการใช้ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว

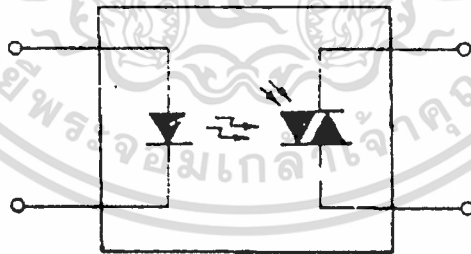


รูปที่ 3.4 ออปโตแบบดาร์ลิ่งตันทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์

ออปโตแบบทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์ และแบบดาร์ลิ่งตันทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์ นั้นมีหลักการทำงานเหมือนกัน รอยต่อระหว่างขาคอลเลคเตอร์กับขาเบสถูกทำให้กว้างขึ้น แสงที่ตกกระทบบรอยต่อจะทำให้เกิดคู่อิเล็กตรอนและโฮลขึ้นมาเกิดการนำกระแสได้ ตัวแปรสำหรับออปโตแบบทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์ และแบบดาร์ลิ่งตันทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์มีดังนี้

- $I_C$  : เป็นกระแสสูงสุดที่ไหลต่อเนื่องผ่านขาคอลเลคเตอร์ (เอาท์พุท)
- $V_{(BR)CBO}$  : เป็นแรงดันพังทลายสูงสุดจากขาคอลเลคเตอร์ไปยังขาเบส
- $V_{(BR)CEO}$  : เป็นแรงดันพังทลายสูงสุดจากขาคอลเลคเตอร์ไปยังขาอีมิเตอร์
- $V_{(BR)ECO}$  : เป็นแรงดันพังทลายสูงสุดจากขาอีมิเตอร์ไปยังขาคอลเลคเตอร์
- $CTR_{(n)}$  : เป็นอัตราส่วน (เป็นเปอร์เซ็นต์) ต่ำสุดระหว่างกระแสเอาท์พุทของคอลเลคเตอร์สูงสุดต่อกระแสไดโอดที่ค่า  $V_{CE}$  และ  $I_F$  ที่กำหนด
- $V_{CE(sat)}$  : เป็นแรงดันอิมิต์วระหว่างขาคอลเลคเตอร์และขาอีมิเตอร์

ออปโตคัพเปลอร์ที่ใช้สวิตช์สองทิศทางหรือไดแอด (Diac) ทำงานเมื่อมีแสงมาก กระตุ้นเป็นภาคเอาท์พุท ถูกออกแบบมาสำหรับใช้ในงานที่ต้องการการแยกการทรานซิสเตอร์หรือกระตุ้นตัวไดแอด การแยกการสวิตช์ทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับที่มีขนาดกระแสต่ำ และการแยกกันทางไฟฟ้ามีค่าสูง อุปกรณ์ชนิดนี้มีตัวแปรที่สำคัญคือ



(ค)

### รูปที่ 3.5 ออปโตแบบไดแอดคัพเปลอร์

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

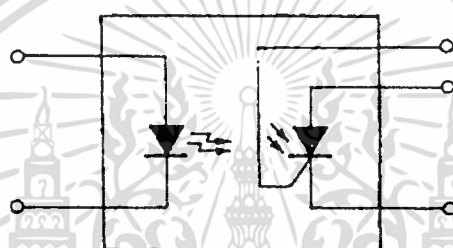
$V_{DRM}$  : เป็นค่าแรงดันซ้ำๆ ระหว่างขั้วเอาท์พุทเมื่ออยู่ในสถานะหยุดทำงาน (repetitive off-state out-put terminal voltage)

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตเห็นาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- $I_{FT}$  : เป็นค่ากระแสกระตุ้นไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรดสูงสุด ซึ่งต้องการใช้เพื่อคงสถานะให้เอาท์พุทค้าง (latch) ไว้
- $I_M$  : เป็นค่ากระแสยึด (holding current) ซึ่งต้องการสำหรับเอาท์พุทเพื่อที่จะยังคงสถานะค้างเอาไว้ได้

ออปโตคัพเปลอร์ที่ใช้ SCR ที่ถูกกระตุ้นด้วยแสง ถูกออกแบบมาสำหรับใช้ในงานที่ต้องการการแยกกันทางไฟฟ้าที่มีค่าสูงระหว่างวงจรด้านแรงดันต่ำ (ซึ่งใช้ไอซี) และทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูง ตัวแปรที่สำคัญสำหรับอุปกรณ์ที่ใช้ SCR ที่ถูกกระตุ้นด้วยแสงมีดังนี้



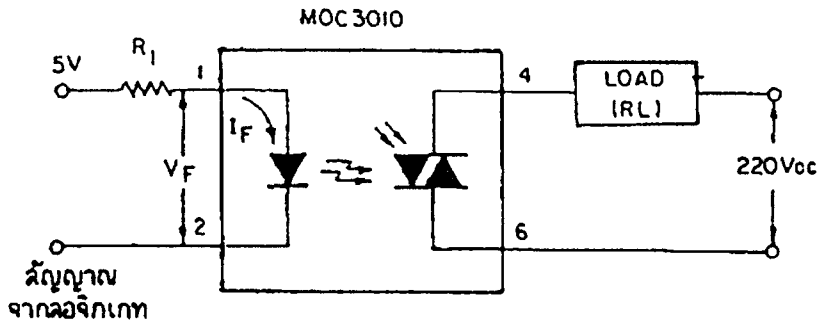
(ง)

รูป 3.6 ออปโตแบบ SCR คัพเปลอร์

- $I_{T(RMS)}$  : เป็นค่ากระแส RMS สูงสุดเมื่ออยู่ในสถานะที่ทำงาน
- $V_{DRM}$  : เป็นค่าแรงดันขั้วๆ ระหว่างขั้วเอาท์พุทเมื่ออยู่ในสถานะหยุดทำงาน
- $V_{RM}$  : เป็นค่าแรงดันย้อนกลับสูงสุด
- $I_{FT}$  และ  $I_H$  : เช่นเดียวกับออปโตแบบไดแอคคัพเปลอร์

### 3.1 การประยุกต์ใช้งานในการไปใช้ควบคุมโหลด

ในโครงงานนี้ได้นำเอาออปโตแบบไดแอคคัพเปลอร์มาใช้ควบคุมโหลดที่เป็นไฟสลับ 220 โวลท์ แทนการใช้รีเลย์ ดังนั้นจึงขอกล่าวถึงเฉพาะการนำเอาออปโตแบบไดแอคคัพเปลอร์มาประยุกต์ใช้งานเท่านั้น



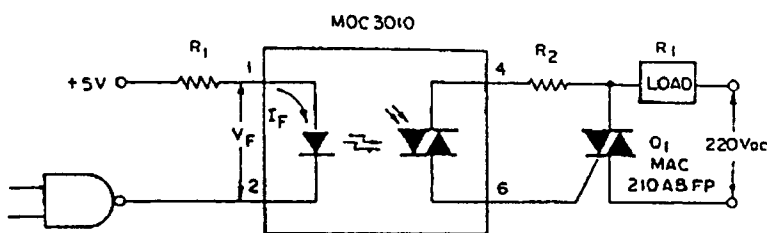
รูปที่ 3.7 วงจรที่ใช้ควบคุมกำลังงานของไฟฟ้ากระแสสลับที่มีค่าไม่สูงมากนัก

รูปแสดงการใช้ MOC 3010 ในการสวิตช์ เปิด-ปิด กระแสผ่านโหลดที่ต้องการกำลังงานจากไฟฟ้ากระแสสลับเพียงเล็กน้อย เมื่อเอาท์พุทจากลอจิกเกตมีค่าเป็นลอจิก "0" กระแสจะไหลผ่านไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรดที่อยู่ภายในที่ค่า  $I_F$  มีค่าเท่ากับ  $I_{FT}$  เอาท์พุทของสวิตช์สองทิศทางจะถูกกระตุ้นให้นำกระแสเนื่องจากสวิตช์สองทิศทางจะนำกระแสทั้งสองทิศทาง กำลังงานจะถูกป้อนเข้าสู่โหลดทั้งในระหว่างครึ่งไซเคิลบวก และครึ่งไซเคิลลบ และเมื่อเอาท์พุทของลอจิกเกตซึ่งป้อนเข้าสู่ออปโต มีค่าเป็นลอจิก "1" กระแส  $I_F$  จะลดลงต่ำกว่ากระแส  $I_H$  จะทำให้สวิตช์สองทิศทางหยุดนำกระแส

ค่ามากที่สุดของ  $R_1$  หาได้จาก

$$R_1 < \frac{V_{CC(min)} - V_{F(max)} - V_{ol}}{I_{FT}}$$

โดยที่  $V_F$  และ  $I_{FT}$  เป็นตัวแปรของออปโตที่ใช้ และ  $V_{ol}$  เป็นแรงดันเอาท์พุท ลอจิก "0" ของลอจิกเกต และลอจิกเกตจะต้องสามารถทนค่ากระแสซิงค์ ( $I_{FT}$ ) ได้โดยมีค่าเผื่อไว้เพื่อความปลอดภัย



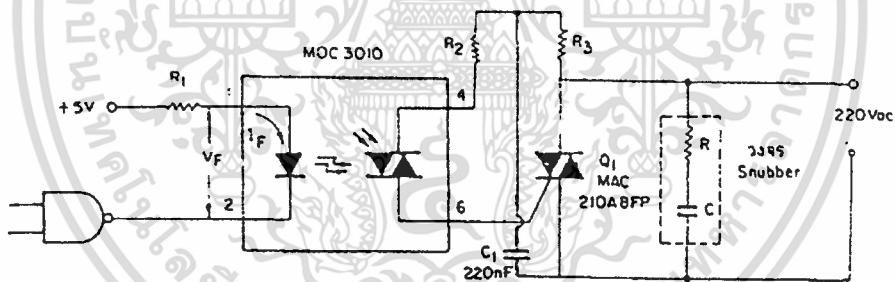
รูปที่ 3.8 วงจรที่ใช้ควบคุมกำลังงานไฟฟ้ากระแสสลับที่มีค่าสูง ๆ

ออปโตคัพเปลลอร์ MOC 3010 มีไดโอดขนาดเล็กเป็นเอาต์พุตสามารถทนกระแสผ่านได้ 100 มิลลิแอมป์ซึ่งน้อยเกินไปสำหรับการควบคุมไฟฟ้ากระแสสลับผ่านเครื่องใช้ไฟฟ้าทั่วไป แต่ก็เหมาะสมที่จะนำมาสร้างสัญญาณทริกเกอร์ไตรแอดกำลังงานสูง นอกวงจร ดังรูป 3.8 เอาต์พุตจากออปโตคัพเปลลอร์ MOC 3010 ป้อนเข้าสู่เกทของไตรแอดกำลังงานสูง ไตรแอดภายนอกจะต้องเลือกให้ทนกำลังงานได้พอสำหรับโหลด

ค่า  $R_1$  สามารถคำนวณได้เช่นเดียวกับการคำนวณหาค่า  $R_1$  ในรูปที่ 3.7 ค่ากระแสที่น้อยที่สุดที่ต้องการกระตุ้นให้ไตรแอดทำงานจะเป็นตัวกำหนดค่าสูงสุดของ  $R_2$  ในขณะที่กำลังงานสูญเสียของเกทของตัวไตรแอดจะเป็นตัวกำหนดค่าต่ำสุดของ  $R_2$  ค่าของ  $R_2$  ที่มากที่สุดหาได้จาก

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

โดยที่  $V_{TM}$  เป็นตัวแปรในช่องเอาต์พุตในตารางที่ 1,  $I_{GM}$  เป็นกระแสเกทสูงสุดที่ใช้กระตุ้นการทำงานของไตรแอด และ  $V_s$  เป็นแรงดันของแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ

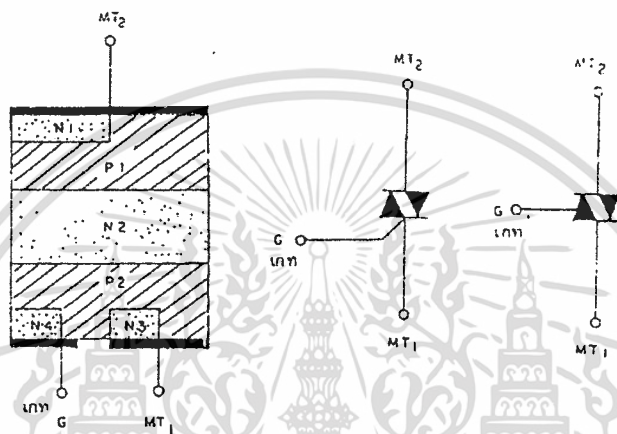


รูปที่ 3.9 การควบคุมโหลดแบบอินดักทีฟโหลด

วงจรในรูป 3.9 กรณีที่โหลดเป็นอินดักทีฟโหลด เช่น มอเตอร์ มักจะมีพัลส์ของแบค อี. เอ็ม. เอฟ. เกิดขึ้นเมื่อมีกระแสผ่านขดลวด พัลส์ดังกล่าวสามารถทำให้การทำงานของไดโอดภายในออปโตคัพเปลลอร์ทำงานผิดพลาดได้ จึงแก้ไขปัญหานี้โดยใช้วงจร Snubber ต่ออยู่กับโหลดคอล์มไตรแอดภายนอก ขนาดของอุปกรณ์ในวงจร Snubber ขึ้นอยู่กับค่าอินดักแตนซ์และความต้านทานของโหลด

สำหรับไตรแอด (Triac) กำลังงานสูงนั้นมีโครงสร้างพื้นฐานดังรูปที่ 3.10 จะพบว่า มีลักษณะคล้าย SCR กล่าวคือ มีเกทหนึ่งเกท และอีกสองขั้วคือ  $MT_1$  และ  $MT_2$  ซึ่งกระแสเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักจะไหลผ่านไทรแอกแตกต่างจาก SCR ตรงที่ว่าไทรแอกสามารถทำงานในสถานะ ON-STATE ได้ โดยที่ขั้ว MT, อาจมีศักย์เป็นบวกหรือลบก็ได้ยิ่งกว่านั้นไบแอสที่เกต ซึ่งกระตุ้นให้ไทรแอกทำงานอาจจะเป็นบวกหรือลบ ได้เช่นกัน ดังนั้นเราอาจจะเรียกไทรแอกนี้ว่า Bidirectional Thyristor โดยทั่วไปไทรแอกจะทนกระแสและแรงดันได้น้อยกว่า SCR แต่คุณประโยชน์และข้อดีของไทรแอกเหมาะสำหรับงานการควบคุมการไหลของกระแสในระบบไฟฟ้ากระแสสลับ



รูป 3.10 แสดงลักษณะโครงสร้างพื้นฐานของไทรแอกและสัญลักษณ์

การเลือกใช้ไทรแอกต้องคำนึงถึงขีดจำกัดแรงดันและกระแสที่ไทรแอกจะรับได้, ความไวในการทริกเกตให้ไทรแอกทำงาน, ความเร็วในการใช้งาน, กระแสรั่วไหล และแรงดันคร่อมตัวไทรแอกขณะนำกระแส

## บทที่ 4 ภาครับ

### TDA 7000

ตามปกติแล้วไอซีที่ใช้เป็นภาครับ ส่วนมากมักจะต้องมีวงจรจูนที่ประกอบด้วย ค่า LC ต่ออยู่ร่วมในวงจรอาร์เอฟ (RF) , ไอเอฟ (IF) , โลคัลออสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator) , และในวงจรดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator) ค่า LC ที่ใช้เป็นอุปกรณ์ภายนอกที่นำมาต่อร่วมกับ วงจรภายในตัวไอซี เมื่อมี LC ด้วยกันหลายชุดก็ทำให้เปลืองเนื้อที่ ต้องมีการปรับจูนกันหลาย แห่งเป็นที่ยุ่งยากและราคาของวงจรถูกต้องสูงขึ้นตามไปด้วย

ในไอซี TDA 7000 จึงเลี่ยงปัญหาเหล่านี้โดยแทนที่จะใช้ความถี่ IF ขนาด 10.7 MHz ตามระบบมาตรฐานในภาครับ FM ที่มีใช้กันทั่วไปแต่กลับไปใช้ความถี่ IF ที่มีค่าต่ำกว่าเช่นใช้ ความถี่ IF ที่ความถี่ 70 KHz แทนที่ความถี่ IF ขนาดนี้วงจรแอ็คทีฟ ไอเอฟ ฟิลเตอร์ (active if filter) ซึ่งประกอบด้วยออปแอมป์และรีซีสเตอร์ที่บรรจุอยู่ในตัวไอซีสามารถทำงานได้ดีกว่า โดยไม่ต้องอาศัยวงจรจูนที่ประกอบด้วย LC มาต่อภายนอกไอซีสำหรับใช้เป็นคอยล์ไอเอฟและ คอยล์ในภาคดีมอดูเลเตอร์แต่อย่างใด อย่างไรก็ตามไอซี TDA 7000 ยังคงต้องมีคอยล์มาต่อ ร่วมเป็นอุปกรณ์ภายนอกไอซีอยู่บ้าง เช่นคอยล์ในวงจรสายอากาศซึ่งเป็นลักษณะตัวกรองผ่าน ความถี่วิทยุ (RF. band pass filter) ของภาค RF และคอยล์ต่อร่วมกับ C ปรับค่าได้เป็นวงจร จูนในภาคโลคัลออสซิลเลเตอร์

โดยเหตุนี้จึงทำให้ภาครับที่ใช้ไอซี TDA 7000 มีขนาดเล็กเพียงพอที่จะบรรจุเข้าไปในเครื่องคิดเลข ไฟแช็กจุดบุหรี่ หรืออื่นๆที่มีขนาดเล็กได้รวมทั้งการนำไปใช้ในอุปกรณ์จำพวก โทรศัพท์ไร้สาย (cordless telephones) วิทยุ CB, วิทยุบังคับ ฯลฯ

รูปร่างลักษณะของไอซี TDA 7000 มีทั้งตัวถังแบบ DIL (แบบตีนตะขาบ) 18 ขา และตัวถังแบบ SO. 16 ขา (TDA 7010T) สำหรับการพัฒนาเพื่อก้าวต่อไปในอนาคตของไอซี ตระกูลนี้ก็คือการทำให้มันใช้ได้กับแหล่งจ่ายไฟที่ต่ำกว่า 4.5 V. และให้มันทำหน้าที่ได้ทั้งระบบ เอมส์เตอริโอ และระบบเอเอ็ม/เอฟเอ็มธรรมดาทั่วไปได้ด้วย

#### ข้อมูลสังเขปของ IC TDA 7000 มีดังนี้

typical supply voltage	VP = 4.5 V. (แรงดันใช้งาน)
typical supply current	Ip = 8 mA (กระแสใช้งาน)
r.f.input frequency range.	F.rf. = 1.5 to 110 MHz

(ขอบเขตความถี่ที่รับได้)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

sensitivity for-3 dB limiting e.m.f.

with  $Z_s = 75\Omega$ , mute disabled  $V_{r.f. -3\text{ dB}} = 1.5 \mu\text{V}$ . (ความไว)

maximum signal input for  $\text{THD} < 10\%$   $\Delta f = \pm 75 \text{ KHz}$

e.m.f. with  $Z_s = 75\Omega$   $V_{r.f.} = 200 \text{ mV}$

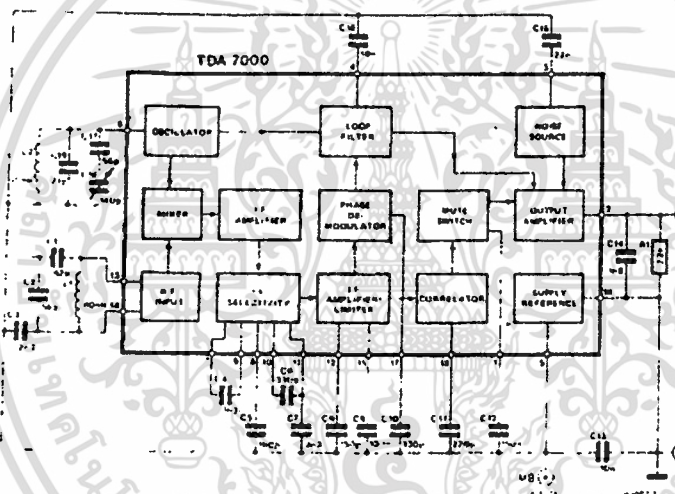
(ความแรงสัญญาณที่รับได้สูงสุด)

audio output (r.m.s.) with

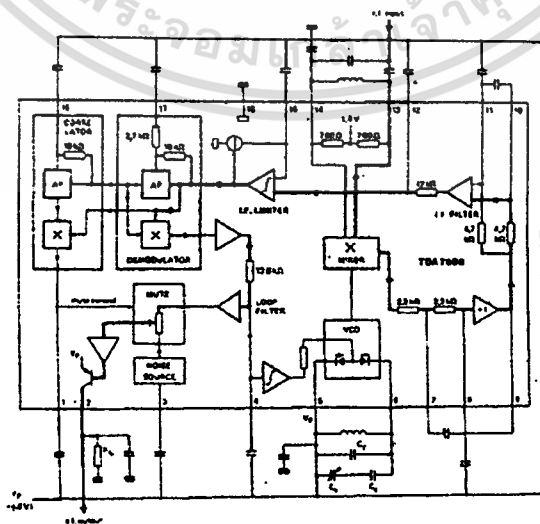
$R_L = 22 \text{ K}\Omega$ ,  $\Delta f = \pm 22.5 \text{ KHz}$   $V_o = 75 \text{ mV}$ .

(สัญญาณเสียงที่ออกทางแอมป์พุท)

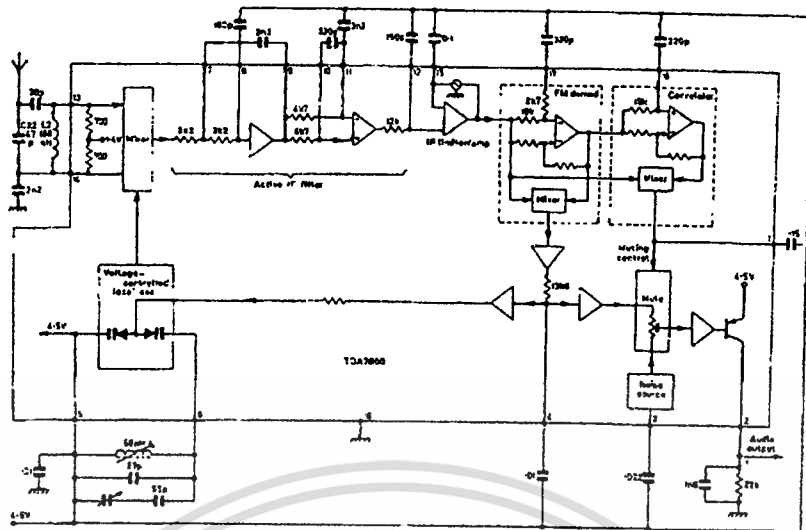
ต่อไปนี้เป็นบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของภาคต่างๆ ภายในตัวไอซีและวงจรพื้นฐานที่ต่อภายนอกไอซี TDA 7000 ซึ่งเราหามาให้ศึกษากันหลายๆแบบ



รูปที่ 4.1 วงจรภายใน IC TDA 7000 และการต่อร่วมกับวงจรภายนอก



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 4.2 วงจรภายใน IC TDA 7000 และการต่อร่วมกับวงจรภายนอก โยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 วงจรภายใน IC TDA 7000 และการต่อร่วมกับวงจรภายนอก

จะเห็นว่าภายในชิพไอซี TDA 7000 มีวงจรภาคต่างๆซึ่งสามารถทำงานร่วมกันเป็นภาครับในย่าน VHF ได้อย่างสมบูรณ์แบบ วงจรลำค้ญส่วนหนึ่งมีดังนี้

วงจรรออสซิลเลเตอร์ (oscillator), มิกเซอร์ (Mixer), วงจรแเอคทีฟไอเอฟ ฟิลเตอร์ (active i.f. filter) 2 ชุด และวงจรตัดเสียงซู่ (audio muting circuit) ที่ถูกควบคุมโดยวงจร i.f. wave form correlator และวงจรมอดดูเลเตอร์ เอ็ม เอ็ม คิวเดอเลเตอร์ (quadrature f.m. demodulator)

#### การทำงาน

วงจรรของภาครับนี้จะต้องถูกบรรจุอยู่ในตัวรีโมท จึงเน้นในการสร้างง่ายอุปกรณ์น้อย ดังนั้นเราจึงได้ใช้ไอซีเบอร์ TDA 7000 ผลิตโดยบริษัทฟิลลิปส์ เป็นไอซีที่ทำหน้าที่เป็นภาครับโดยเฉพาะอุปกรณ์ภายนอกที่นำมาต่อมีเพียงไม่กี่ตัวดังนั้นภาครับจึงมีขนาดเล็ก ภายในไอซีเบอร์นี้ประกอบด้วย ภาคโลคัลออสซิลเลเตอร์ มิกเซอร์ ภาคขยายไอเอฟ คิวเดอเลเตอร์ ดีเทคเตอร์ ภาคมิดดิง จากวงจรสัญญาณความถี่วิทยุจากสายอากาศ จะผ่าน C1 ไปเข้า วงจรแบนพาสฟิเตอร์ L1 เข้าขา 13 และขา 14 และ C2 จะทำหน้าที่ ดีคัปปลิง C5 ถึง C10 จะทำหน้าที่ ฟิเตอร์ให้กับวงจรขยายและวงจรมอดดูเลเตอร์ขา 6 ของ IC จะเป็นขาจูนความถี่ซึ่งจะมี C11 ,C12 และ Vc ทำหน้าที่ปรับแต่งและจูนความถี่ตามต้องการขา 16 จะต่อกับไฟลบ ขา 5 จะต่อรับไฟบวก โดยผ่านทาง R1 C3 จะทำหน้าที่ฟิเตอร์ C4 จะทำหน้าที่บายพาสความถี่สูงลงกราวด์ ขา 2 จะเป็นขา OUT-PUT R2 และ C12 จะทำหน้าที่ดีเอ็มฟาซิสของสัญญาณเสียงผ่าน C13 ผ่าน VR13 ผ่านการค้ำ

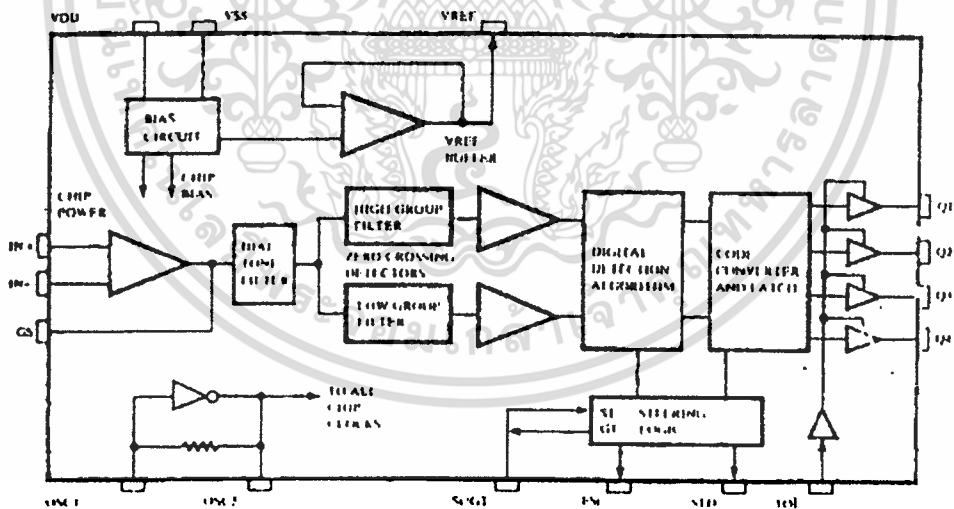
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VR1 ซึ่งจะทำหน้าที่ปรับความแรงของเสียงผ่าน C15 มาที่จุด OUT-PUT นี้ซึ่งที่จุด OUT-PUT นี้จะต่อไปเข้าวงจรถอดรหัสสัญญาณ DTMF ต่อไป

## 4.2 ไอซีถอดรหัสความถี่ของโทรศัพท์

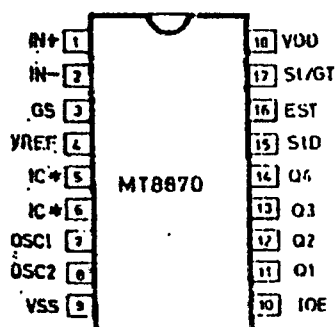
เนื่องจากเครื่องโทรศัพท์ที่ใช้อยู่ในปัจจุบันจะเป็นระบบกดปุ่มหรือที่เรียกกันว่า DTMF (Dual Tones Multi Frequency) ซึ่ง Tone ดังกล่าวสามารถนำมาถอดรหัสให้เป็นสัญญาณทางดิจิทัลเพื่อนำมาใช้ประโยชน์ทางด้านการควบคุม เช่นงานด้านรีโมทคอนโทรล

โครงสร้างของ MT 8870 ประกอบไปด้วยวงจรรองความถี่และวงจรถอดรหัสฟังก์ชันทางดิจิทัล ซึ่งเป็นไอซีที่สร้างขึ้นโดยใช้เทคโนโลยี ISO2-CMOS ในส่วนของวงจรรองความถี่ใช้เทคนิคของสวิทช์คาปาซิเตอร์ สำหรับรองความถี่สูงและต่ำ ส่วนวงจรถอดรหัสใช้เทคนิคการนับทางดิจิทัล เพื่อตรวจจับสัญญาณและถอดรหัสทั้ง 16 ความถี่ให้ออกเป็นเลขฐานสองขนาด 4 บิตและเช็ควงเวลาที่สัญญาณเข้ามา ส่วนภาคอินพุตเป็นออปแอมป์ซึ่งสามารถปรับอัตราขยายได้ โดยการต่ออุปกรณ์ภายนอก ส่วนภาควงจรเอาต์พุตเป็นวงจรเลขที่ 3 สถานะโครงสร้างภายในจะแสดงในรูปที่ 4.4 และการวางตำแหน่งของขา MT 8870 จะแสดงในรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.4 โครงสร้างภายในของ MT 8870

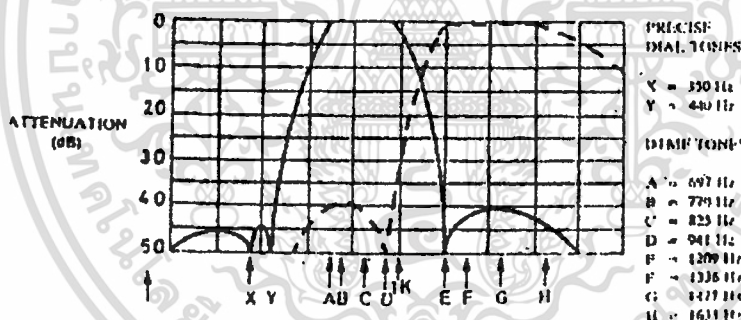
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 การจัดตำแหน่งขาของ MT 8870

ฟังก์ชันการทำงานภายในของ MT 8870 แบ่งได้ออกเป็น 5 ส่วนคือ

1. ภาคกรองความถี่ (Filter Section) ในส่วนนี้จะแยกสัญญาณ DTMF เข้ามาออกเป็น 2 กลุ่มความถี่คือช่วงความถี่สูงและช่วงความถี่ต่ำโดยใช้วงจรกรองแถบความถี่อันดับ 6 ชนิด สวิตซ์คาปาซิเตอร์ (six-order switched capacitor band pass filter) ความถี่ที่ได้จากภาคกรองความถี่จะแสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แสดงความถี่ที่ได้จากภาคกรองความถี่

2. ภาคถอดรหัส (Decoder Section) ความถี่ที่ได้ถูกกรองเรียบร้อยแล้วจะผ่านเข้าวงจรถอดรหัสความถี่ออกมาเป็นตัวเลขโดยใช้เทคนิคการนับแบบดิจิทัลและมีการตรวจสอบความถี่ที่เข้ามาว่าเป็นความถี่มาตรฐาน DTMF หรือไม่ เพื่อป้องกันความถี่อื่นเข้ามาผสม เมื่อตรวจสอบได้ได้ว่าความถี่ถูกต้องสัญญาณที่ขา Est (Early Steering) ก็จะมีแอมพลิจูดสำหรับค่าที่ถูกถอดรหัสได้จากความถี่ต่าง ๆ นั้นแสดงในตารางที่ 4.1

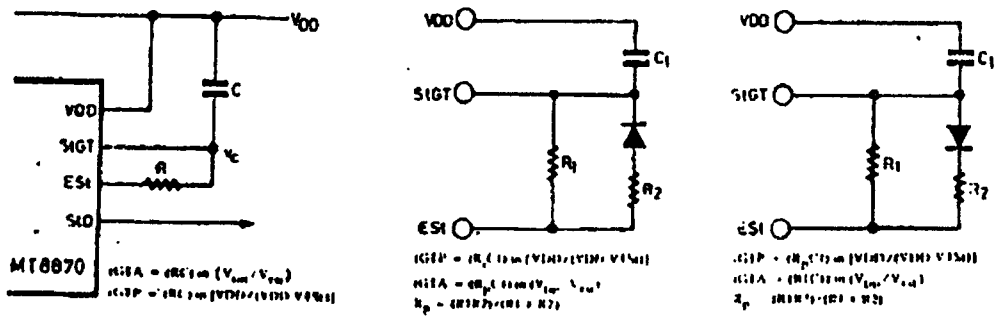
3. ภาคตรวจสอบสัญญาณ (Steering Circuit) ก่อนที่จะมีการถอดรหัสความถี่ออกไปที่เอาต์พุตจะมีการตรวจสอบช่วงความถี่ที่เข้ามาว่ามีระยะเวลาตามกำหนดหรือไม่โดยสังเกตจากระยะเวลาการกดปุ่มที่หน้าปัดของรีโมทซึ่งต้องกดปุ่มให้มีความถี่ออกมาเป็นช่วง ๆ เป็นเวลาพอสมควรไม่เช่นนั้นวงจรส่วนนี้จะไม่รับโดยที่ว่าสัญญาณนั้นไม่ถูกต้องส่วนช่วงเวลาจะยาวเท่าใดไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถตั้งได้โดยใช้ RC ต่อภายนอก สัญญาณที่ขา Est จะเป็น "High" นานใกล้เคียงกับระยะเวลาที่ความถี่ DTMF เข้ามารูปที่ 5 เมื่อขา Est เป็น "High" ทำให้ Vc สูงขึ้น จนถึงค่าเทรชโฮลด์วงจรถอดรหัสจึงจะถอดรหัสออกเป็นเลข 4 บิต รายละเอียดการทำงานดูได้จากแผนภูมิเวลา (Timing Diagram) ในรูปที่ 4.7

F <sub>LOW</sub>	F <sub>HIGH</sub>	No.	TOE	Q <sub>4</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>1</sub>
697	1209	1	H	0	0	0	1
697	1336	2	H	0	0	1	0
697	1477	3	H	0	0	1	1
770	1209	4	H	0	1	0	0
770	1336	5	H	0	1	0	1
770	1477	6	H	0	1	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	1336	0	H	1	0	1	0
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	Z	Z	Z	Z

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าถอดรหัสที่ได้จากความถี่ต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

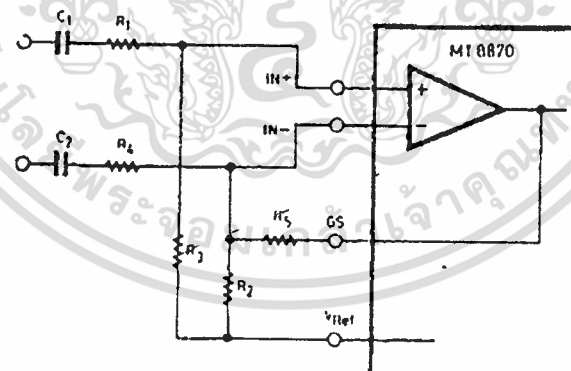


รูปที่ 4.7 แสดงวงจรตรวจสอบสัญญาณอย่างง่าย

4. ภาคขยายสัญญาณความแตกต่าง (Differential Input) วงจรส่วนอินพุทของ MT 8870 เป็นภาคขยายออปแอมป์ที่สามารถปรับอัตราโดยต่อวงจรภายนอกเพิ่มเข้าไปรูปที่ 4.8 แสดงการต่อวงจรภายนอกเข้ากับอินพุท ซึ่งสามารถคำนวณอัตราขยายความแตกต่างของอินพุทและอิมพีแดนซ์ได้

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

อินพุทอิมพีแดนซ์  $(Z_{in \text{ diff}}) = 2 \sqrt{R_1^2 + \left(\frac{1}{\omega C_1}\right)^2}$



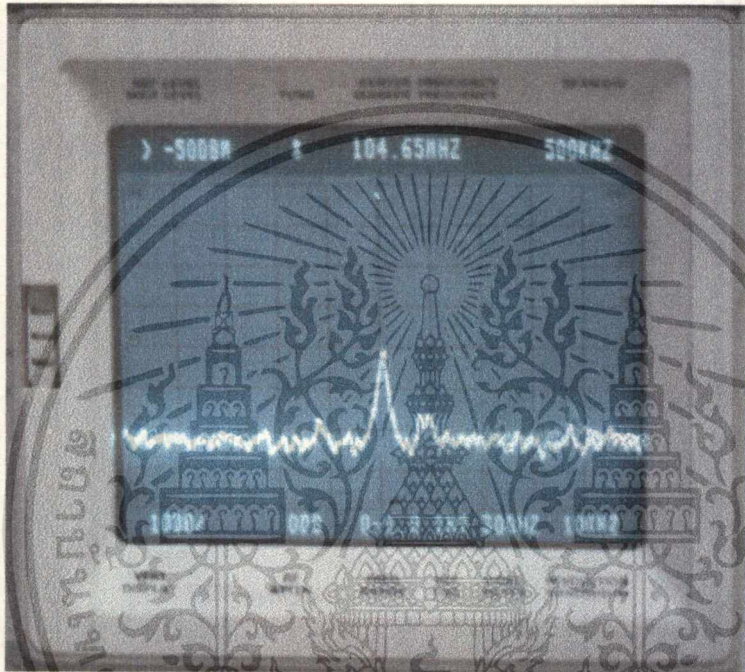
รูปที่ 4.8 แสดงการต่อวงจรภาคอินพุท

5. ภาคกำเนิดความถี่ (Oscillator) ในภาคนี้ไอซีจะมีวงจรอยู่แล้วภายในเพียงแค่ต่อแวล์คริสตอลขนาด 3.579 MHz ก็สามารถใช้งานได้ทันที การต่อวงจรกำเนิดความถี่แสดงในรูปที่ 4.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จากรูป 4.11 เป็นรูปของสัญญาณ DTMF ที่ถูกผลิตโดยไอซีเบอร์ MC 145412 โดยรูปของ DTMF ในแต่ละหมายเลขมีลักษณะเหมือนกันคือมีความถี่สูง 1 ความถี่ และความถี่ต่ำ อีกหนึ่งความถี่รวมเป็นสัญญาณ 1 เลขหมาย ในที่นี้จึงแสดงให้เห็นดูเพียงเลขเดียวเนื่องจากความถี่ของแต่ละเลขใกล้เคียงกันมากรูปภาพจึงออกมาในลักษณะเดียวกัน และจะสามารถทราบได้จาก รูปว่าทำไมจึงเรียกสัญญาณชนิดนี้ว่า สัญญาณความถี่คู่ หรือ Dual Tone เมื่อรีโมททำงาน สามารถวัดสัญญาณในแกนของความถี่โดย Spectrum Analyzer ได้ดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 รูปสัญญาณที่ส่งจากรีโมท

#### 4.3 การทำงานของชุดควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า

เมื่อ Remote กดสั่งงาน สัญญาณ DTMF ถูกรับได้โดยภาครับซึ่งใช้ ไอซีเบอร์ TDA 7000 เป็นภาครับและแยกสัญญาณ DTMF ออกจากคลื่นพาห์ จากนั้นสัญญาณ DTMF จะถูกขยายให้แรงขึ้นและส่งไปที่ไอซีถอดรหัสซึ่งใช้ไอซีเบอร์ MC 145436 สัญญาณ DTMF ที่เข้ามา จะถูกถอดรหัสออกเป็นเลขไบนารี 4 บิตซึ่งเลขไบนารีที่ได้จะป้อนให้กับไอซีเบอร์ 74154 เพื่อทำการแปลงเป็นเลขฐาน 10 ได้ 16 ช่องจากนั้นเราก็นำเลข 1-9 มาใช้กับการควบคุมอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าโดยมีเครื่องหมาย # และ \* เป็นตัวกำหนดสถานะเปิดและปิดของอุปกรณ์ไฟฟ้าตามลำดับ เมื่อได้สัญญาณควบคุมซึ่งจะเป็นลอจิก "1" และ "0" มาแล้วจะนำมาป้อนให้กับอุปกรณ์ออปโต้ซึ่งจะนำไปทริกให้ไทรแอดทำงานปิดหรือเปิดเครื่องใช้ไฟฟ้าได้ตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

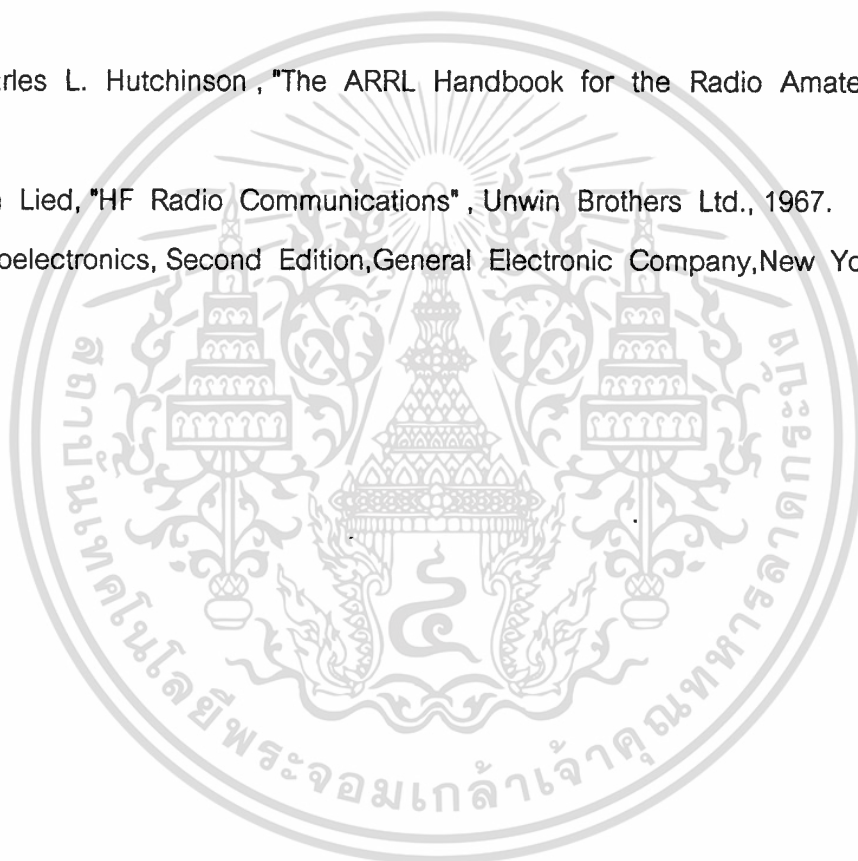
## สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองนั้นผลที่ได้เป็นที่น่าพอใจมาก เมื่อใช้เครื่องรับ FM ที่มีคุณภาพดีโดยมีความไวในการรับดี จะสามารถรับสัญญาณควบคุมภายในตึก 4 ชั้นได้ แต่เมื่อใช้ TDA 7000 เป็นภาครับ ผลที่ได้อยู่ในระยะประมาณ 10 เมตร โดยเราสามารถทำการควบคุมได้ค่อนข้างแม่นยำซึ่งพิจารณาแล้ว มีองค์ประกอบหลายอย่างที่เกี่ยวกับคุณภาพของสัญญาณคือ สายอากาศของทั้งภาครับและภาคส่ง, พลังงานของแบตเตอรี่ที่ใช้ในชุดส่งและความไวของวงจรภาครับ

ก่อนหน้านี้ผู้จัดทำได้ทำการส่งสัญญาณกลับไปแสดงผลที่ Remote Control เมื่อเครื่องใช้ไฟฟ้าทำงานแต่ผลที่ได้คือ ภาครับที่ชุด Remote Control ไม่สามารถถอดรหัสสัญญาณได้ ถึงแม้ว่าจะทำเครื่องรับเครื่องส่งคนละความถี่ เหตุผลก็คือ กำลังส่งของภาคส่งได้กีดการทำงานของภาครับ เนื่องจากอยู่ใกล้กันมาก อีกทั้งคุณภาพในการแยกช่องสัญญาณของเครื่องรับไม่ดีพอ จึงทำให้การส่งสัญญาณกลับไม่เป็นผลตามที่ตั้งใจไว้ แต่ก็ได้รับความรู้ไม่น้อยเลยเกี่ยวกับการทำงานในโครงการนี้ ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในการทำงานในอนาคตได้

## หนังสืออ้างอิง

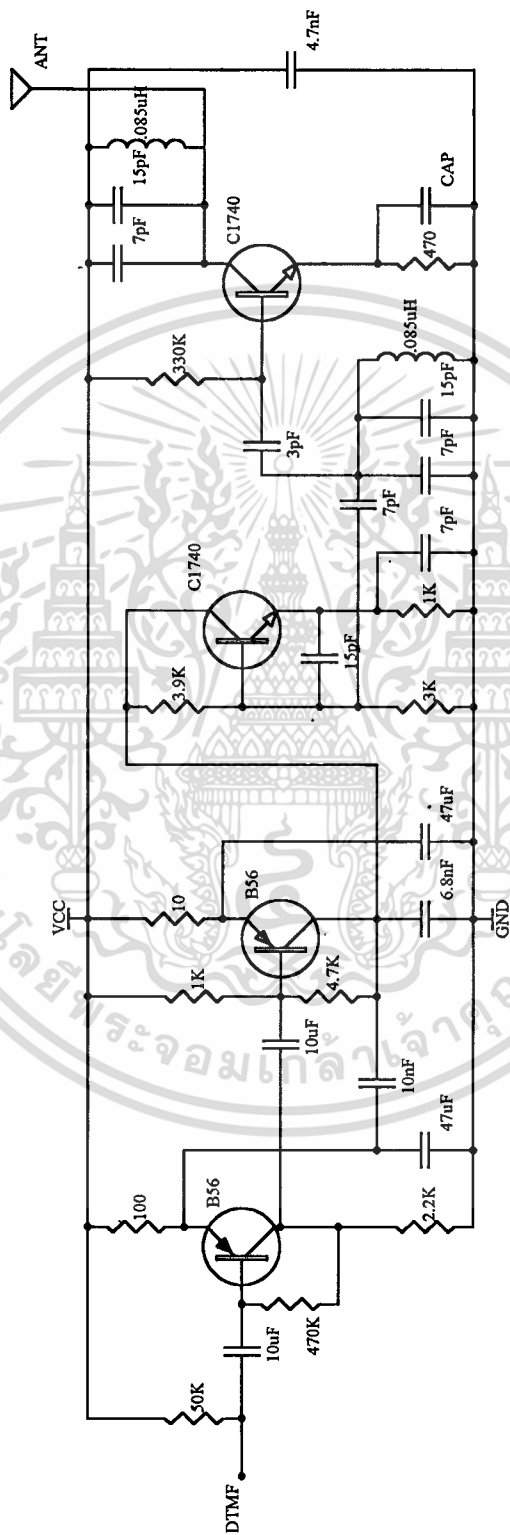
1. ถวิล พึ่งมา,รศ., "การออกแบบวงจรโทรคมนาคมความถี่สูง" , คณะวิศวกรรมศาสตร์ , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2534.
2. ชูชัย ธนสารตั้งเจริญ , พิชัย ภักดีพานิชเจริญ, "ระบบสื่อสารวิทยุ" , พิสิทธ์เซ็นเตอร์การพิมพ์ , 2536.
3. สุชาติ กังวาลจิตต์ , "หลักการงานเครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร" , ซีเอ็ดยูเคชั่น , 2535.
4. Charles L. Hutchinson , "The ARRL Handbook for the Radio Amateur" , ARRL , 1985.
5. Finn Lied, "HF Radio Communications" , Unwin Brothers Ltd., 1967.
6. Optoelectronics, Second Edition, General Electronic Company, New York 1982.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

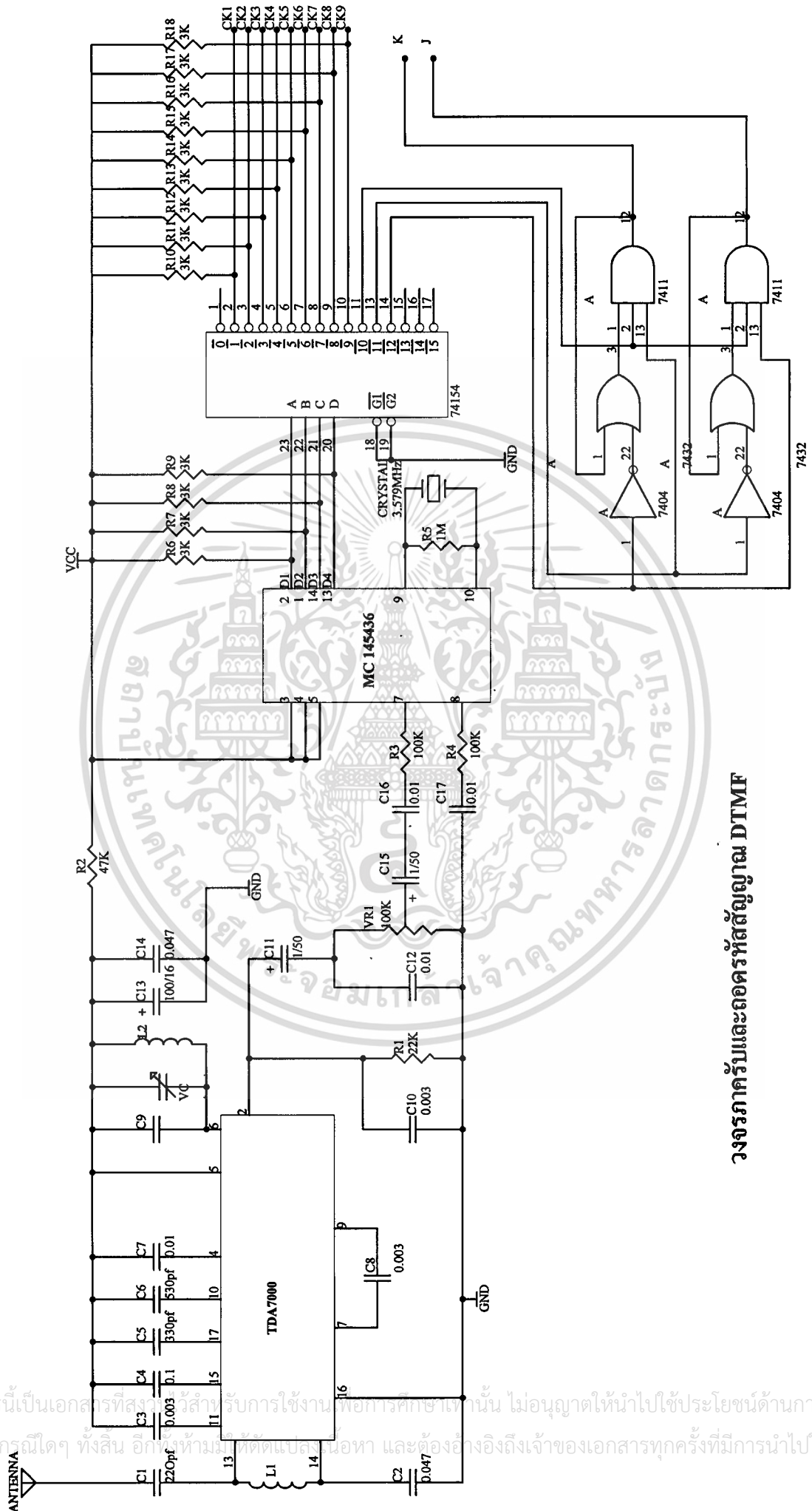


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



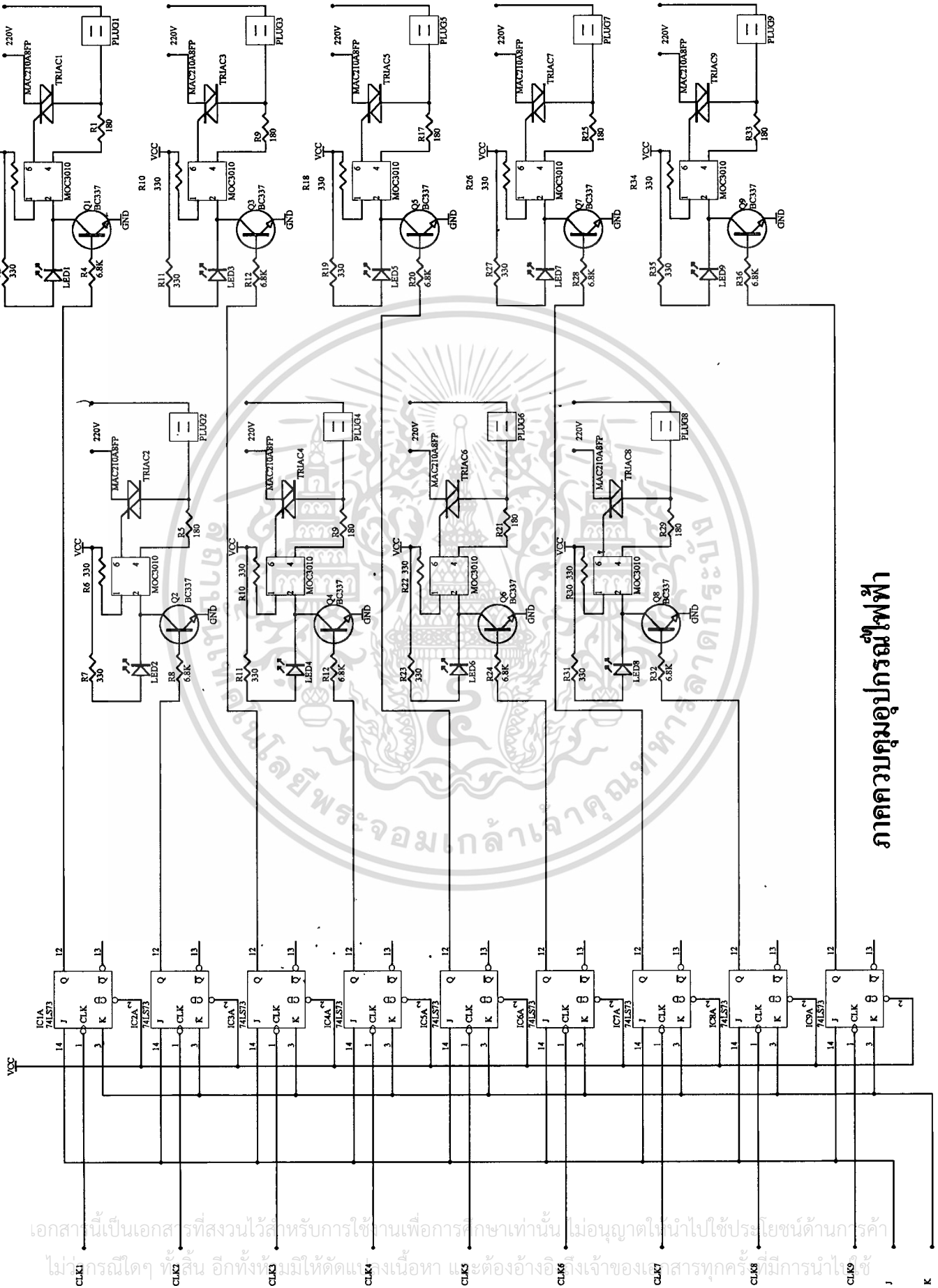
วงจรเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



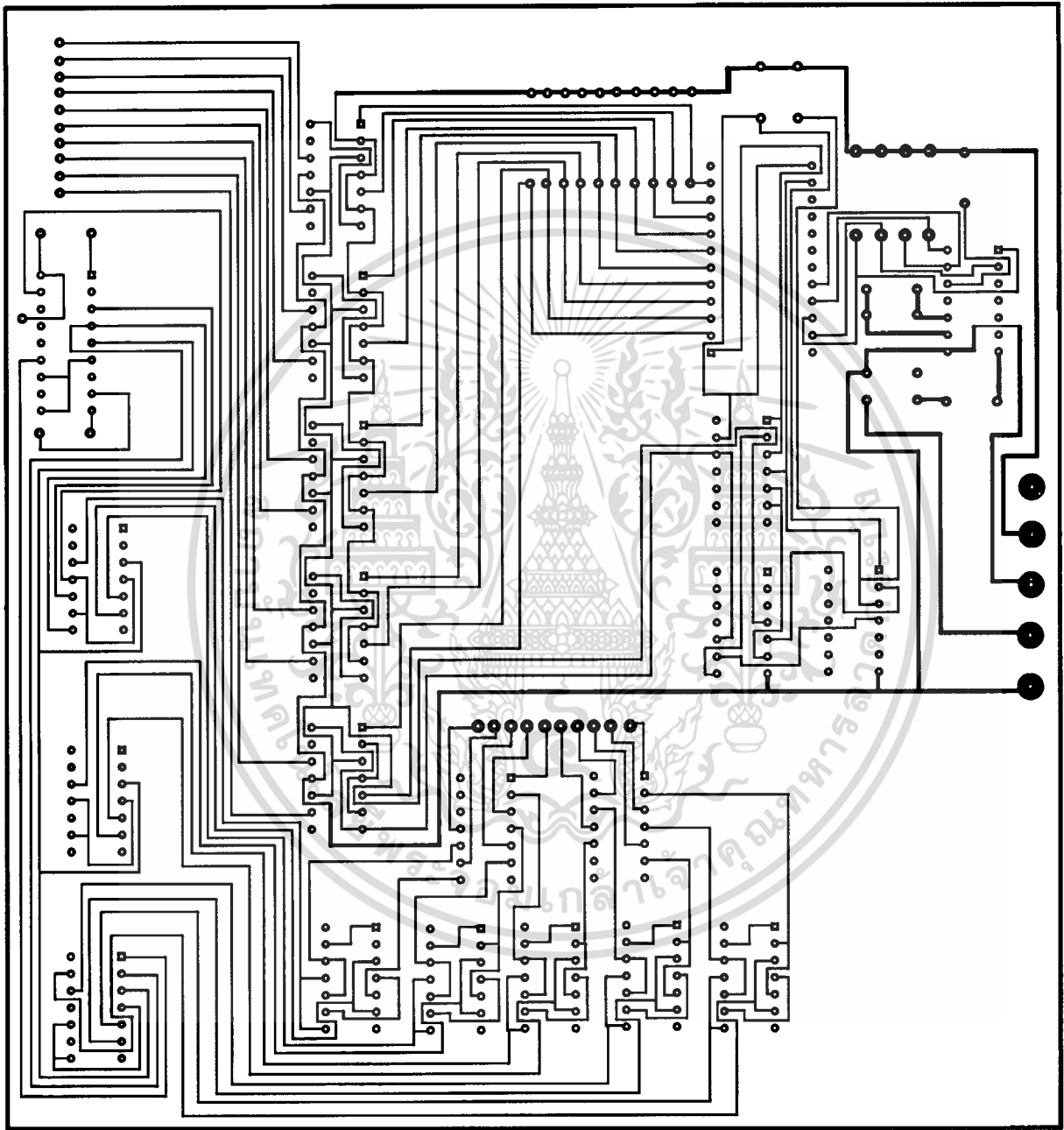
วงจรภาครับและถอดรหัสสัญญาณ DTMF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



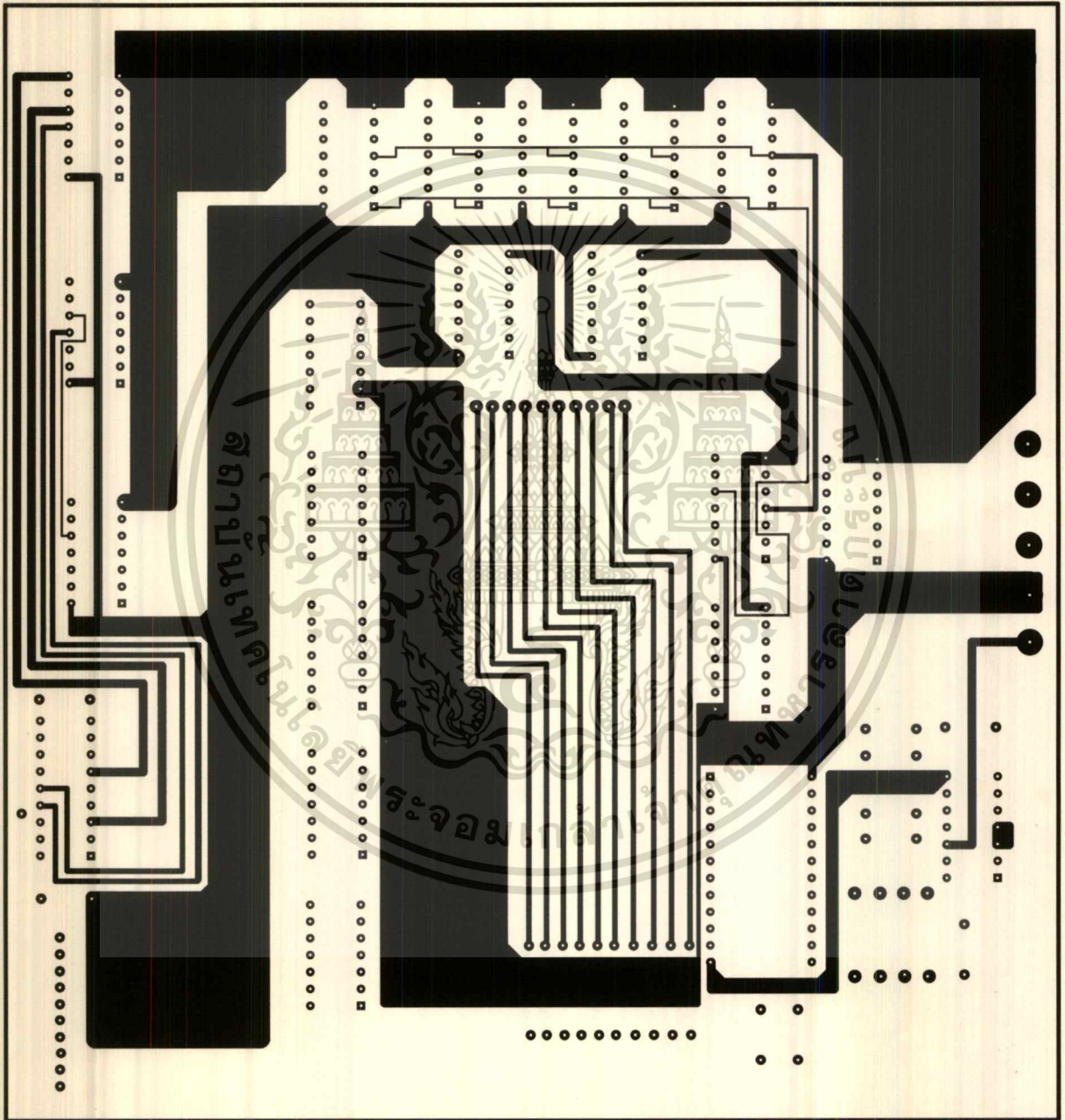
# ภาคควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่มีการใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแต่งเนื้อหา และต้องอ้างอิงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



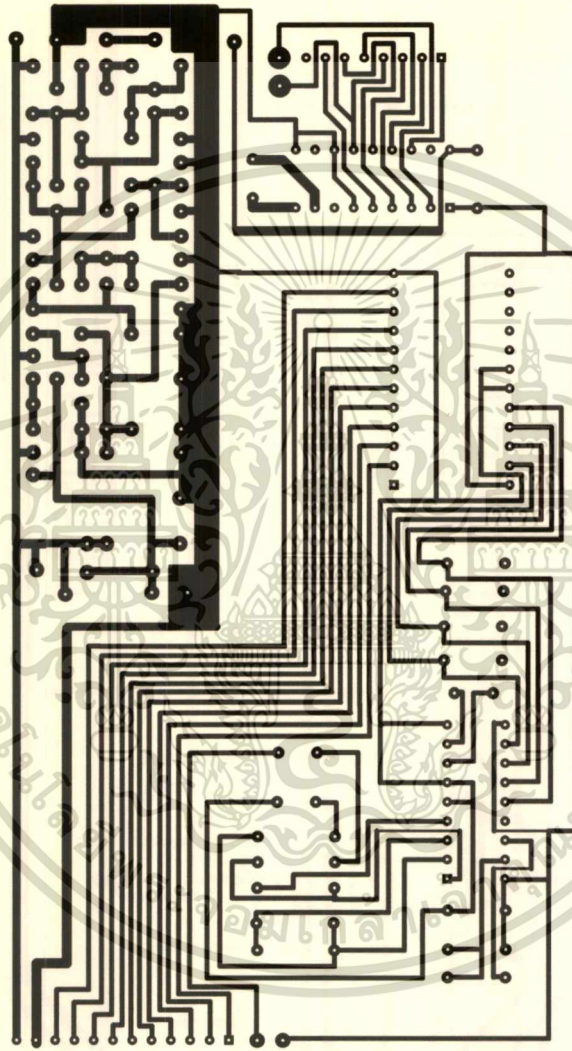
**รูปลายวงจรชุดถอดรหัสด้านบน (แบบสองหน้า)**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลิขสิทธิ์ของศูนย์บริการวิชาการฯ ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



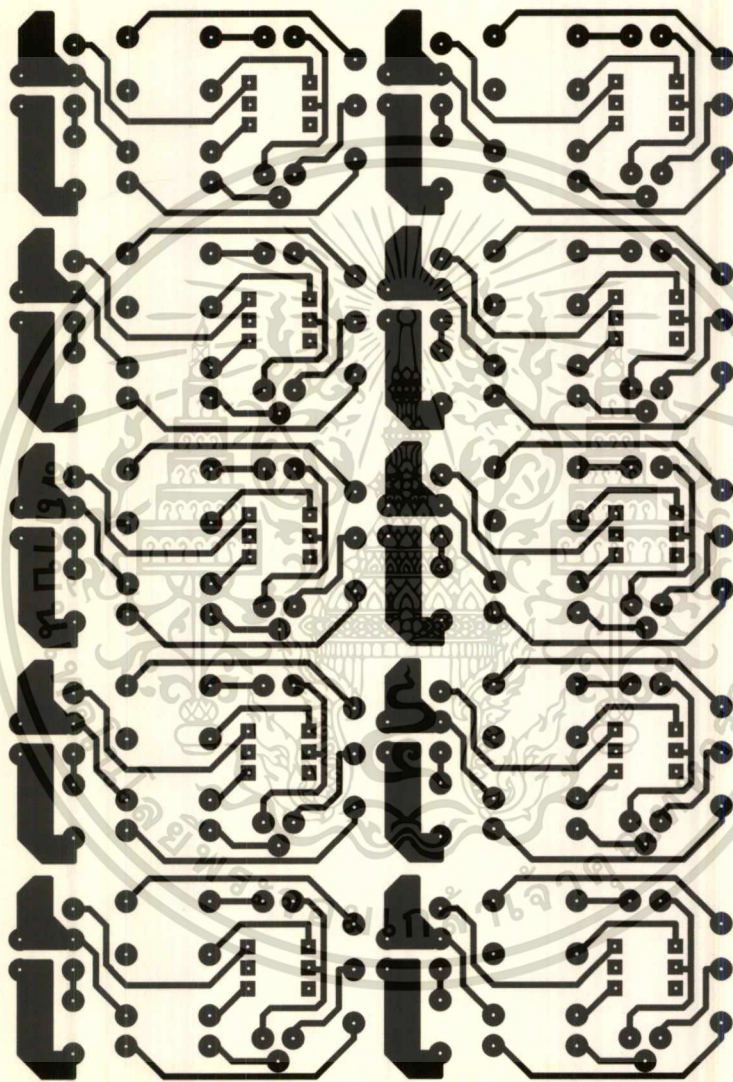
### รูปลายวงจรชุดถอดรหัสด้านล่าง (แบบสองหน้า)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### รูปลายวงจรของรีโมทคอนโทรลส่วนที่ 1 (แบบหน้าเดียว)

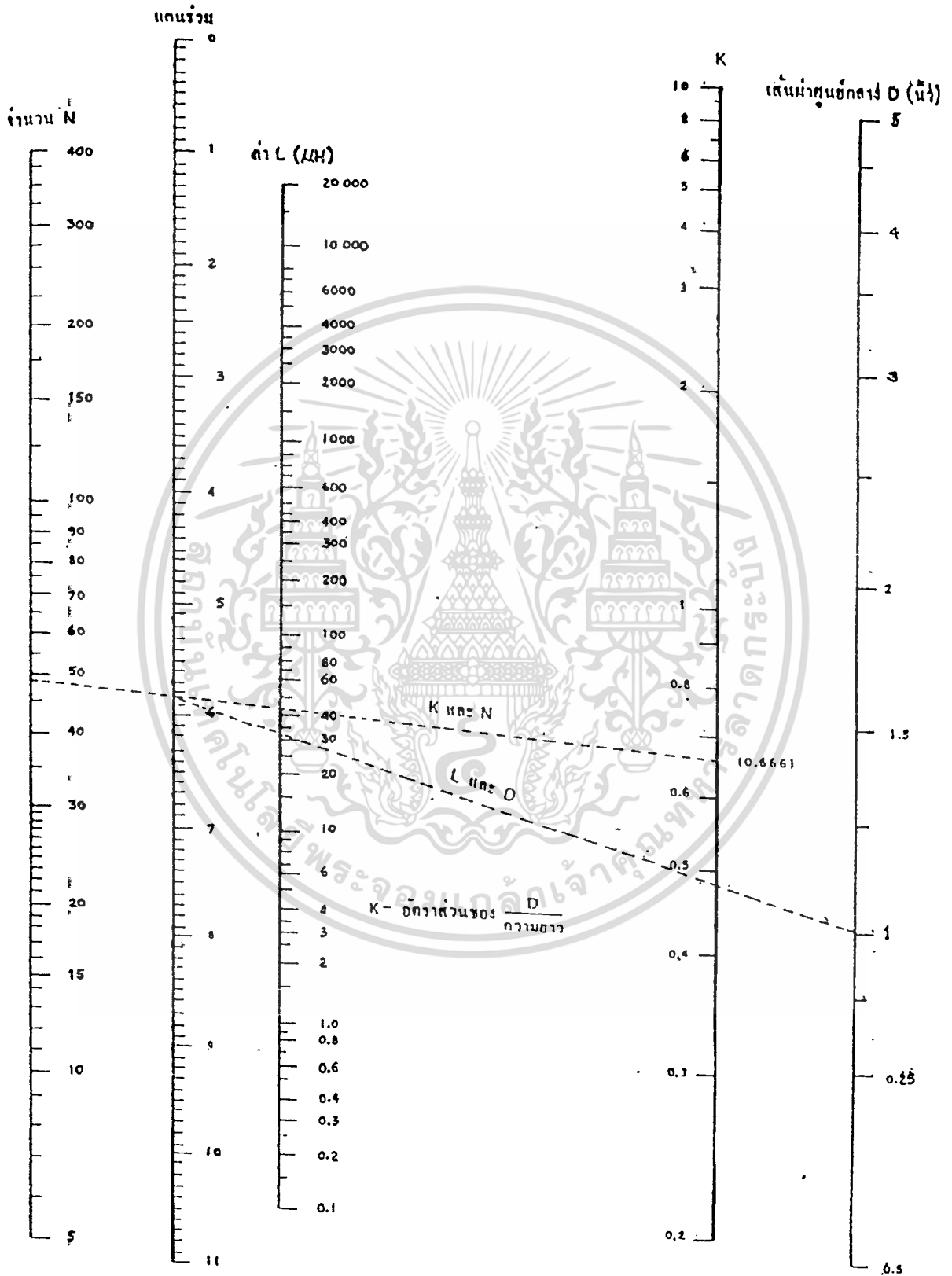
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### รูปลายวงจรชุดควบคุมการปิดเปิดอุปกรณ์ไฟฟ้า (แบบหน้าเดียว)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# โอบอกรวงค่า L สำหรับการบิน ชั้นเดี่ยวบนแกนอากาศ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5404/7404 Hex Inverter

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL							
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package					
	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF				
T.I.	SN54S04	J	D	W2	SN54H04	J	D	W2	SN54LS04	J	D	W2	SN5404	J	D	W2	SN54L04	J	D	W2	SN54L04	J	D	W2
	SN74S04	J	D	ND	SN74H04	J	D	ND	SN74LS04	J	D	ND	SN7404	J	D	ND	SN74L04	J	D	ND	SN74L04	J	D	ND
FAIRCHILD	FM54S04/FM5S04	D	D		FM54H04/FM5H04	D	D		FZ1754LS04/FZ175LS04	D	D		FMS404/FM3N04	D	I		FZ1754L04/FZ175L04	D	I		FZ1754L04/FZ175L04	D	I	
	FC74S04/FC9S04	D	D		FC74H04/FC9H04	D	D		FC74LS04/FC9LS04	D	D		FC7404/FC904	D	I		FC74L04/FC9L04	D	I		FC74L04/FC9L04	D	I	
MOTOROLA					MC3108	L	D						MC5404	L	I									
					MC3808	L	D		SN74LS04	P	I		MC7404	L	I									
N.S.C.					DM54H04	J	D		DM54LS04	J	D		DM5404	J	D		DM54L04	J	D		DM54L04	J	D	
	DM74S04				DM74H04	J	D		DM74LS04	J	D		DM7404	J	D		DM74L04	J	D		DM74L04	J	D	
PHILIPS	N74S04				N74H04				N74LS04				FJH241/7404											
SIGNETICS	SS4S04	F	D		SS4H04	F	D						SS404	F	D									
	N74S04	F	D		N74H04	F	D		N74LS04	F	D		N7404	F	D									
SIEMENS													FLH2.1											
FUJITSU									74LS04				MB418											
HITACHI									HD74LS04				HD7404/HD2522											
MITSUBISHI									M74LS04				MS3204											
NEC									74LS04				#PB235											
TOSHIBA													TD3404A											

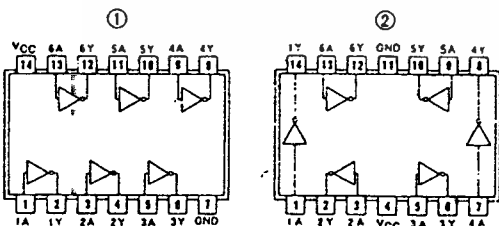
Electrical Characteristics SN54LS04/SN74LS04

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range			
Supply voltage, V <sub>CC</sub>	TV	Operating free-air temperature range	SN54LS -55°C to 125°C
Input voltage	TV		SN74LS 0°C to 70°C
		Storage temperature range	-65°C to 150°C
recommended operating conditions			
	SN54LS04		SN74LS04
Supply voltage, V <sub>CC</sub>	MIN	NOM	MAX
	4.5	5	5.5
High level output current, I <sub>OH</sub>	-400		
Low level output current, I <sub>OL</sub>	4		
Operating free-air temperature, T <sub>A</sub>	-55		125

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

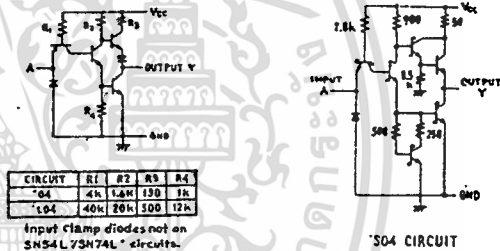
PARAMETER	TEST CONDITIONS †	MIN	TYP ‡	MAX	UNIT		
V <sub>IH</sub>	High-level input voltage	2			V		
V <sub>IL</sub>	Low-level input voltage	0.8			V		
V <sub>I</sub>	Input clamp voltage	V <sub>CC</sub> = MIN., I <sub>I</sub> = -10mA			-1.5	V	
V <sub>OH</sub>	High-level output voltage	V <sub>CC</sub> = MIN., V <sub>I</sub> L = V <sub>I</sub> L max., I <sub>OH</sub> = MAX			2.7	V	
V <sub>OL</sub>	Low-level output voltage	V <sub>CC</sub> = MIN., V <sub>I</sub> H = 2V., I <sub>OL</sub> = 4mA			0.4	V	
I <sub>I</sub>	Input current at maximum input voltage	V <sub>CC</sub> = MAX., V <sub>I</sub> = 7V			0.1	mA	
I <sub>IH</sub>	High-level input current	V <sub>CC</sub> = MAX., V <sub>I</sub> H = 2.7V			20	µA	
I <sub>IL</sub>	Low-level input current	V <sub>CC</sub> = MAX., V <sub>I</sub> L = 0.4V			-0.4	mA	
I <sub>OS</sub>	Short-circuit output current †	V <sub>CC</sub> = MAX.			54LS Family -20 to -100	mA	
I <sub>CC</sub>	Supply current	V <sub>CC</sub> = MAX.			Total, outputs high 1.2 to 2.4	mA	
I <sub>CC</sub>	Supply current	V <sub>CC</sub> = 5V			Total, outputs low 3.6 to 6.6	mA	
I <sub>CC</sub>	Supply current	V <sub>CC</sub> = 5V			Average per gate (50% duty cycle)	0.4	mA
t <sub>PLH</sub>	Propagation delay time, low-to-high-level output	V <sub>CC</sub> = 5V., T <sub>A</sub> = 25°C., C <sub>L</sub> = 15PF., R <sub>L</sub> = 2KΩ			9	ns	
t <sub>PHL</sub>	Propagation delay time, high-to-low-level output				10	ns	

Pin Assignments (Top View)



positive logic:  
Y =  $\bar{A}$

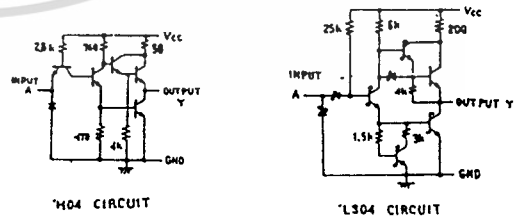
Schematics (each gate)



CIRCUIT	R1	R2	R3	R4
'04	2k	1k	100	1k
'L04	40k	20k	100	12k

Input clamp diodes not on SN54L75/74L circuits.

'04, 'L04 CIRCUITS



'H04 CIRCUIT

'LS04 CIRCUIT

Resistor values shown are nominal and in ohms.

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.  
‡ All typical values are at V<sub>CC</sub> = 5V., T<sub>A</sub> = 25°C.

\* Not more than one output should be shorted at a time, and for SN54H/SN74H and SN54S/SN74S duration of short-circuit should not exceed 1 second.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 5408/7408 Quadruple 2-Input Positive-AND Gate

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL			
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package	
	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF
T.I.	SN54S08	JJ		WF					SN54LS08	JJ		WF	SN5408	JJ		WF				
FAIRCHILD	SN74S08	JJ	NJ		F1	F1			SN74LS08	JJ	NJ		SN7408	JJ	NJ					
MOTOROLA	MC3101	LJ		FC					MC7408	PJ										
N.S.C.					DM54H08	JJ	NJ		DM54LS08	PJ			DM5408	JJ	NJ	WJ	DM54L08			
PHILIPS	N74S08	I			N74H08	J			N74LS08	I			N7408	I						
SIGNETICS	N74S08	A1			S54H08	FJ	AI	WJ	N74LS08	A1			S5408	FJ	AI	WJ	N7408	FJ	AI	WJ
SIEMENS													FLH381	J						
FUJITSU									74LS08	M										
HITACHI									HD74LS08	PJ			HD7408/HD2550	GJ	PJ					
mitsubishi									M74LS08	PJ			M53208		PJ					
NEC									74LS08	CI			μPB234	DL						
TOSHIBA													TD3408	PJ						

## Electrical Characteristics SN54LS08/SN74LS08

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range			
Supply voltage, VCC	7V	Operating temperature	SN54LS -55°C to +25°C
Input voltage	2V	Storage temperature	SN74LS -65°C to +150°C
Intermittent voltage	5.5V	Storage temperature range	-65°C to +150°C

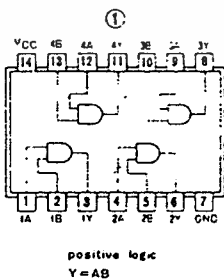
### recommended operating conditions

	SN54LS08			SN74LS08			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, VCC	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, IOH			-800			-800	μA
Low-level output current, IOL			4			8	mA
Operating free-air temperature, TA	-55		125	0		70	°C

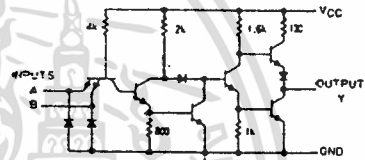
### electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	MIN	TYP ‡	MAX	UNIT
V <sub>IH</sub>	High-level input voltage		2		V
V <sub>IL</sub>	Low-level input voltage		0.8		V
V <sub>I</sub>	Input clamp voltage	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>I</sub> = -18 mA		-1.5	V
V <sub>OH</sub>	High-level output voltage	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>OH</sub> = MAX, V <sub>IH</sub> = 2V	2	3.4	V
V <sub>OL</sub>	Low-level output voltage	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>OL</sub> = 4mA, V <sub>IH</sub> = 2V	0.25	0.4	V
I <sub>I</sub>	Input current at maximum input voltage	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 7V		0.1	mA
I <sub>IH</sub>	High-level input current	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>IH</sub> = 2.7V		20	μA
I <sub>IL</sub>	Low-level input current	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>IL</sub> = 0.8V		-0.4	mA
I <sub>OS</sub>	Short circuit output current †	V <sub>CC</sub> = MAX, 54LS Family	-20	-100	mA
I <sub>CC</sub>	Supply current	V <sub>CC</sub> = MAX, 74LS Family	-20	-100	mA
I <sub>CC</sub>	Supply current	V <sub>CC</sub> = MAX, Total outputs high	2.4	4.8	mA
I <sub>CC</sub>	Supply current	V <sub>CC</sub> = MAX, Total outputs low	4.4	8.8	mA
I <sub>CC</sub>	Supply current	V <sub>CC</sub> = 5V, Average per gate (50% duty cycle)		0.85	mA
t <sub>PLH</sub>	Propagation delay time, low-to-high-level output	V <sub>CC</sub> = 5V, T <sub>A</sub> = 25°C, C <sub>L</sub> = 150 pF, R <sub>L</sub> = 2kΩ	8	15	ns
t <sub>PHL</sub>	Propagation delay time, high-to-low-level output	V <sub>CC</sub> = 5V, T <sub>A</sub> = 25°C, C <sub>L</sub> = 150 pF, R <sub>L</sub> = 2kΩ	10	20	ns

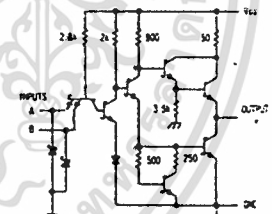
### Pin Assignment (Top View)



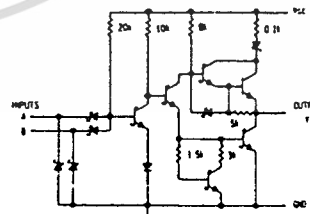
### Schematics (each gate)



5408 CIRCUIT



7408 CIRCUIT



LS08 CIRCUIT

Resistor values shown are nominal and in ohms.

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate values specified under recommended operating conditions.  
 ‡ All typical values are at V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C.  
 • Not more than one output should be shorted at a time and for SN54S/SN74S, duration of output short circuit should not exceed one second.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5411/7411 Triple 3-Input Positive-AND Gate

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL			
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package	
	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF
T.I.	SN54S11	J	D	WD	SN54H11	J	D	WD	SN54LS11	J	D	WD								
FAIRCHILD	FMS411	ND		FD	FMS4H11/FMS4N11	DD	PD	FD	FMS4LS11/FMS4LN11	DD	PD	FD	FMS411/FMS4N11	DD	PD	F2	FC7411/FC5N11	DD	PD	
MOTOROLA					MC3106	LD		FD												
N.S.C.					DM54H11	J	D	ND	DM54LS11	J	D	ND	DM5411	J	D	ND	DM54L11	J	D	ND
PHILIPS																				
SIGNETICS	N74S11				N74H11	J	D		N74LS11				N7411			1	S5411	FD	AD	WD
SIEMENS													FLH581			0				
FUJITSU									74LS11			AD								
HITACHI	HD74S11			PC					HD74LS11			PD								
mitsubishi	M55011			PC					M74LS11			PD								
NEC	μPB233			DD					74LS11			DD	7411			CC				
TOSHIBA																				

Electrical Characteristics SN54LS11/SN74LS11

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range

Supply voltage, V <sub>CC</sub>	7V	Operating free-air temperature range	SN54LS	-55°C to 125°C
Input voltage	7V		SN74LS	FC to 3°C
Temperature voltage	5.5V	Storage temperature range		-65°C to 150°C

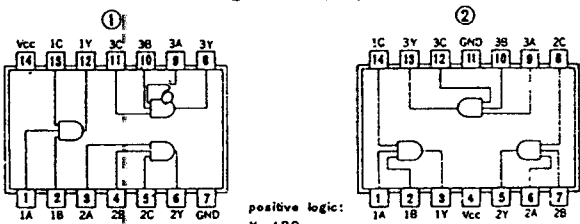
recommended operating conditions

	SN54LS11			SN74LS11			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V <sub>CC</sub>	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I <sub>OH</sub>			-400			-400	mA
Low-level output current, I <sub>OL</sub>			4			4	mA
Operating free-air temperature, T <sub>A</sub>	-55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

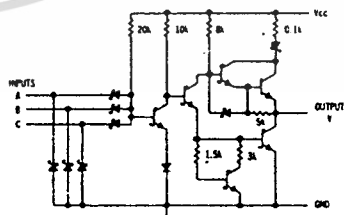
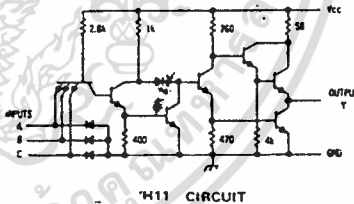
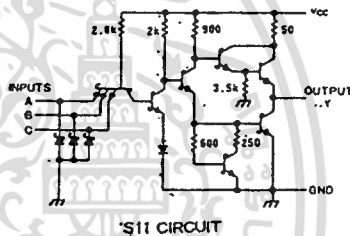
PARAMETER	TEST CONDITIONS †	MIN	TYP ‡	MAX	UNIT	
V <sub>IH</sub>	High-level input voltage		2		V	
V <sub>IL</sub>	Low-level input voltage			0.8	V	
V <sub>I</sub>	Input clamp voltage	V <sub>CC</sub> =MIN, I <sub>I</sub> =-18mA		-1.5	V	
V <sub>OH</sub>	High-level output voltage	V <sub>CC</sub> =MIN, V <sub>IH</sub> =2V, I <sub>OH</sub> =MAX	2.5	3.4	V	
V <sub>OL</sub>	Low-level output voltage	V <sub>CC</sub> =MIN, V <sub>IL</sub> =V <sub>IL</sub> MAX, I <sub>OL</sub> =4mA	0.25	0.4	V	
I <sub>I</sub>	Input current at maximum input voltage	V <sub>CC</sub> =MAX, V <sub>I</sub> =7V		0.1	mA	
I <sub>IH</sub>	High-level input current	V <sub>CC</sub> =MAX, V <sub>IH</sub> =2.7V		20	μA	
I <sub>IL</sub>	Low-level input current	V <sub>CC</sub> =MAX, V <sub>IL</sub> =0.5V		-0.4	mA	
I <sub>OS</sub>	Short circuit output current †	V <sub>CC</sub> =MAX	-20	-100	mA	
I <sub>CCH</sub>	Supply current	V <sub>CC</sub> =MAX	Total, outputs high	1.8	3.6	mA
I <sub>CCL</sub>	Supply current	V <sub>CC</sub> =MAX	Total, outputs low	3.3	6.6	mA
I <sub>CC</sub>	Supply current ‡	V <sub>CC</sub> =5V	Average per gate (50% duty cycle)	0.85	mA	
t <sub>PLH</sub>	Propagation delay time, low-to-high-level output	V <sub>CC</sub> =5V, T <sub>A</sub> =25°C, C <sub>L</sub> =15pF, R <sub>L</sub> =2kΩ	6	15	ns	
t <sub>PHL</sub>	Propagation delay time, high-to-low-level output		10	20	ns	

Pin Assignments (Top View)



positive logic:  
Y=ABC

Schematics (each gate)



Resistor values shown are nominal and in ohms.

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

‡ A<sub>N</sub> typical values are at V<sub>CC</sub>=5V, T<sub>A</sub>=25°C.

• Not more than one output should be shorted at a time, and for SN54H/SN74H and SN54S/SN74S, duration of output short circuit should not exceed one second.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# 5473/7473 Dual J-K Master-Slave Flip-Flop with Clear

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL								
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package						
	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF					
T.I.					SN54H73	J	D	WD	SN54LS73	J	D	WD	SN5473	J	D	WD	SN54L73	J	D	WD					
FAIRCHILD					SN74H73	J	D	ND	SN74LS73	J	D	ND	FMS473/FMSN73	DD		FD	SN74L73	J	D	ND	TD				
MOTOROLA					MC3163	L	D	FD	MC3063	L	D	PD	MC5473	L	D	FD									
N.S.C.					DM54H73	J	D	ND	DM54LS73	J	D	ND	DM5473	J	D	ND	DM54L73	J	D	ND	FD				
PHILIPS					N74H73				N74LS73				FJJ121/7473												
SIGNETICS					SS4H73	F	D	AD	N74LS73				SS473	F	D	AD	WD								
SIEMENS													FLJ121												
FUJITSU																									
HITACHI									HD74LS73			PD	HD7473/HD2515			DD	PD								
MITSUBISHI									M74LS73			PD	M53273			PD									
NEC													μPB225			DD	DD								
TOSHIBA													TD3473A			PD									

**Electrical Characteristics SN54LS73/SN74LS73A**

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range

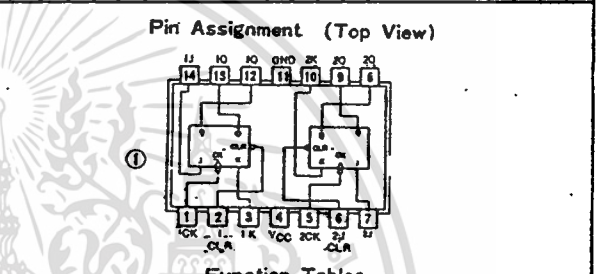
Supply voltage, V <sub>CC</sub>	TV	Operating power temperature range	SN54LS73	-55°C to +125°C
Input voltage	5.5V	Storage temperature range	SN74LS73	°C to 25°C
				-55°C to +125°C

recommended operating conditions

	SN54LS73A				SN74LS73A				UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, V <sub>CC</sub>	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25			V
High-level output current, I <sub>OH</sub>			-400			-400			mA
Low-level output current, I <sub>OL</sub>			4			4			mA
Pulse width, t <sub>p</sub>	Blank input	30		30					nS
	Present or clear input	25		25					nS
Input setup time, t <sub>s</sub>	High-to-low data	20		25					nS
	Low-to-high data	20		20					nS
Input hold time, t <sub>h</sub>				5		5			nS
Operating free-air temperature, T <sub>a</sub>	-55		125	0		70			°C

**Electrical Characteristics over Recommended Operating Free-Air Temperature Range**

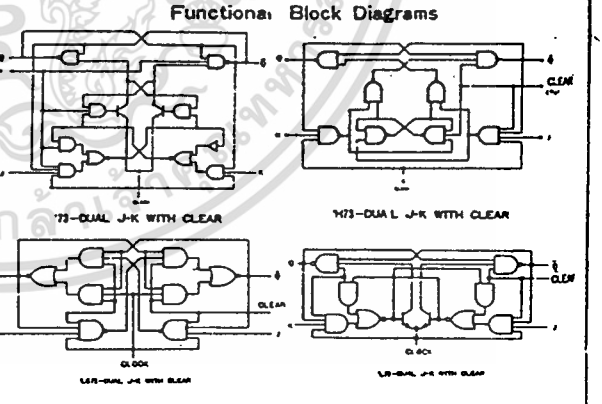
PARAMETER*	TEST CONDITIONS†	MIN	TYP‡	MAX	UNIT
V <sub>IH</sub> High-level input voltage			2		V
V <sub>IL</sub> Low-level input voltage				0.8	V
V <sub>I</sub> Input clamp voltage	V <sub>CC</sub> =MIN, I <sub>I</sub> =-18mA			-1.5	V
V <sub>OH</sub> High-level output voltage	V <sub>CC</sub> =MIN, V <sub>IH</sub> =2V, V <sub>IL</sub> =0.8V, I <sub>OH</sub> =MAX	2.7	3.4		V
V <sub>OL</sub> Low-level output voltage	V <sub>CC</sub> =MIN, V <sub>IH</sub> =2V, V <sub>IL</sub> =0.8V, I <sub>OL</sub> =4mA	0.25	0.4		V
I <sub>I</sub> Input current of max. min. input voltage	D, J, K, Clear			0.1	mA
	Preset	V <sub>CC</sub> =MAX, V <sub>I</sub> =7V		0.3	mA
	Clock			0.4	mA
				0.4	mA
I <sub>IH</sub> High-level input current	D, J, K, Clear			20	μA
	Preset	V <sub>CC</sub> =MAX, V <sub>I</sub> =2.7V		60	μA
	Clock			60	μA
				80	μA
I <sub>IL</sub> Low-level input current	D, J, K, Clear			-0.4	mA
	Preset	V <sub>CC</sub> =MAX, V <sub>I</sub> =0.4V		-0.8	mA
	Clock			-0.8	mA
I <sub>OS</sub> Short-circuit output current*	V <sub>CC</sub> =MAX, Series 54LS Series 74LS	-20		-100	mA
I <sub>CC</sub> Supply current (Average per flip-flop)	V <sub>CC</sub> =MAX, See Note 1		4	6	mA
f <sub>max</sub> maximum clock frequency	V <sub>CC</sub> =5V, T <sub>A</sub> =25°C, C <sub>L</sub> =150F, R <sub>L</sub> =2kΩ		30	45	MHz
t <sub>PLH</sub> Propagation delay time, low-to-high-level output	from clear, preset or clock (as appropriate) to Q or Q̄		15	20	nS
	from clear, preset or clock (as appropriate) to Q̄ or Q		15	20	nS



**Function Tables**

73 H.73, L.73 (See Note 2)      LS73 (See Note 2)

INPUTS					OUTPUTS	
CLEAR	CLOCK	J	K	Q	Q̄	
L	X	X	X	L	H	L, H
H	↓	L	L	Q <sub>0</sub>	Q̄ <sub>0</sub>	H, L
H	↓	H	L	H	L	H, L
H	↓	L	H	L	H	L, H
H	↓	H	H	H	H	H, L
H	↓	L	L	H	H	L, H
H	↓	H	H	H	H	H, L
H	↓	H	X	X	Q <sub>0</sub>	Q̄ <sub>0</sub>



**NOTES:**

- with all outputs open, I<sub>CC</sub> is measured with the Q and Q̄ outputs high in turn. At the time of measurement, the clock input is grounded.
- H = high level (steady state), L = low level (steady state), X = irrelevant  
↓ = transition from high to low level  
↓ = high-level pulse; data inputs should be held constant while clock is high; data is transferred to output on the falling edge of the pulse.  
Q<sub>0</sub> = the level of Q before the indicated input conditions were established.  
TOGGLE: Each output changes to the complement of its previous level on each active transition (pulse) of the clock.

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.  
‡ All typical values are at V<sub>CC</sub>=5V, T<sub>A</sub>=25°C.  
\* Not more than one output should be started at 1μs.  
†PLH = propagation delay time, low-to-high-level output.  
†PHL = propagation delay time, high-to-low-level output.  
‡ ↓ indicates the edge of the clock pulse used for reference: ↑ for the rising edge, ↓ for the falling edge.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

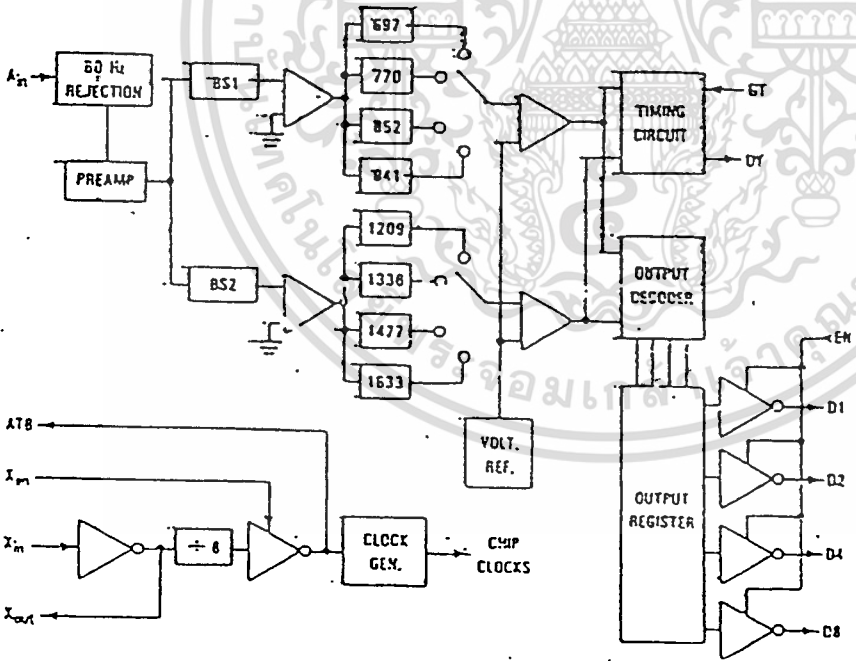
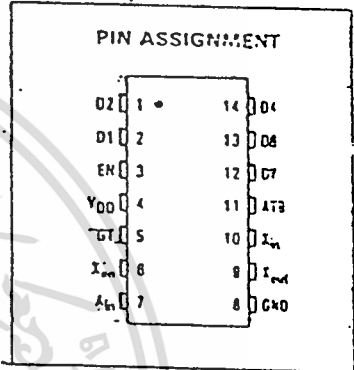
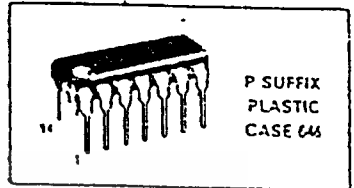
*Advance Information*

# Dual Tone Multiple Frequency Receiver

The MC145436 is a silicon-gate CMOS LSI device containing the filter and decoder for detection of a pair of tones conforming to the DTMF standard with outputs in hexadecimal. Switched capacitor filter technology is used together with digital circuitry for the tuning control and output circuits. The MC145436 provides excellent power-line noise and dial tone rejection, and is suitable for applications in central office equipment, PABX, key-phone systems, remote control equipment, and consumer telephony products.

- Single +5 V Power Supply
- Detects All 15 Standard Digits
- Uses Inexpensive 3.579545 MHz Colorburst Crystal
- Provides Guard Time Controls to Improve Speech Immunity
- Output in 4-Bit Hexadecimal Code
- Built-In 60 Hz and Dial Tone Rejection
- Pin Compatible with SSI-204

**MC145436**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

(Voltages Referenced to GND Unless Otherwise Noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	-0.5 to +6.0	V
Input Voltage, Any Pin Except A <sub>in</sub>	V <sub>in</sub>	-0.5 to V <sub>DD</sub> + 0.5	V
Input Voltage, A <sub>in</sub>	V <sub>in</sub>	V <sub>DD</sub> - 10 to V <sub>DD</sub> + 0.5	V
DC Current Drain per Pin	I	± 10	mA
Operating Temperature Range	T <sub>A</sub>	-40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid applications of any voltage higher than the maximum rated voltages to this high impedance circuit.

For proper operation it is recommended that V<sub>in</sub> and V<sub>out</sub> be constrained to the range V<sub>SS</sub> ≤ (V<sub>in</sub> or V<sub>out</sub>) ≤ V<sub>DD</sub>. Reliability of operation is enhanced if unused inputs are tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V<sub>SS</sub> or V<sub>DD</sub>).

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

(All Polarities Referenced to V<sub>DD</sub> = 5.0 V ± 10%, T<sub>A</sub> = -40 to +85°C Unless Otherwise Noted)

Parameter	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	4.5	5	5.5	V
Supply Current (f <sub>CLK</sub> = 3.58 MHz)	I <sub>DD</sub>	-	7	15	mA
Input Current	I <sub>in</sub>	-	-	200	μA
	GT, EN, X <sub>in</sub> , X <sub>en</sub>	-	-	± 1	
Input Voltage Low	V <sub>IL</sub>	-	-	1.5	V
Input Voltage High	V <sub>IH</sub>	3.5	-	-	V
High Level Output Current (V <sub>OH</sub> = V <sub>DD</sub> - 0.5 V; Source)	I <sub>OH</sub>	800	-	-	μA
Low Level Output Current (V <sub>OL</sub> = 0.4 V; Sink)	I <sub>OL</sub>	1.0	-	-	mA
Input Impedance	R <sub>in</sub>	90	100	-	kΩ
Fanout	FO	-	-	10	
Input Capacitance	C <sub>in</sub>	-	6	-	pF

**ANALOG CHARACTERISTICS (V<sub>DD</sub> = 5.0 V ± 10%, T<sub>A</sub> = -40 to +85°C)**

Parameter	Min	Typ	Max	Unit
Signal Level for Detection (A <sub>in</sub> )	-32	-	-2	dBm
T <sub>dist</sub> - High Tone/Low Tone	-10	-	10	dB
Frequency Detect Bandwidth (Notes 1, and 2)	± (1.6 ± 2 Hz)	± 2.0	± 3.5	% f <sub>C</sub>
60 Hz Tolerance	-	-	0.8	V <sub>rms</sub>
Dial Tone Tolerance (Note 3) (Dial Tone 330 + 440)	-	-	0	dB
Noise Tolerance (Notes 3 and 4)	-	-	-12	dB
Power Supply Noise (Wide Band)	-	-	10	mV p-p
Talk Off (Mitel Tape #CM7290)	-	2	-	Hits

**NOTES:**

1. f<sub>C</sub> is center frequency of bandpass filters.
2. Maximum frequency detect bandwidth of the 1477 Hz filter is +3.5% to -4%.
3. Referenced to lower amplitude tone.
4. Bandwidth limited (0 to 3.4 kHz) Gaussian noise.

**PIN DESCRIPTION**

**D1, D2, D4, D8—DATA OUTPUT**

These digital outputs provide the hexadecimal codes corresponding to the detected digit (see Table 1). The digital outputs become valid after a tone pair has been detected, and are cleared when a valid pause is timed. These output pins are high impedance when Enable is at a logic 0.

**EN—ENABLE**

Outputs D1, D2, D4, D8 are enabled when EN is at a logic 1, and high impedance (disabled) when EN is at a logic 0.

**GT—GUARD TIME**

The Guard Time control input provides two sets of detected time and release time, both within the allowed ranges of tone on and tone off. A longer tone detect time rejects signals too short to be considered valid. With  $GT=1$ , talk off performance is improved, since it reduces the probability that tones simulated by speech will maintain signal conditions long enough to be accepted. In addition, a shorter release time reduces the probability that a pause simulated by an interruption in speech will be detected as a valid pause. On the other hand, a shorter tone detect time with a long release time would be appropriate for an extremely noisy environment where fast acquisition time and immunity to drop-outs would be required. In general, the tone signal time generated by a telephone is 100 ms, nominal, followed by a pause of about 100 ms. A high-to-low, or low-to-high transition on the GT pin resets the internal logic, and the MC145436 is immediately ready to accept a new tone input.

**X<sub>en</sub>—OSCILLATOR ENABLE**

A logic 1 on X<sub>en</sub> enables the on-chip crystal oscillator. When using alternate time base from the ATB pin, X<sub>en</sub> should be tied to GND.

**A<sub>in</sub>—ANALOG INPUT**

This pin accepts the analog input, and is internally biased so that the input signal may be ac coupled. The input may be dc coupled so long as it does not exceed the positive supply (See Figure 1.)

**X<sub>in</sub>/X<sub>out</sub>—OSCILLATOR IN AND OSCILLATOR OUT**

These pins connect to an internal crystal oscillator. In operation, a parallel resonant crystal is connected from X<sub>in</sub> to X<sub>out</sub>, as well as a 1 M $\Omega$  resistor in parallel with the crystal. When using the alternate clock source from ATB, X<sub>in</sub> should be tied to V<sub>DD</sub>.

**ATB—ALTERNATE TIME BASE**

This pin serves as a frequency reference when more than one MC145436 is used, so that only one crystal is required for multiple MC145436s. In this case, all ATB pins should be tied together as shown in Figure 2. When only one MC145436 is used, this pin should be left unconnected. The output frequency of ATB is 447.4 kHz.

**DV—DATA VALID**

DV signals a detection by going high after a valid tone pair is sensed and decoded at output pins D1, D2, D4, D8. DV remains high until a loss of the current DTMF signal occurs, or until a transition in GT occurs.

**V<sub>DD</sub>—POSITIVE POWER SUPPLY**

The digital supply pin, which is connected to the positive side of the power supply.

**GND—GROUND**

Ground return pin is typically connected to the system ground.

Table 1. Hexadecimal Codes

Digit	Output Code			
	D8	D4	D2	D1
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
0	1	0	1	0
*	1	0	1	1
#	1	1	0	0
A	1	1	0	1
B	1	1	1	0
C	1	1	1	1
D	0	0	0	0

**OPERATIONAL INFORMATION**

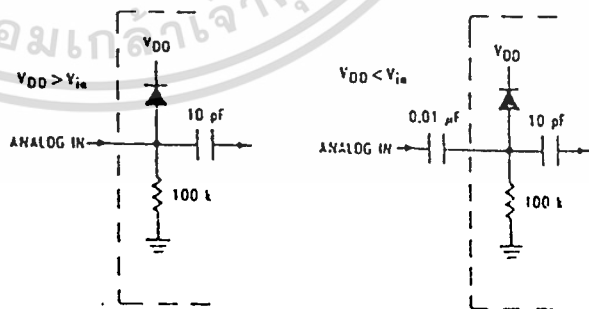


Figure 1. Analog Input

MC145436

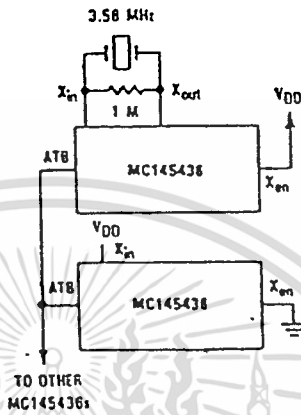


Figure 2. Multiple MC145436s

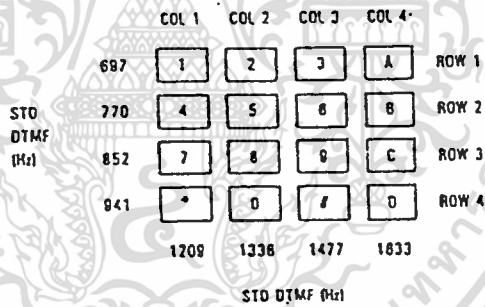


Figure 3. 4 x 4 Keyboard Matrix

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 6-Pin DIP Optoisolators Triac Driver Output

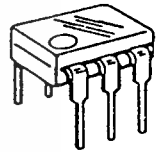
These devices consist of gallium-arsenide infrared emitting diodes, optically coupled to silicon bilateral switch and are designed for applications requiring isolated triac triggering, low-current isolated ac switching, high electrical isolation (to 7500 V peak), high detector standoff voltage, small size, and low cost.

- UL Recognized File Number 54915
- VDE approved per standard 0883/6.80 (Certificate number 41853), with additional approval to DIN IEC380/VDE0806, IEC435/VDE0805, IEC65/VDE0860, VDE110b, covering all other standards with equal or less stringent requirements, including IEC204/VDE0113, VDE0160, VDE0832, VDE0833, etc.
- Special lead form available (add suffix "T" to part number) which satisfies VDE0883/6.80 requirement for 8 mm minimum creepage distance between input and output solder pads.
- Various lead form options available. Consult "Optoisolator Lead Form Options" data sheet for details.



**MOC3009**  
**MOC3010**  
**MOC3011**  
**MOC3012**

**6-PIN DIP  
 OPTOISOLATORS  
 TRIAC DRIVER OUTPUT  
 250 VOLTS**



**CASE 730A-02  
 PLASTIC**

### MAXIMUM RATINGS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
--------	--------	-------	------

#### INFRARED EMITTING DIODE

Reverse Voltage	$V_R$	3	Volts
Forward Current — Continuous	$I_F$	60	mA
Total Power Dissipation ( $@ T_A = 25^\circ\text{C}$ ) Negligible Power in Transistor Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	100	mW
		1.33	mW/ $^\circ\text{C}$

#### OUTPUT DRIVER

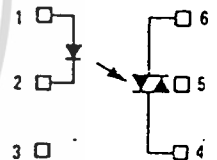
Off-State Output Terminal Voltage	$V_{DRM}$	250	Volts
Peak Repetitive Surge Current ( $PW = 1 \text{ ms}, 120 \text{ pps}$ )	$I_{TSM}$	1	A
Total Power Dissipation ( $@ T_A = 25^\circ\text{C}$ ) Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	300	mW
		4	mW/ $^\circ\text{C}$

#### TOTAL DEVICE

Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 5 Second Duration)	$V_{ISO}$	7500	Vac
Total Power Dissipation $@ T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	330	mW
		4.4	mW/ $^\circ\text{C}$
Junction Temperature Range	$T_J$	-40 to +100	$^\circ\text{C}$
Ambient Operating Temperature Range	$T_A$	-40 to +85	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-40 to +150	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (10 s)	—	260	$^\circ\text{C}$

(1) Isolation surge voltage,  $V_{ISO}$ , is an internal device dielectric breakdown rating.

#### COUPLER SCHEMATIC



1. ANODE
2. CATHODE
3. NC
4. MAIN TERMINAL
5. SUBSTRATE  
DO NOT CONNECT
6. MAIN TERMINAL

# MOC3009, MOC3010, MOC3011, MOC3012

## TYPICAL APPLICATION CIRCUITS

Note: This optoisolator should not be used to drive a load directly. It is intended to be a trigger device only. Additional information on the use of the MOC3009/3010/3011/3012 is available in Application Note AN-780A.

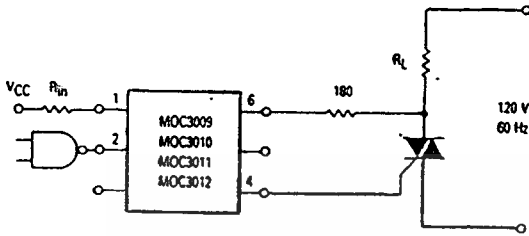


Figure 8. Resistive Load

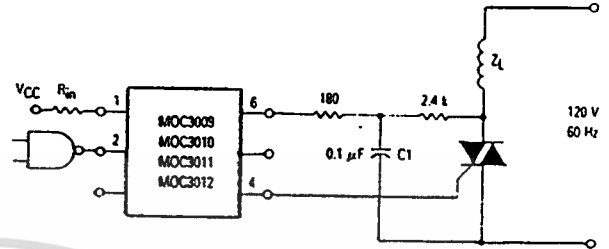


Figure 9. Inductive Load with Sensitive Gate Triac ( $I_{GT} \leq 15 \text{ mA}$ )

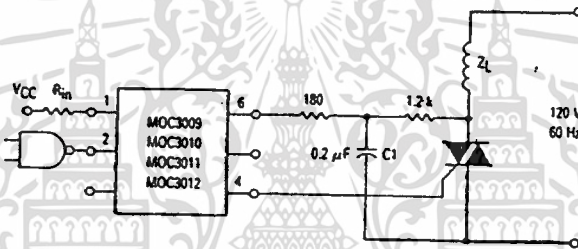


Figure 10. Inductive Load with Non-Sensitive Gate Triac ( $15 \text{ mA} < I_{GT} < 50 \text{ mA}$ )

## OUTLINE DIMENSIONS

OPTIONAL LEAD CONFIGURATION

STYLE E:  
 PIN 1, ANODE  
 2, CATHODE  
 3, NC  
 4, MAIN TERMINAL  
 5, SUBSTRATE  
 6, MAIN TERMINAL

SEATING PLANE

⌀ 0.13 (0.005) T A B

CASE 730A-02  
PLASTIC

NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIM L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.13	8.89	0.320	0.350
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	2.93	5.08	0.115	0.200
D	0.41	0.50	0.016	0.020
E	1.02	1.77	0.040	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
J	0.21	0.30	0.008	0.012
K	0.28	2.54	0.015	0.100
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	2.54	3.81	0.100	0.150

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MOC3009, MOC3010, MOC3011, MOC3012

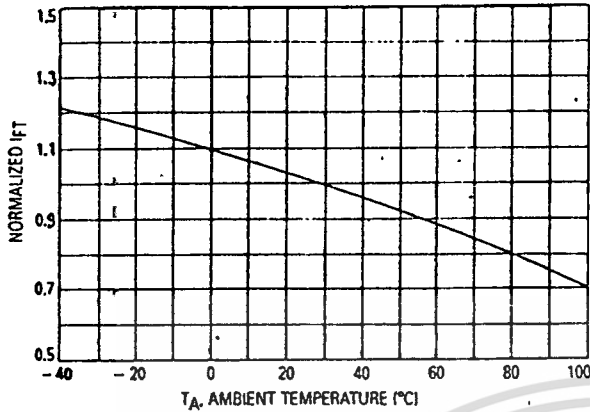


Figure 3. Trigger Current versus Temperature

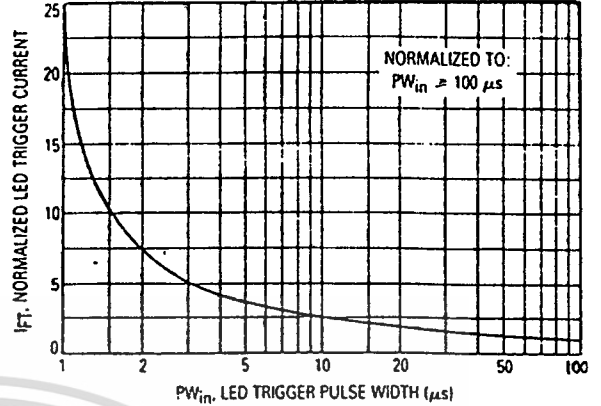


Figure 4. LED Current Required to Trigger versus LED Pulse Width

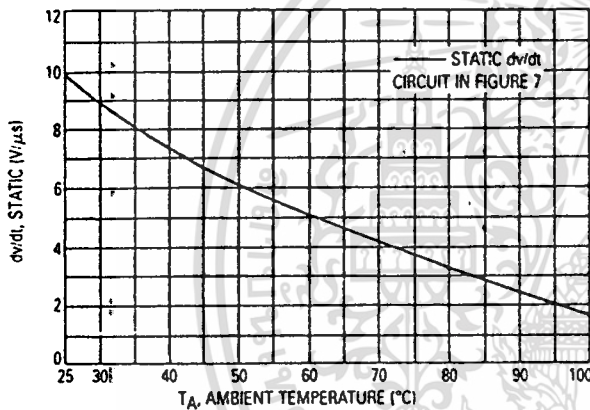


Figure 5. dv/dt versus Temperature

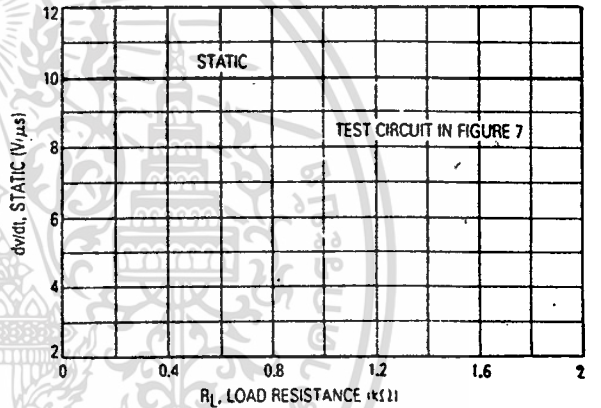
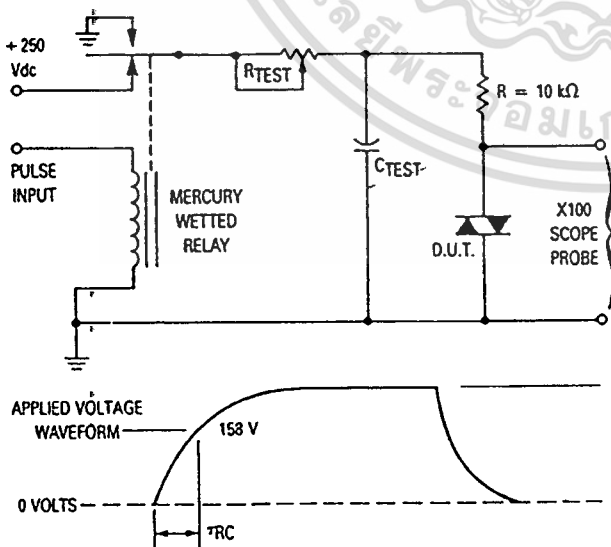


Figure 6. dv/dt versus Load Resistance



1. The mercury wetted relay provides a high speed repeated pulse to the D.U.T.
2. 100x scope probes are used, to allow high speeds and voltages.
3. The worst-case condition for static dv/dt is established by triggering the D.U.T. with a normal LED input current, then removing the current. The variable R<sub>TEST</sub> allows the dv/dt to be gradually increased until the D.U.T. continues to trigger in response to the applied voltage pulse, even after the LED current has been removed. The dv/dt is then decreased until the D.U.T. stops triggering. τ<sub>RC</sub> is measured at this point and recorded.

$$V_{max} = 250 \text{ V}$$

$$dv/dt = \frac{0.63 V_{max}}{\tau_{RC}} = \frac{158}{\tau_{RC}}$$

Figure 7. Static dv/dt Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MOC3009, MOC3010, MOC3011, MOC3012

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

### INPUT LED

Reverse Leakage Current ( $V_R = 3\text{ V}$ )	$I_R$	—	0.05	100	$\mu\text{A}$
Forward Voltage ( $I_F = 10\text{ mA}$ )	$V_F$	—	1.15	1.5	Volts

### OUTPUT DETECTOR ( $I_F = 0$ unless otherwise noted)

Peak Blocking Current, Either Direction (Rated $V_{DRM}$ , Note 1)	$I_{DRM}$	—	10	100	nA
Peak On-State Voltage, Either Direction ( $I_{TM} = 100\text{ mA Peak}$ )	$V_{TM}$	—	1.8	3	Volts
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage (Figure 7, Note 2)	$dv/dt$	—	10	—	$\text{V}/\mu\text{s}$

### COUPLED

LED Trigger Current, Current Required to Latch Output (Main Terminal Voltage = 3 V, Note 3)	$I_{FT}$	—	15	30	mA
		MOC3009	8	15	
		MOC3010	5	10	
		MOC3011	3	5	
		MOC3012	—	—	
Holding Current, Either Direction	$I_H$	—	100	—	$\mu\text{A}$

Notes: 1. Test voltage must be applied within  $dv/dt$  rating.

2. This is static  $dv/dt$ . See Figure 7 for test circuit. Commutating  $dv/dt$  is a function of the load-driving thyristor(s) only.

3. All devices are guaranteed to trigger at an  $I_F$  value less than or equal to max  $I_{FT}$ . Therefore, recommended operating  $I_F$  lies between max  $I_{FT}$  (30 mA for MOC3009, 15 mA for MOC3010, 10 mA for MOC3011, 5 mA for MOC3012) and absolute max  $I_F$  (60 mA).

## TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A = 25^\circ\text{C}$

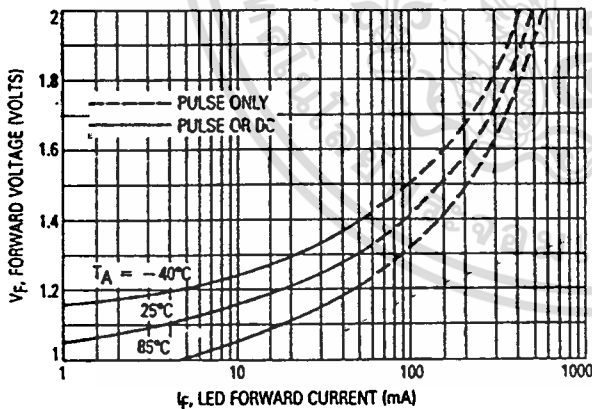


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

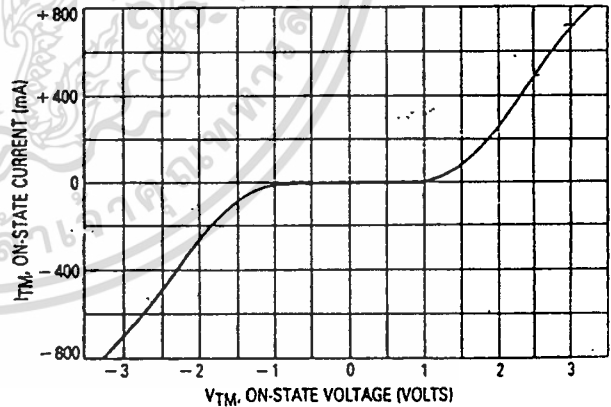


Figure 2. On-State Characteristics

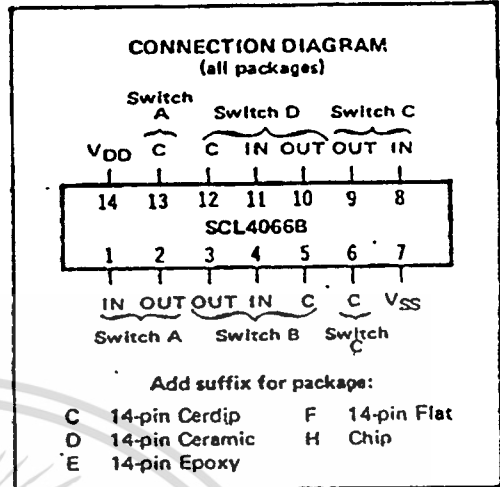
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**FEATURES**

- ◆ Transmission or Multiplexing of Analog or Digital Signals
- ◆ 80Ω Typical ON-Resistance for 15-Volt operation
- ◆ Switch ON-Resistance Matched to within 5Ω over 15-Volt Signal-Input Range
- ◆ ON-Resistance Flat over Full Peak-to-Peak Signal Range
- ◆ High Degree of Linearity:  
 $< 0.5\%$  Distortion (typ) @  $f_{in} = 1\text{kHz}$ ,  
 $V_{is} = 5\text{V}_{p-p}$ ,  $V_{DD} - V_{SS} \geq 10\text{V}$ ,  $R_L = 10\text{k}\Omega$
- ◆ Extremely Low OFF switch Leakage Resulting in very Low Offset Current and High Effective OFF Resistance:  
 $10\text{pA}$  (typ) @  $V_{DD} - V_{SS} = 10\text{V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$
- ◆ Extremely High Control Input Impedance (Control Circuit Isolated from Signal Circuit):  
 $10^{12}\Omega$  (typ)
- ◆ Low Crosstalk between Switches:  
 $-50\text{dB}$  (typ) @  $f_{is} = 0.9\text{MHz}$ ,  $R_L = 1\text{k}\Omega$
- ◆ Matched Control-Input to Signal-Output Capacitance Reduces Output Signal Transients
- ◆ Frequency Response, Switch ON = 40MHz (typ)

**DESCRIPTION**

The SCL4066B is a Quad Bilateral Switch intended for the transmission or multiplexing of analog or digital signals. It is pin-for-pin compatible with the SCL4016B, but exhibits a much lower ON-resistance. In addition, the ON-resistance is relatively constant over the full input signal range. The SCL4066 consists of four independent bilateral switches. A single control signal is required per switch. Both the P and the N device in a given switch are biased ON or OFF simultaneously by the control signal. As shown below, the well of the N-channel device on each switch is either tied to the input when the switch is ON or to  $V_{SS}$  when the switch is OFF. This configuration minimizes the variation of the switch-transistor threshold



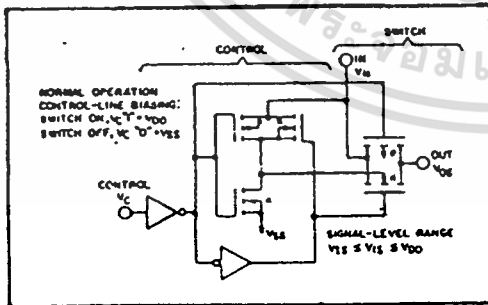
**RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS**

For maximum reliability:

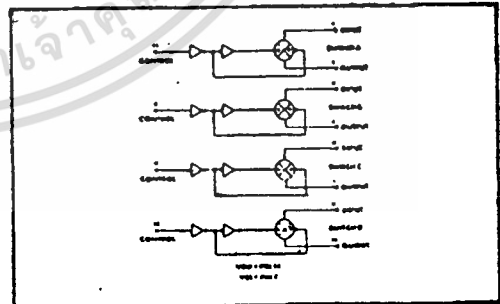
DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	$T_A$	-55 to +125	°C
C, D, F, H-Device		-40 to +85	°C
E Device			

voltage with input-signal, and thus keeps the ON-resistance low over the full operating range. The advantages over single-channel switches include peak input-signal voltage swings equal to the full supply voltage, and more constant ON-impedance over the input-signal range. For sample-and-hold applications, however, the SCL4016 is recommended.

**SCHEMATIC DIAGRAM (one of four switches)**



**LOGIC DIAGRAM**



## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

### STATIC CHARACTERISTICS <sup>1,2</sup>

PARAMETER	CONDITIONS	V <sub>es</sub> (Vdc)	V <sub>oD</sub> (Vdc)	T <sub>LOW</sub> <sup>1</sup>		25°C			T <sub>HIGH</sub> <sup>1</sup>		Units	
				Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.		
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I <sub>oD</sub> V <sub>IN</sub> = V <sub>SS</sub> or V <sub>oD</sub> All valid input combinations	0	5	-	0.05	-	0.0005	0.05	-	1.5	μA <sub>dc</sub>	
		0	10	-	0.1	-	0.001	0.1	-	3.0		
		0	15	-	0.2	-	0.002	0.2	-	6.0		
MINIMUM INPUT HIGH VOLTAGE (Control Input)	V <sub>IH</sub> V <sub>IS</sub> = V <sub>SS</sub> V <sub>OS</sub> = V <sub>oD</sub> I <sub>OS</sub> = 10μA	0	5	-	4.0	-	2.75	4.0	-	4.0	Vdc	
		0	10	-	8.0	-	5.5	8.0	-	8.0		
		0	15	-	12.0	-	8.25	12.0	-	12.0		
MAXIMUM INPUT LOW VOLTAGE (Control Input)	V <sub>IL</sub> V <sub>IS</sub> = V <sub>SS</sub> V <sub>OS</sub> = V <sub>oD</sub> I <sub>OS</sub> = 10μA	0	5	1.0	-	1.0	2.25	-	1.0	-	Vdc	
		0	10	2.0	-	2.0	4.5	-	2.0	-		
		0	15	3.0	-	3.0	6.75	-	3.0	-		
SWITCH INPUT/OUTPUT LEAKAGE	I <sub>oFF</sub> V <sub>C</sub> = V <sub>SS</sub> V <sub>IS</sub> = ±7.5Vdc	-7.5	+7.5	-	±100	-	±0.01	±100	-	±200	nA <sub>dc</sub>	
ON-RESISTANCE (C, D, F, H device)  E device	R <sub>oN</sub> V <sub>C</sub> = V <sub>oD</sub> V <sub>SS</sub> < V <sub>IS</sub> < V <sub>oD</sub> R <sub>L</sub> = 10kΩ	-7.5	+7.5	-	220	-	80	280	-	320	Ω	
		0	+15	-	-	-	-	-	-	-		
		-5	+5	-	310	-	120	400	-	650		
			-2.5	+2.5	-	2000	-	270	2500	-	3500	Ω
			0	+5	-	-	-	-	-	-	-	
	R <sub>oN</sub> V <sub>C</sub> = V <sub>oD</sub> V <sub>SS</sub> < V <sub>IS</sub> < V <sub>oD</sub> R <sub>L</sub> = 10kΩ	-7.5	+7.5	-	250	-	80	280	-	300	Ω	
		0	+15	-	-	-	-	-	-	-		
		-5	+5	-	330	-	120	400	-	520		
			-2.5	+2.5	-	2100	-	270	2500	-	3200	Ω
		0	+5	-	-	-	-	-	-	-		
ON-RESISTANCE MATCH (Same package)	ΔR <sub>oN</sub> V <sub>C</sub> = V <sub>oD</sub> V <sub>SS</sub> < V <sub>IS</sub> < V <sub>oD</sub> R <sub>L</sub> = 10kΩ	-7.5	+7.5	-	-	-	5	-	-	-	Ω	
		0	+15	-	-	-	10	-	-	-		
		-5	+5	-	-	-	10	-	-	-		
		-2.5	+2.5	-	-	-	10	-	-	-	Ω	
		0	+5	-	-	-	-	-	-	-		

NOTES: <sup>1</sup> Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications"

<sup>2</sup> T<sub>LOW</sub> = -55°C for C, D, F, H device.

= -40°C for E device.

T<sub>HIGH</sub> = +125°C for C, D, F, H device.

= + 86°C for E device.

<sup>3</sup> This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

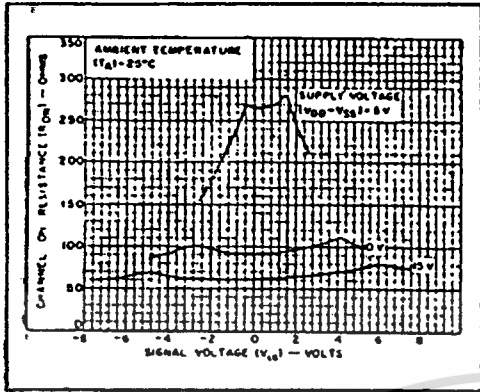
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

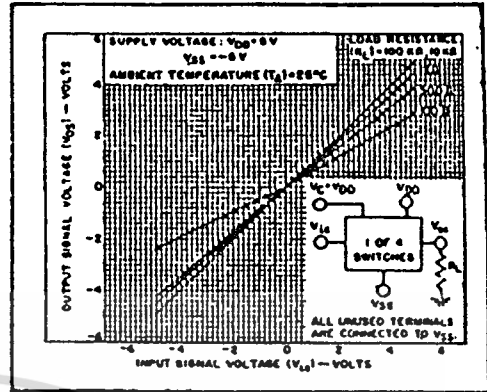
DYNAMIC CHARACTERISTICS ( $C_L = 50\text{pF}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

PARAMETER	CONDITIONS	V <sub>SS</sub> (Vdc)	V <sub>DD</sub> (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units	
<b>SIGNAL INPUTS (V<sub>IS</sub>) AND OUTPUTS (V<sub>OS</sub>)</b>								
PROPAGATION DELAY TIME Signal Input to Signal Output	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	V <sub>C</sub> =V <sub>DD</sub> V <sub>IN</sub> =Square Wave R <sub>L</sub> = 10kΩ	0	5	—	20	ns	
			0	10	—	10		
			0	15	—	7.5		
BANDWIDTH (-3dB) (Sine Wave)	BW	V <sub>C</sub> =V <sub>DD</sub> R <sub>L</sub> V <sub>IN</sub> =5V <sub>PP</sub> centered @ 0.0Vdc	1kΩ	-5	+5	—	54	MHz
			10kΩ				40	
			100kΩ				38	
			1MΩ				37	
INSERTION LOSS ( $=20 \log_{10} \frac{V_{OS}}{V_{IS}}$ )		V <sub>C</sub> =V <sub>DD</sub> R <sub>L</sub> V <sub>IN</sub> =5V <sub>PP</sub> centered @ 0.0Vdc	1kΩ	-5	+5	—	2.3	dB
			10kΩ				0.2	
			100kΩ				0.1	
			1MΩ				0.05	
SIGNAL DISTORTION (Sine Wave)		V <sub>C</sub> =V <sub>DD</sub> V <sub>IN</sub> =5V <sub>PP</sub> centered @ 0.0Vdc f <sub>IN</sub> =1.0kHz R <sub>L</sub> = 10kΩ	-5	+5	—	0.16	%	
FEEDTHROUGH (-50dB)		V <sub>C</sub> =V <sub>SS</sub> R <sub>L</sub> V <sub>IN</sub> =5V <sub>PP</sub> centered @ 0.0Vdc	1kΩ	-5	+5	—	1250	kHz
			10kΩ				140	
			100kΩ				18	
			1MΩ				2	
CROSSTALK (-50dB) Between two switches		V <sub>C</sub> (A)=V <sub>DD</sub> V <sub>C</sub> (B)=V <sub>SS</sub> V <sub>IN</sub> (A)=5V <sub>PP</sub> centered @ 0.0Vdc R <sub>L</sub> = 10kΩ	-5	+5	—	0.9	MHz	
CAPACITANCE	C <sub>IN</sub> C <sub>OS</sub> C <sub>FEED</sub>	V <sub>C</sub> = V <sub>SS</sub>	-5	+5	—	8	pF	
						8		
						0.5		
<b>CONTROL INPUT (V<sub>C</sub>)</b>								
PROPAGATION DELAY TIME Turn on	t <sub>PC</sub>	V <sub>SS</sub> <V <sub>IN</sub> <V <sub>DD</sub> R <sub>L</sub> = 10kΩ	0	5	—	50	100	ns
			0	10	—	25	60	
			0	15	—	20	40	
MAXIMUM INPUT FREQUENCY	f <sub>C</sub>	V <sub>SS</sub> <V <sub>IN</sub> <V <sub>DD</sub> R <sub>L</sub> = 1.0kΩ	0	5	—	5	—	MHz
			0	10	—	10	—	
			0	15	—	12	—	
CROSSTALK (To signal port)		V <sub>C</sub> =Square Wave R <sub>L</sub> = 10kΩ R <sub>IN</sub> = 1.0kΩ	0	5	—	30	—	mV
			0	10	—	50	—	
			0	15	—	100	—	

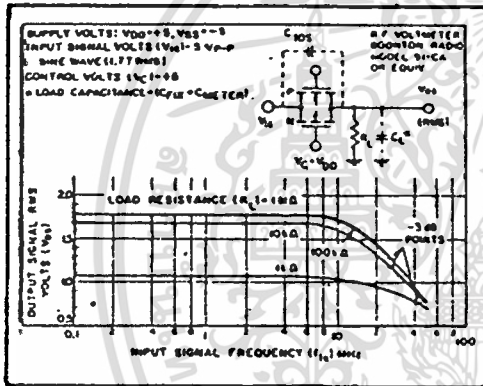
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



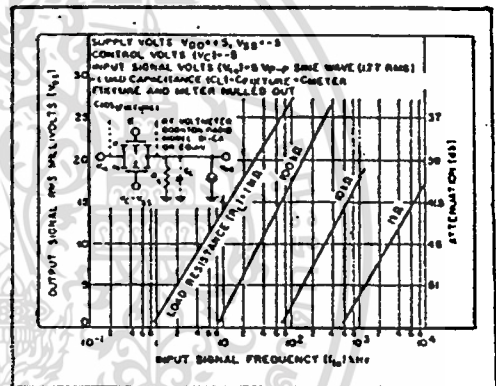
Typical channel ON resistance vs. signal voltage for three values of supply voltage ( $V_{DD}-V_{SS}$ )



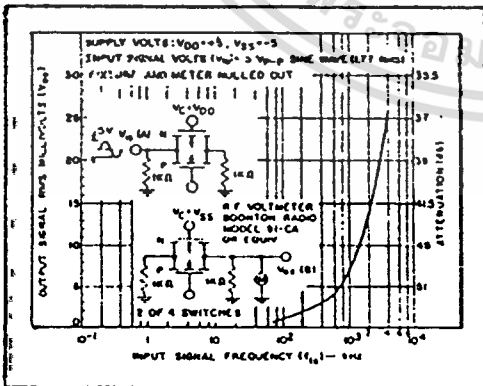
Typical ON characteristics for 1 of 4 channels.



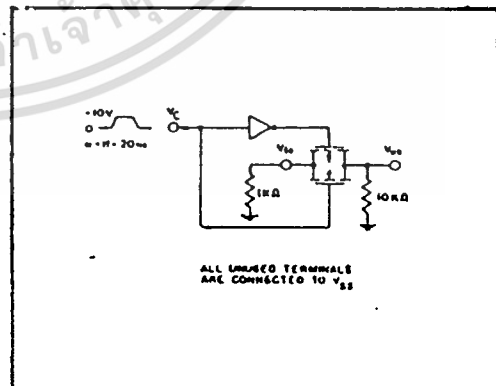
Typ. switch frequency response - switch "ON"



Typ. feedthru vs. freq. - switch "OFF"



Typ. crosstalk between switch circuits in the same package



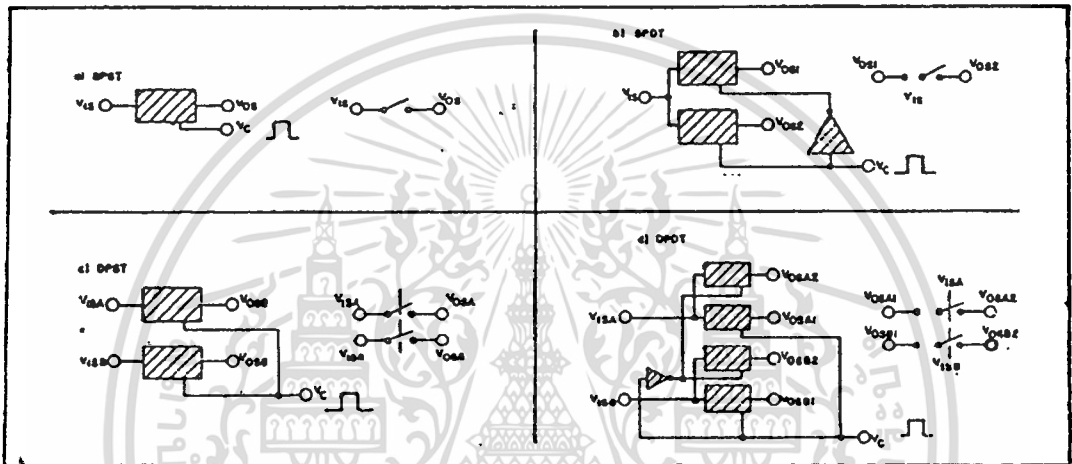
Test circuit, crosstalk-control input to signal output

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

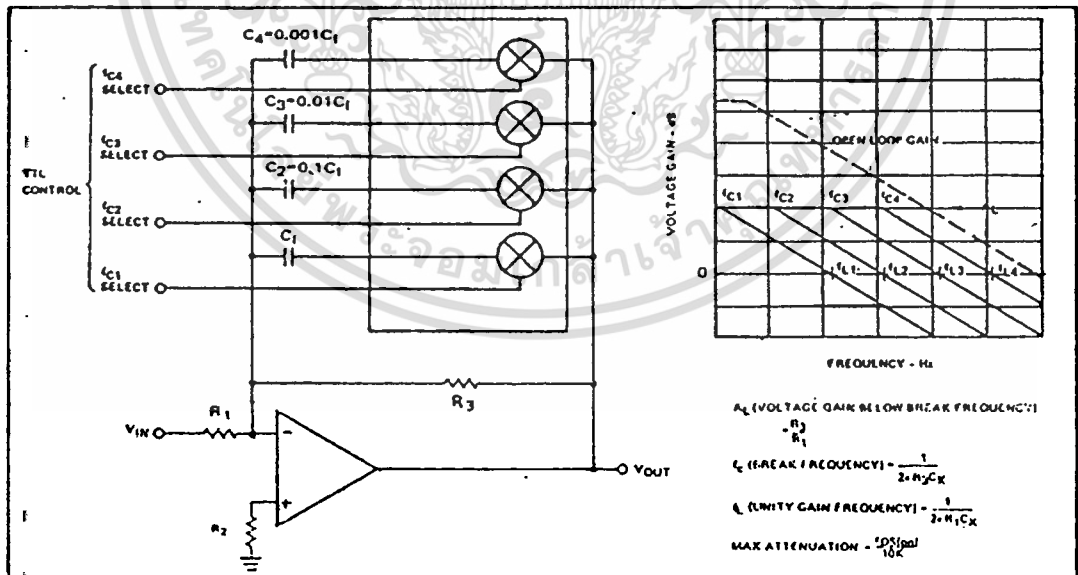
### SPECIAL CONSIDERATIONS – SCL4066B

1. In applications where separate power sources are used to drive  $V_{DD}$  and the signal inputs, the  $V_{DD}$  current capability should exceed  $V_{DD}/R_L$  ( $R_L$  = effective external load of the 4 SCL4066B bilateral switches). This provision avoids any permanent current flow or clamp action on the  $V_{DD}$  supply when power is applied or removed from SCL4066B.
2. In certain applications, the external load-resistor current may include both  $V_{DD}$  and signal-line components. To avoid drawing  $V_{DD}$  current when switch current flows into terminals 1, 4, 8, or 11, the voltage drop across the bidirectional switch must not exceed 0.8 volt (calculated from  $R_{ON}$  values shown). No  $V_{DD}$  current will flow through  $R_L$  if the switch current flows into terminals 2, 3, 9, or 10. Failure to observe this condition may result in distortion of the signal.

### APPLICATIONS INFORMATION



Basic Switch Functions using the SCL4066B



Active Low Pass Filter with Digitally Selected Break Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ISO2-CMOS MT8870 Integrated DTMF Receiver

## Features

- Complete DTMF receiver
- Low power consumption
- Internal gain setting amplifier
- Adjustable guard time
- Central Office Quality

## Applications

- Paging systems
- Repeater systems/mobile radio
- Credit card systems
- Remote Control
- Personal Computers

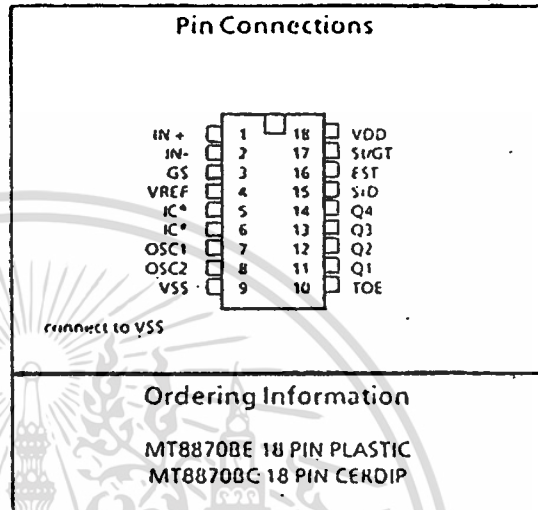
## Description

The MT8870 is a complete DTMF receiver integrating both the bandsplit filter and digital decoder functions, fabricated in Mitel's double poly ISO<sup>2</sup>-CMOS technology. The filter section uses switched capacitor techniques for high and low group filters; the decoder uses digital counting

9161-002-071-NA

ISSUE 2

January 1985



techniques to detect and decode all 16 DTMF tone-pairs into a 4-bit code. External component count is minimized by on chip provision of a differential input amplifier, clock oscillator and latched 3-state bus interface.

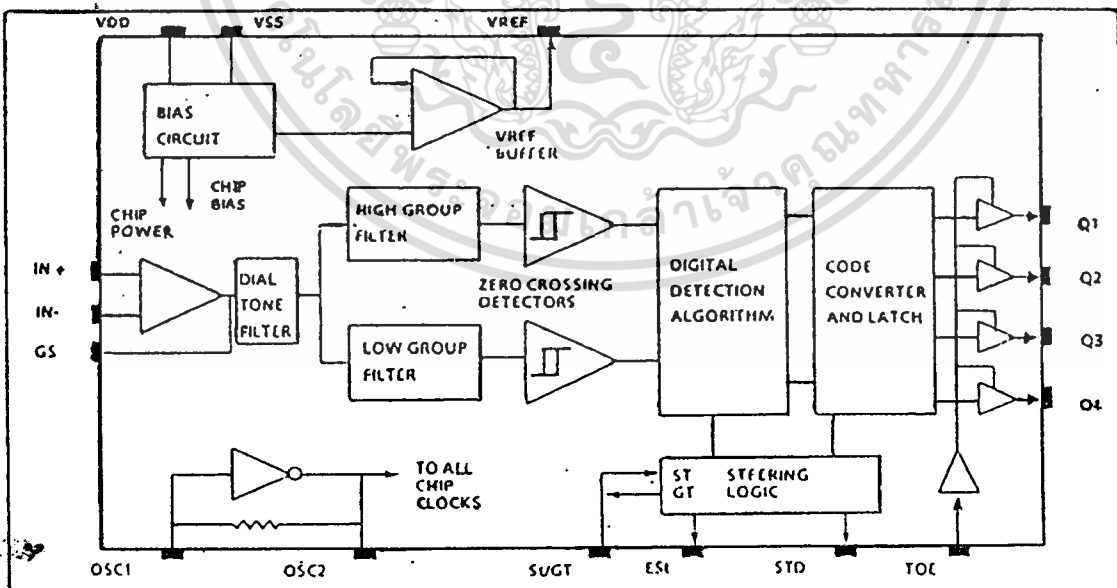


Figure 1. Functional Block Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Pin Description

Pin #	Name	Description
1	IN+	Non-inverting op-amp input.
2	IN-	Inverting op-amp input.
3	GS	Gain select. Gives access to output of front end differential amplifier for connection of feedback resistor.
4	V <sub>REF</sub>	Reference voltage output, nominally V <sub>DD</sub> /2 is used to bias inputs at mid-rail (see Fig. 2).
5	IC	Internal connection. Must be tied to V <sub>SS</sub> .
6	IC	Internal connection. Must be tied to V <sub>SS</sub> .
7	OSC1	Clock input.
8	OSC2	Clock output. A 3.5795 MHz crystal connected between OSC1 and OSC2 completes the internal oscillator circuit.
9	V <sub>SS</sub>	Negative power supply input.
10	TOE	3-state output enable (input). Logic high enables the outputs Q1-Q4. Internal pull up.
11-14	Q1-Q4	3-state data outputs. When enabled by TOE, provide the code corresponding to the last valid tone-pair received (see Fig. 5).
15	StD	Delayed steering output. Presents a logic high when a received tone-pair has been registered and the output latch updated; returns to logic low when the voltage on SUGT falls below V <sub>TS1</sub> .
18	ES1	Early steering output. Presents a logic high once the digital algorithm has detected a valid tone pair (signal condition). Any momentary loss of signal condition will cause ES1 to return to a logic low.
19	SUGT	Steering input/guard time output (bi-directional). A voltage greater than V <sub>TS1</sub> detected at St causes the device to register the detected tone pair and update the output latch. A voltage less than V <sub>TS1</sub> frees the device to accept a new tone pair. The GT output acts to reset the external steering time-constant; its state is a function of ES1 and the voltage on St.
18	V <sub>DD</sub>	Positive power supply input.

**Operating Characteristics<sup>†</sup>** - Voltages are with respect to ground (V<sub>SS</sub>) unless otherwise stated  
Gain Setting Amplifier

	Characteristics	Sym	Min	Typ <sup>†</sup>	Max	Units	Test Conditions
1	Input leakage current	I <sub>IN</sub>		100		nA	V <sub>SS</sub> ≤ V <sub>IN</sub> ≤ V <sub>DD</sub>
2	Input resistance	R <sub>IN</sub>		10		MΩ	
3	Input offset voltage	V <sub>OS</sub>		25		mV	
4	Power supply rejection	PSRR		60		dB	1 KHz
5	Common mode rejection	CMRR		60		dB	-3.0V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 3.0V
6	DC open loop voltage gain	ΔV <sub>OL</sub>		65		dB	
7	Open loop unity gain bandwidth	f <sub>c</sub>		1.5		MHz	
8	Output voltage swing	V <sub>O</sub>		4.5		V <sub>pp</sub>	R <sub>L</sub> ≥ 100KΩ to V <sub>SS</sub>
9	Maximum capacitive load (GS)	C <sub>L</sub>		100		pF	
10	Maximum resistive load (GS)	R <sub>L</sub>		50		KΩ	
11	Common mode range	V <sub>CM</sub>		3.0		V <sub>pp</sub>	No Load

<sup>†</sup> V<sub>DD</sub> = 5 V, V<sub>SS</sub> = 0 V, T<sub>A</sub> = 25° C

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

**AC Electrical Characteristics<sup>†</sup>** - Voltages are with respect to ground (V<sub>SS</sub>) unless otherwise stated

	Characteristics	Sym	Min	Typ <sup>†</sup>	Max	Units	Notes
1	Valid input signal levels (each tone of composite signal)		-29			dBm	1,2,3,5,6,9
			27.5			mV <sub>RMS</sub>	1,2,3,5,6,9
					+1	dBm	1,2,3,5,6,9
					883	mV <sub>RMS</sub>	1,2,3,5,6,9
2	Positive twist accept			10		dB	2,3,6,9
3	Negative twist accept			10		dB	2,3,6,9
4	Freq. deviation accept		± 1.5% ± 2Hz			Nom.	2,3,5,9
5	Freq. deviation reject		± 3.5%			Nom.	2,3,5,9
6	Third tone tolerance			-16		dB	2,3,4,5,9,10
7	Noise tolerance			-12		dB	2,3,4,5,7,9,10
8	Dial tone tolerance			+22		dB	2,3,4,5,8,9,11

<sup>†</sup> V<sub>DD</sub> = 5 V, V<sub>SS</sub> = 0, T<sub>A</sub> = 25° C and f<sub>c</sub> = 3.579545 MHz using test circuit shown in Figure 2

**NOTES**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MT8870 ISO2-CMOS

## AC Electrical Characteristics<sup>†</sup> - Voltages are with respect to ground (V<sub>SS</sub>) unless otherwise stated

	Characteristics	Sym	Min	Typ†	Max	Units	Test Conditions
T I M I N G	1 Tone present detect time	t <sub>OP</sub>	5	11	14	ms	see Figure 3
	2 Tone absent detect time	t <sub>OA</sub>	0.5	4	8.5	ms	see Figure 3
	3 Tone duration accept	t <sub>REC</sub>			40	ms	User adjustable
	4 Tone duration reject	t <sub>REC</sub>	20			ms	User adjustable
	5 Interdigit pause accept	t <sub>IP</sub>			40	ms	User adjustable
	6 Interdigit pause reject	t <sub>IP</sub>	20			ms	User adjustable
O U T P U T S	7 Propagation delay (St to Q)	t <sub>PQ</sub>		8	11	μs	TOE = V <sub>DD</sub>
	8 Propagation delay (St to StD)	t <sub>PSD</sub>		12		μs	TOE = V <sub>DD</sub>
	9 Output data set up (Q to StD)	t <sub>QStD</sub>		3.4		μs	TOE = V <sub>DD</sub>
	10 Propagation delay (TOE to Q ENABLE)	t <sub>PTE</sub>		50		ns	RL = 10KΩ CL = 50 pF
	11 Propagation delay (TOE to Q DISABLE)	t <sub>PTD</sub>		300		ns	RL = 10KΩ CL = 50 pF
C L O C K	26 Crystal/clock frequency	f <sub>C</sub>	3.5759	3.5795	3.5831	MHz	
	27 Clock input rise time	t <sub>HLCL</sub>			110	ns	Ext. clock
	28 Clock input fall time	t <sub>HLCL</sub>			110	ns	Ext. clock
	29 Clock input duty cycle	DC <sub>CL</sub>	40	50	60	%	Ext. clock
	30 Capacitive load (OSC2)	C <sub>LO</sub>			30	pF	

<sup>†</sup> V<sub>DD</sub> = 5V, V<sub>SS</sub> = 0V, T<sub>A</sub> = 25°C and f<sub>C</sub> = 3.579543 MHz, using test circuit in Figure 2

† Typical figures are at 25°C and are for design aid only; not guaranteed and not subject to production testing

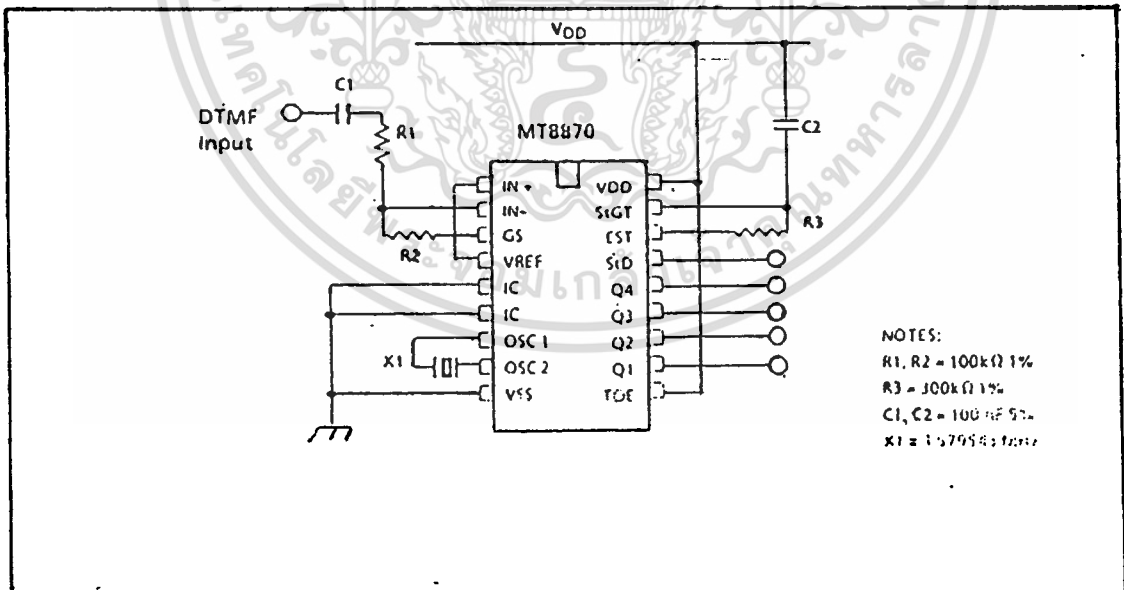


Figure 2. Single Ended Input Configuration<sup>†</sup>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MT8870 ISO2-CMOS

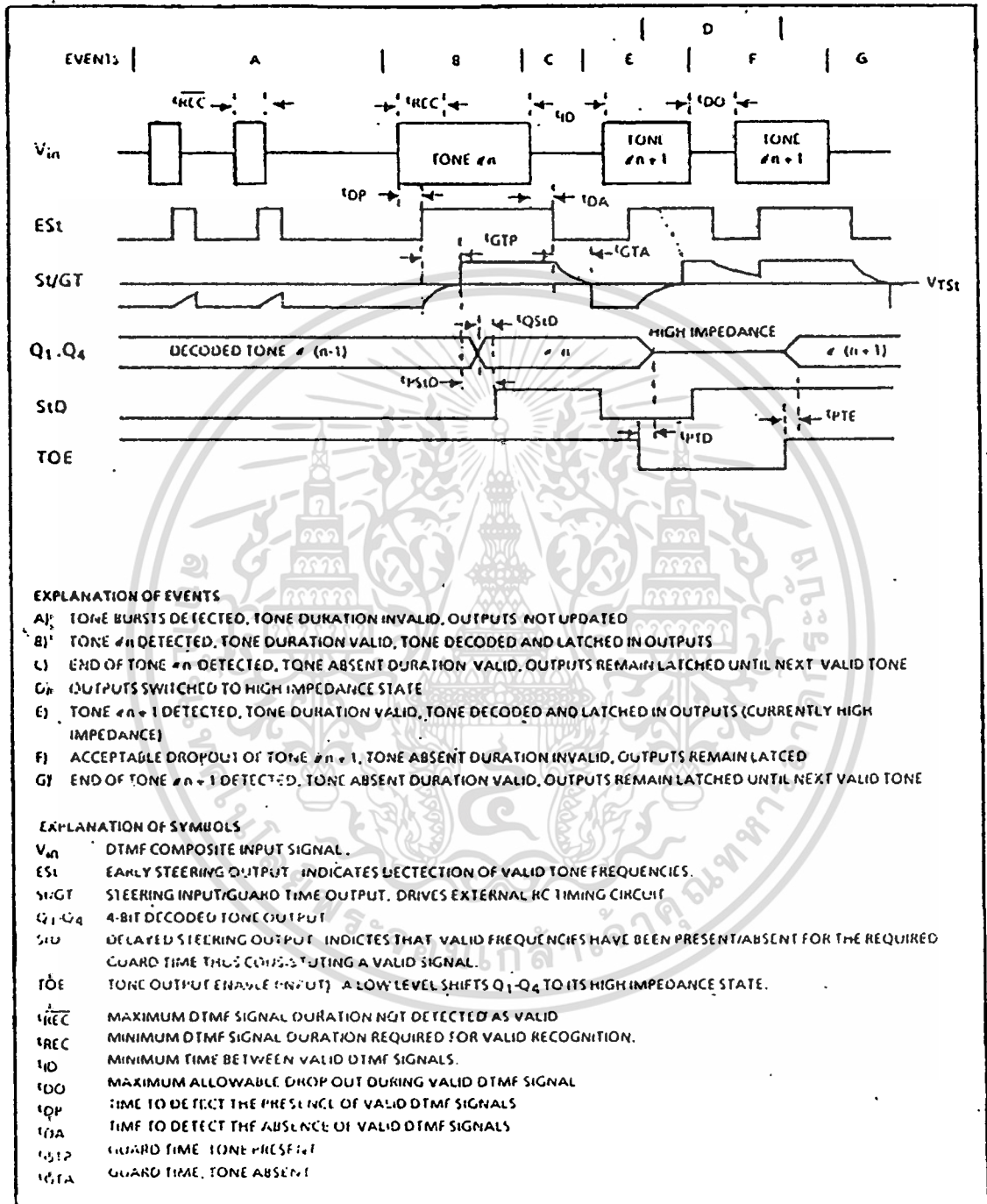


Figure 3. Timing Diagram.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Functional Description**

The MT8870 monolithic DTMF receiver offers small size, low power consumption and high performance. Its architecture consists of a bandsplit filter section, which separates the high and low group tones, followed by a digital counting section which verifies the frequency and duration of the received tones before passing the corresponding code to the output bus.

**Filter Section**

Separation of the low-group and high group tones is achieved by applying the DTMF signal to the inputs of two sixth-order switched capacitor band pass filters, the band-widths of which correspond to the low and high group frequencies. The filter section also incorporates notches at 350 and 440 Hz for exceptional dial tone rejection (see Fig. 4). Each filter output is followed by a single order switched capacitor filter section which smooths the signals prior to limiting. Limiting is performed by high-gain comparators which are provided with hysteresis to prevent detection of unwanted low-level signals. The outputs of the comparators provide full rail logic swings at the frequencies of the incoming DTMF signals.

**Decoder Section**

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

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

**Steering Circuit**

Before registration of a decoded tone pair, the receiver checks for a valid signal duration (referred to as character recognition condition). This check is performed by an external RC time constant driven by EST. A logic high on EST causes  $v_c$  (see Fig. 6) to rise as the capacitor discharges.

Provided signal condition is maintained (EST remains high) for the validation period ( $t_{GTP}$ ),  $v_c$  reaches the threshold ( $V_{TSL}$ ) of the steering logic to register the tone pair, latching its corresponding 4-bit code (see Fig. 5) into the output latch. At this point the GT output is activated and drives  $v_c$  to VDD. GT continues to drive high as long as EST remains high. Finally, after a short delay to allow the output latch to settle, the delayed steering output (sig) goes high, signalling that a received tone pair has been registered. The contents of the output latch are made available on the 4-bit output bus by raising the three state control input (TOE) to a logic high. The steering circuit works in reverse to

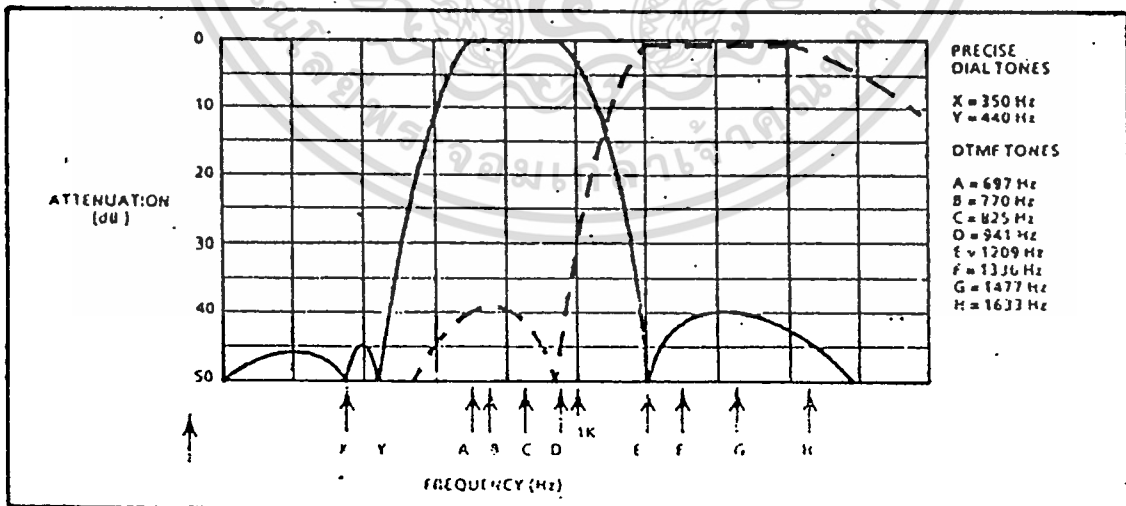


Figure 4 Filter Response

# MT8870 ISO2-CMOS

FLOW	f <sub>HIGH</sub>	NO	TOE	Q <sub>4</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>1</sub>
697	1209	1	H	0	0	0	1
697	1336	2	H	0	0	1	0
697	1477	3	H	0	0	1	1
770	1209	4	H	0	1	0	0
770	1336	5	H	0	1	0	1
770	1477	6	H	0	1	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	1336	0	H	1	0	1	0
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
-	-	ANC	L	Z	Z	Z	Z

• = LOGIC LOW, H = LOGIC HIGH, Z = HIGH IMPEDANCE  
 Figure 5. Functional Decode Table

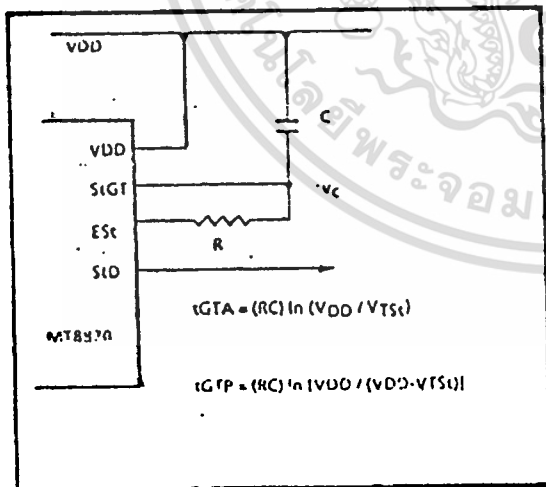


Figure 6. Basic Steering Circuit

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.

### Guard Time Adjustment

In many situations not requiring selection of tone duration and interdigital pause, the simple steering circuit shown in Fig. 6 is applicable. Component values are chosen according to the formula:

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

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

The value of  $t_{DP}$  is a device parameter (see table) and  $t_{REC}$  is the minimum signal duration to be recognized by the receiver. A value for C of 0.1  $\mu$ F is recommended for most applications, leaving R to be selected by the designer.

Different steering arrangements may be used to select independently the guard times for tone present ( $t_{GTP}$ ) and tone absent ( $t_{GTA}$ ). This may be necessary to meet system specifications which place both accept and reject limits on both tone duration and interdigital pause. Guard time adjustment also allows the designer to tailor system parameters such as talk off and noise immunity. Increasing  $t_{REC}$  improves talk-off performance since it reduces the probability that tones simulated by speech will maintain signal condition long enough to be registered. Alternatively, a relatively short  $t_{REC}$  with a long  $t_{DP}$  would be appropriate for extremely noisy environments where fast acquisition time and immunity to tone drop-outs are required. Design information for guard time adjustment is shown in Figure 7.

### Differential Input Configuration

The input arrangement of the MT8870 provides a differential-input operational amplifier as well as a bias source ( $V_{REF}$ ) which is used to bias the inputs at mid-rail. Provision is made for connection of a feedback resistor to the op-amp output (OS) for adjustment of gain. In a single-ended configuration, the input pins are connected as shown in Fig. 2 with the op-amp connected for unity gain and  $V_{REF}$  biasing the input at  $1/2 V_{DD}$ . Fig. 8 shows the differential configuration, which permits the

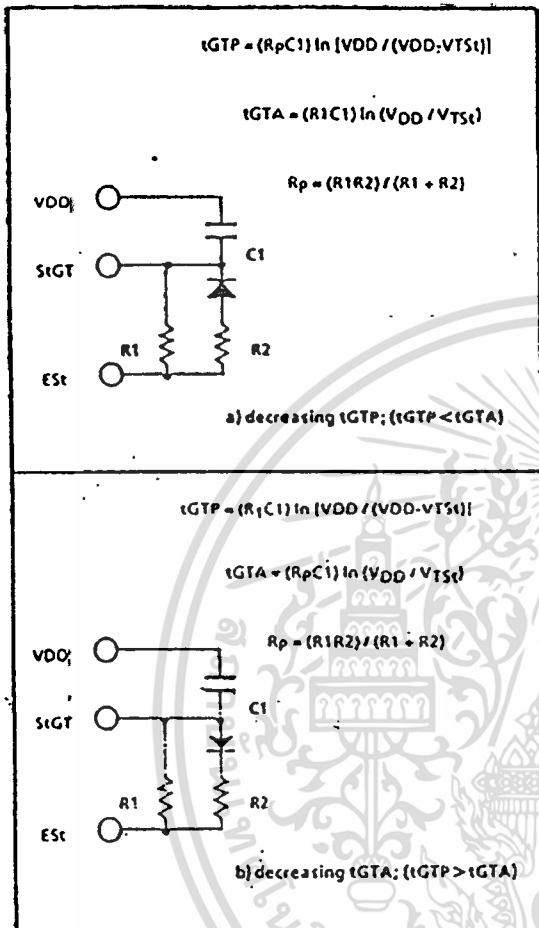


Figure 7. Guard Time Adjustment

adjustment of gain with the feedback resistor  $R_5$ .

**Crystal Oscillator**

The internal clock circuit is completed with the addition of an external 3.58 MHz crystal and is normally connected as shown in Figure 2 (Single Ended Input Configuration). However, it is possible to configure several MT8870 devices employing only a single oscillator crystal. The oscillator output of the first device in the chain is coupled through a 30 pF capacitor to the oscillator input (OSC1) of the next device. Subsequent devices are connected in a similar fashion. Refer to Fig. 9 for details. The problems associated with unbalanced loading are not a concern with the arrangement shown, i.e. precision balancing capacitors are not required.

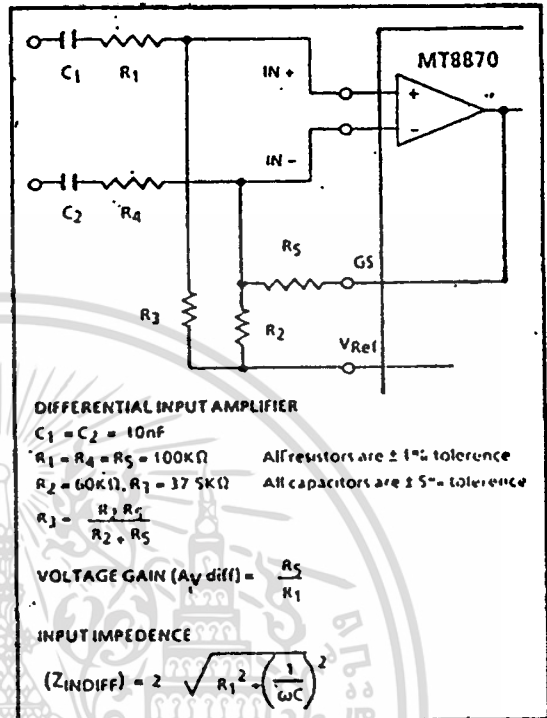


Figure 8. Differential Input Configuration

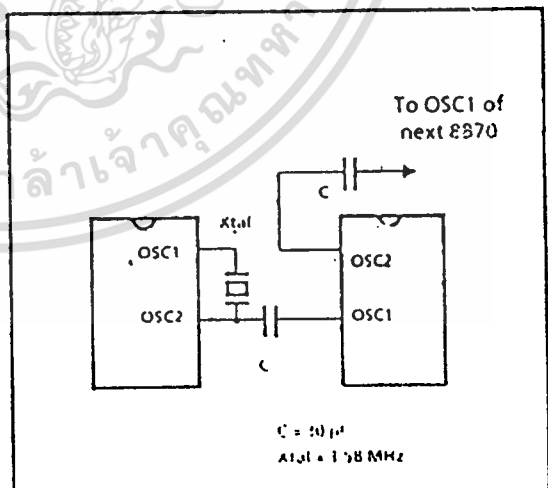


Figure 9. Oscillator Connection

## absolute maximum ratings

Supply Voltage (Note 1)	16V
Package Dissipation 8 Pin DIP (Note 2)	660 mW
Input Voltage	$\pm 0.4V$
Storage Temperature	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
Operating Temperature	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
Junction Temperature	$+160^{\circ}C$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	$+300^{\circ}C$

## electrical characteristics $T_A = 25^{\circ}C$

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Supply Voltage ( $V_S$ )		4		12	V
Quiescent Current ( $I_Q$ )	$V_S = 6V, V_{IN} = 0$		4	8	mA
Output Power ( $P_{OUT}$ ) (Note 3)	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$ $V_S = 9V, R_L = 16\Omega, THD = 10\%$	250	325 500		mW mW
Voltage Gain ( $A_V$ )	$V_S = 6V, f = 1 kHz$ 10 $\mu F$ from Pin 1 to 8		26 46		dB dB
Bandwidth (BW)	$V_S = 6V$ , Pins 1 and 8 Open		300		kHz
Total Harmonic Distortion (THD)	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, P_{OUT} = 125 mW$ $f = 1 kHz$ , Pins 1 and 8 Open		0.2		%
Power Supply Rejection Ratio (PSRR)	$V_S = 6V, f = 1 kHz, C_{BYPASS} = 10\mu F$ Pins 1 and 8 Open, Referred to Output		50		dB
Input Resistance ( $R_{IN}$ )			50		k $\Omega$
Input Bias Current ( $I_{BIAS}$ )	$V_S = 6V$ , Pins 2 and 3 Open		250		nA

Note 1: Parts selected for higher absolute maximum supply voltage available on special request.

Note 2: For operating at elevated temperatures, the device must be derated based on a  $150^{\circ}C$  maximum junction temperature and a thermal resistance of  $187^{\circ}C/W$  junction to ambient.

Note 3: If oscillation exists under some load conditions, add 10 $\Omega$  and 0.05 $\mu F$  series network from pin 5 to ground.

## application hints

### GAIN CONTROL

To make the LM386 a more versatile amplifier, two pins (1 and 8) are provided for gain control. With pins 1 and 8 open the 1.35 k $\Omega$  resistor sets the gain at 20 (26 dB). If a capacitor is put from pin 1 to 8, bypassing the 1.35 k $\Omega$  resistor, the gain will go up to 200 (46 dB). If a resistor is placed in series with the capacitor, the gain can be set to any value from 20 to 200. Gain control can also be done by capacitively coupling a resistor (or FET) from pin 1 to ground.

Additional external components can be placed in parallel with the internal feedback resistors to tailor the gain and frequency response for individual applications. For example, we can compensate poor speaker bass response by frequency shaping the feedback path. This is done with a series RC from pin 1 to 8 (paralleling the internal 15 k $\Omega$  resistor). For 6 dB effective bass boost,  $R \approx 15 k\Omega$ , the lowest value for good stable operation is  $R = 10 k\Omega$  if pin 8 is open. If pins 1 and 8 are bypassed then  $R$  as low as 2 k $\Omega$  can be used. This restriction is because the amplifier is only compensated for closed-loop gains greater than 9.

### INPUT BIASING

The schematic shows that both inputs are biased to ground with a 50 k $\Omega$  resistor. The base current of the input transistors is about 250 nA, so the inputs are at about 12.5 mV when left open. If the dc source resistance driving the LM386 is higher than 250 k $\Omega$  it will contribute very little additional offset (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). If the dc source resistance is less than 10 k $\Omega$ , then shorting the unused input to ground will keep the offset low (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). For dc source resistances between these values we can eliminate excess offset by putting a resistor from the unused input to ground, equal in value to the dc source resistance. Of course all offset problems are eliminated if the input is capacitively coupled.

When using the LM386 with higher gains (bypassing the 1.35 k $\Omega$  resistor between pins 1 and 8) it is necessary to bypass the unused input, preventing degradation of gain and possible instabilities. This is done with a 0.1 $\mu F$  capacitor or a short to ground depending on the dc source resistance on the driven input.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Absolute Maximum Ratings<sup>†</sup>

	Parameter	Symbol	Min	Max	Units
1	Power supply voltage $V_{DD}-V_{SS}$			6	V
2	Voltage on any pin		$V_{SS}-0.3$	$V_{DD}+0.3$	V
3	Current at any pin			10	mA
4	Operating temperature		-40	+85	°C
5	Storage temperature		-65	+150	°C
6	Package power dissipation			1000	mW

<sup>†</sup> Exceeding these values may cause permanent damage. Functional operation under these conditions is not implied.

Derate above 75 °C at 16 mW/°C all leads soldered to board.

### DC Electrical Characteristics

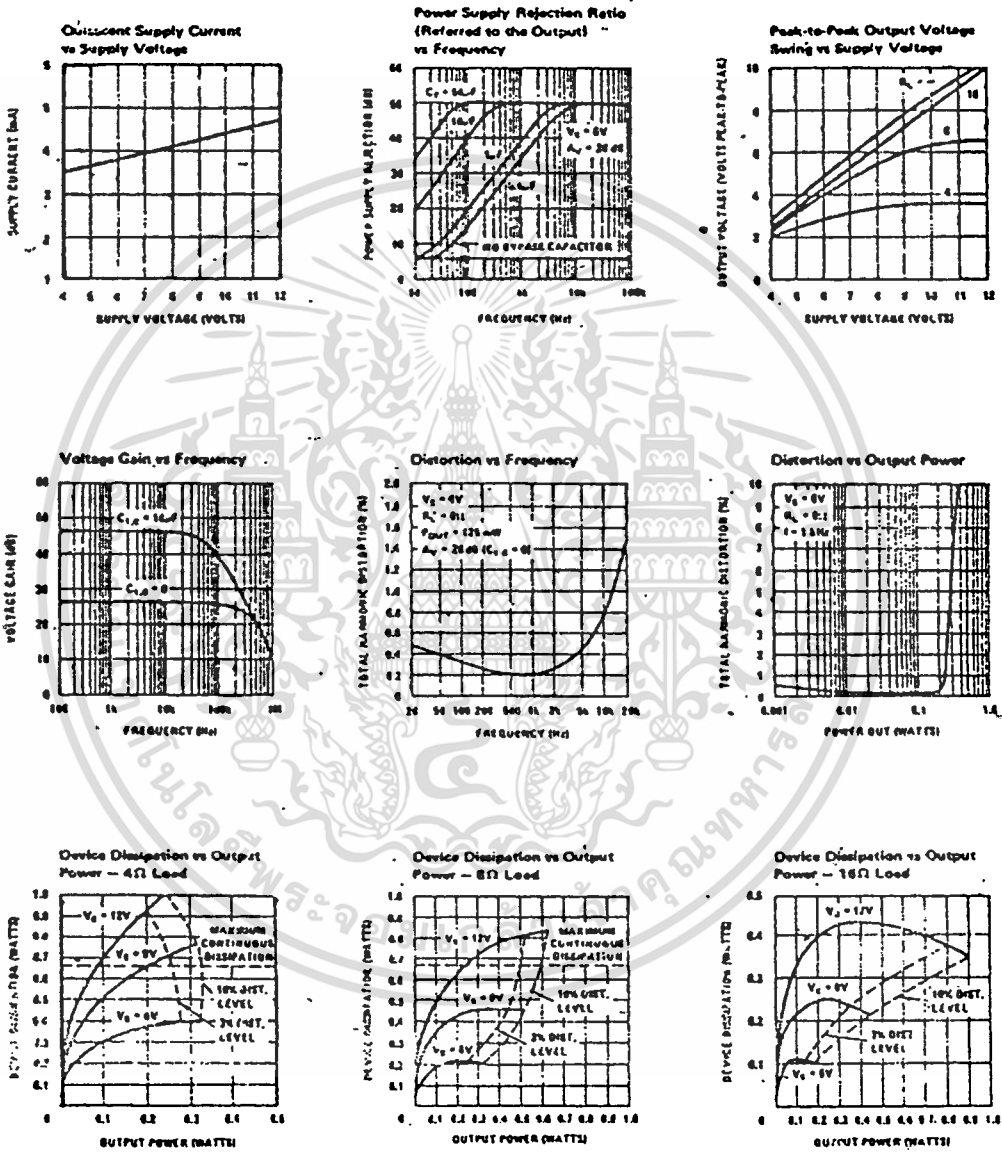
	Characteristics	Sym	Min	Typ <sup>†</sup>	Max	Units	Test Conditions <sup>†</sup>	
1	SUPPLY	Operating supply voltage	4.75	5.0	5.25	V		
2		Operating supply current	$I_{DD}$	3.0	9.0	mA		
3		Power consumption	$P_O$	15	45	mW	$f = 3.58\text{MHz}; V_{DD} = 5\text{V}$	
4	INPUTS	High level input	$V_{IH}$	3.5		V		
5		Low level input voltage	$V_{IL}$		1.5	V		
6		Input leakage current	$I_{IH}/I_{IL}$		0.1	$\mu\text{A}$	$V_{IN} = V_{SS}$ or $V_{DD}$	
7		Pull up (source) current	$I_{SO}$		7.5	15	$\mu\text{A}$	TOE (pin 10) = 0V
8		Input impedance ( $I_{IN+}, I_{IN-}$ )	$R_{IN}$		10		M $\Omega$	@ 1 kHz
9	Steering threshold voltage	$V_{Tst}$	2.2		2.5	V		
10	OUTPUTS	Low level output voltage	$V_{OL}$		0.03	V	No load	
11		High level output voltage	$V_{OH}$	4.97		V	No load	
12		Output low (sink) current	$I_{OL}$	1	2.5	mA	$V_{OUT} = 0.4\text{V}$	
13		Output high (source) current	$I_{OH}$	0.4	0.8	mA	$V_{OUT} = 4.6\text{V}$	
14		$V_{Ref}$ output voltage	$V_{Ref}$	2.4		2.8	V	No load
15	$V_{Ref}$ output resistance	$R_{OR}$		10		K $\Omega$		

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

$V_{DD} = 5\text{V} \pm 5\%$ ,  $V_{SS} = 0\text{V}$ . Voltages are with respect to ground ( $V_{SS}$ ) unless otherwise stated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

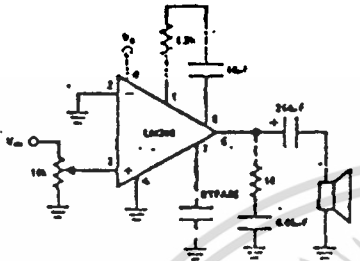
typical performance characteristics



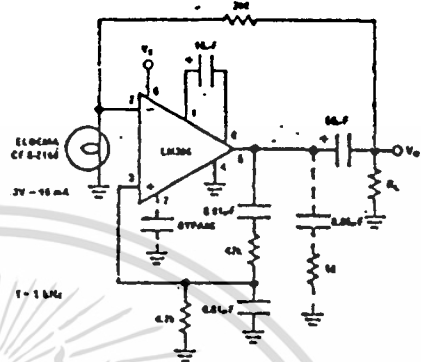
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

typical applications (con't)

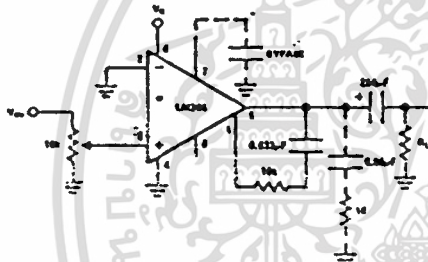
Amplifier with Gain = 50



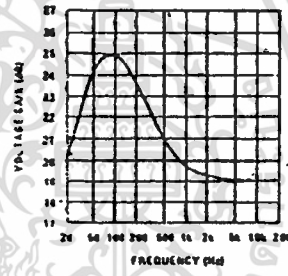
Low Distortion Power Wien Bridge Oscillator



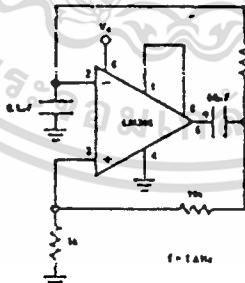
Amplifier with Bias Boost



Frequency Response with Bias Boost



Square Wave Oscillator



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Advance Information

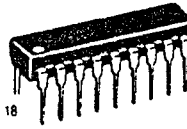
## Pulse/Tone Repertory Dialer

### Low Power Silicon-Gate CMOS

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

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

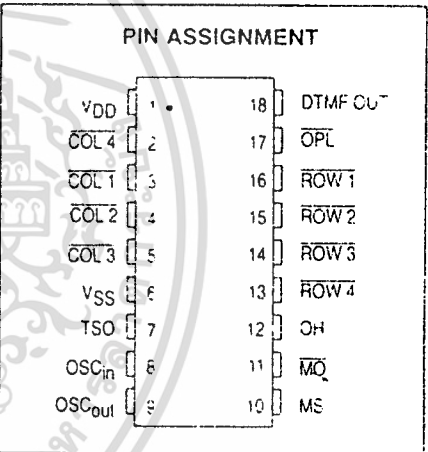
**MC145412**  
**MC145413**  
**MC145512**



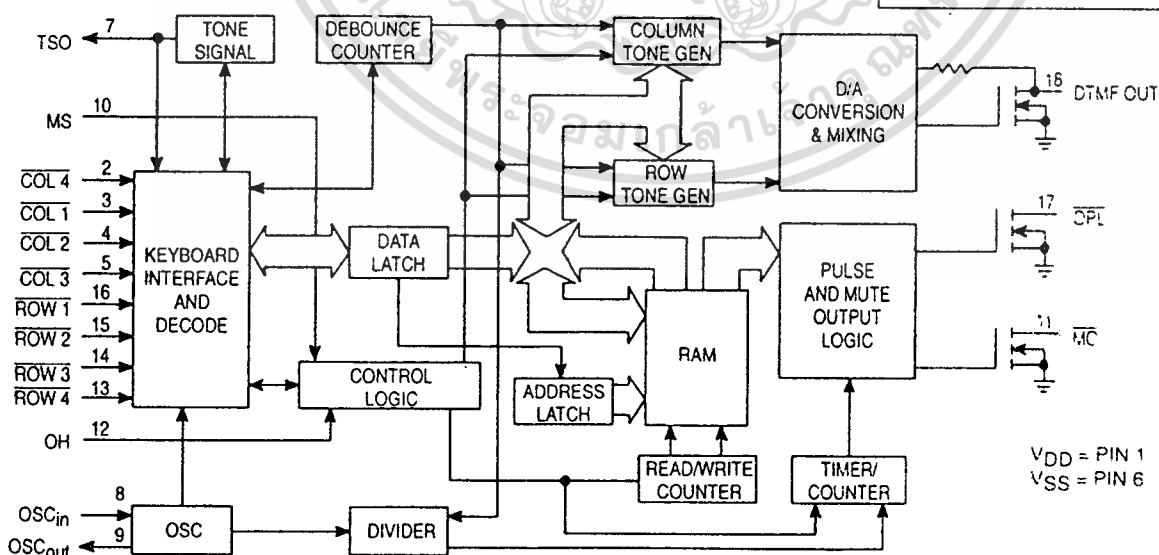
P SUFFIX  
PLASTIC  
CASE 707

ORDERING INFORMATION

MC1454XX	Suffix	Denotes
	P	Plastic DIP
	4	40/60 M/B Ratio
	5	32/68 M/B Ratio



BLOCK DIAGRAM



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

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

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

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = -30 to +60°C, V<sub>DD</sub> = 2.5 V, V<sub>SS</sub> = 0 V, Unless Otherwise Noted)**

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

SWITCHING CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C, V<sub>DD</sub> = 2.5 V, Osc. Freq. = 3.579545 MHz, Unless Otherwise Noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	
Row/Column Scan Frequency	f	—	250	—	Hz	
Key Debounce <i>m</i> e	t <sub>DB</sub>	16	—	20	ms	
DTMF Tone Duration for Keypad Dialing	t <sub>w1</sub>	60	78	—	ms	
DTMF Tone Duration for Memory Dialing	t <sub>w2</sub>	90	102	110	ms	
Inter-Digit Pause Time DTMF (Memory Dialing) Pulse 10 pps 20 pps	t <sub>ID</sub>	90	98	110	ms	
		0.8 0.4	1.0 0.5	1.2 0.6	s	
MS Pin Scan Rate	t <sub>rms</sub>	—	1	—	kHz	
Make/Break Ratio (MC = Open or V <sub>DD</sub> )	MC145412/13 MC145512	—	40/60	—	%	
		—	32/68	—	%	
Outpulsing Rate MS = Open MS = V <sub>DD</sub>	f <sub>OPL</sub>	—	10	—	pps	
		—	20	—	pps	
MUTE Output ( $\overline{M\bar{O}}$ ) Overlap Time	t <sub>MO</sub>	—	2	—	ms	
TSO Output Frequency	f <sub>TSO</sub>	—	500	—	Hz	
TSO Output Duration	t <sub>TSO</sub>	35	—	40	ms	
DTMF Cycle Time (Memory Dialing Keypad Dialing)		—	5	—	tones/s	
		—	10	—	tones/s	
DTMF Frequency Deviation		—	—	+1.0	%	
Predigit Mute MC145412/13 MC145512	t <sub>d</sub>	Pulse 10 pps	—	40	—	ms
		20 pps	—	20	—	ms
		Pulse 10 pps	—	32	—	ms
		20 pps DTMF	—	16 1	— —	ms

PIN DESCRIPTIONS

V<sub>DD</sub>, V<sub>SS</sub>  
Power Supply (Pins 1, 6)

DC power is supplied to the part on these two pins, with V<sub>DD</sub> being the most positive. Permissible ranges are from 1.7 to 5.5 V.

MS  
Mode Select (Pin 10)

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

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

Table 1. Mode Select Options

MS	Dialing Mode
V <sub>DD</sub>	20 pps Pulse Dialing
Open	10 pps Pulse Dialing
V <sub>SS</sub>	DTMF Dialing

OH

On-Hook (Pin 12)

Connecting the OH pin to V<sub>DD</sub> or allowing it to float sets the device in the On-hook mode. Connecting this pin to V<sub>SS</sub> selects the Off-hook mode. When in the On-hook mode, repertory memory can be programmed without a dialing output.

TSO

Tone Signal Output (Pin 7)

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

DTMF OUT

Dual Tone Multifrequency Output (Pin 18)

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

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

## $\overline{\text{OPL}}$

### Outpulsing (Pin 17)

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

## $\overline{\text{MO}}$

### Mute Output (Pin 11)

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

## $\overline{\text{COL 1-COL 4}}$ and $\overline{\text{ROW 1-ROW 4}}$

### KEYBOARD INPUTS (Pins 2, 3, 4, 5, 13, 14, 15, 16)

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

Typical keyboard configurations are shown in Figure 1.

## $\text{OSC}_{in}$ , $\text{OSC}_{out}$

### Oscillator Input and Oscillator Output (Pins 8, 9)

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

## GENERAL DEVICE DESCRIPTION

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

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

During normal dialing, the oscillator starts when a key is depressed. The key input is debounced for 32 ms. During this debounce period the RAM and dialing circuits are disabled and the mode select pin is scanned to determine the dialing mode (either 10 pps, 20 pps, or DTMF). After debounce, the keypad entry is checked and the input is latched into LNR memory followed by a stop code. This process continues until 18 digits have been entered. If a 19th digit is entered, it will overwrite the first digit and will be followed by a stop code. When dialing, the device fetches data from memory until a stop code is encountered or 18 digits have been dialed.

During manual DTMF dialing, a minimum tone duration of

60-ms DTMF is output and will continuously output in 32-ms increments as long as the key is depressed. The DTMF OUT pin is designed to drive an external PNP transistor which can be used to modulate tip and ring voltage at the DTMF frequencies.

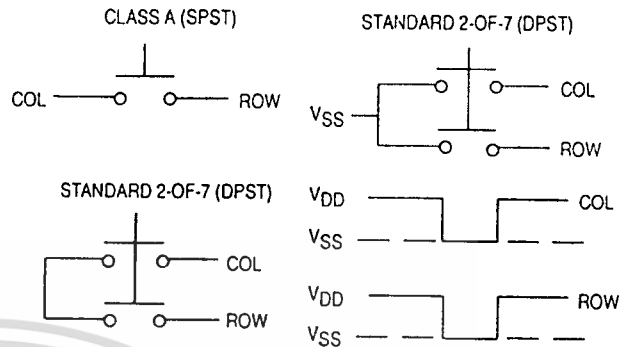


Figure 1. Keyboard Configurations

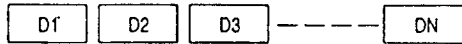
If the first key is for redial or recall, the device will respond accordingly, either redialing the last number entered, or recalling and dialing the number selected by a subsequent key depression. Responses to dialing sequences for 4 x 4 key-boards are shown in Figure 2, and 3 x 4 keyboard responses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

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

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

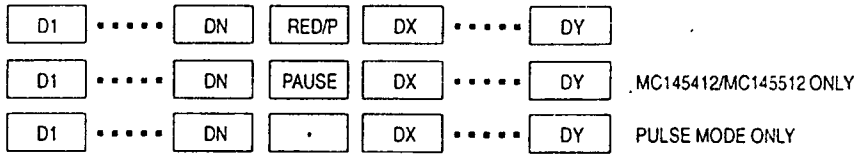
The PAUSE key ( $\overline{\text{COL 4}}$ ,  $\overline{\text{ROW 2}}$ ) for the MC145412/MC145512 will cause a 4 second pause. The PAUSE/S key ( $\overline{\text{COL 4}}$ ,  $\overline{\text{ROW 2}}$ ) is a feature offered on the MC145413. Depressing this key will cause a 4 second delay, and will switch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

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



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

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



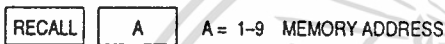
THE AUTO ACCESS PAUSE WILL NOT OCCUR DURING MANUAL DIALING IN DTMF MODE. IT IS RETRIEVED DURING RECALL OR REDIAL.

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

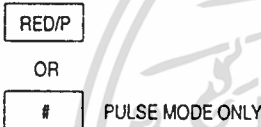


THIS OPERATION TRANSFERS THE DIGITS D1 TO DN FROM THE LAST NUMBER REDIAL REGISTER TO AN ADDRESS SPACE SPECIFIED BY "A" DIALING. OUTPUTS ARE NOT ACTIVATED DURING ON-HOOK PROGRAMING

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

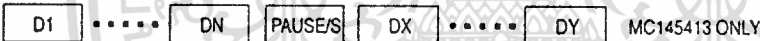


5. LAST NUMBER REDIAL — OFF-HOOK (PULSE OR DTMF MODE)

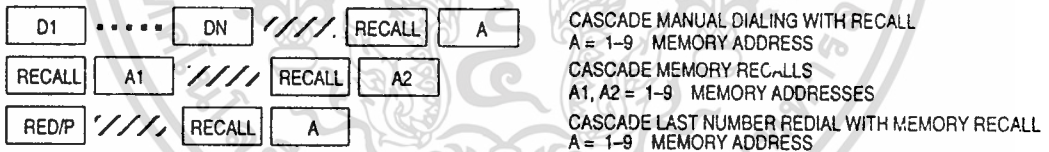


REDIALS THE NUMBER THAT WAS PREVIOUSLY ENTERED INTO THE LAST NUMBER REDIAL REGISTER.

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

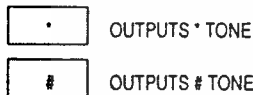


7. CASCADED DIALING — OFF-HOOK (PULSE OR DTMF MODE)



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

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



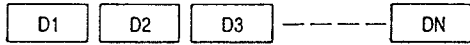
		4 X 4 KEY MATRIX					
		COL 1	COL 2	COL 3	COL 4		
697 Hz		1	2	3	RED/P	ROW 1	
770 Hz		4	5	6	PAUSE	ROW 2	
852 Hz		7	8	9	STORE	ROW 3	
941 Hz		*	0	#	RECALL	ROW 4	
		1209 Hz	1336 Hz	1477 Hz			

MC145413 PAUSE/S KEY FOR PAUSE & SWITCHING DIALING MODES

Figure 2. 4 x 4 Keyboard Dialing Sequences

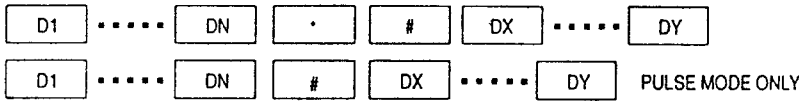
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

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



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

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



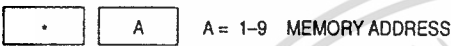
THE AUTO ACCESS PAUSE WILL NOT OCCUR ON MANUAL DIALING IN DTMF MODE. IT IS RETRIEVED DURING RECALL OR REDIAL.

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



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

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



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



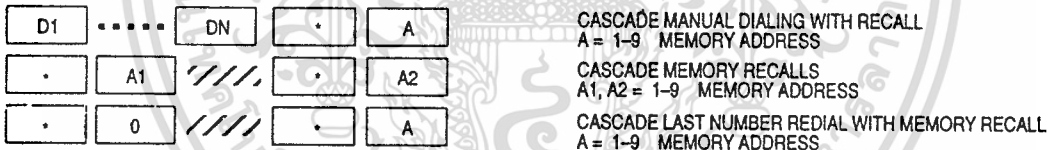
THIS OPERATION REDIALS THE LAST NUMBER ENTERED OFF-HOOK AND RETRIEVES DATA FROM MEMORY ADDRESS 0.

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



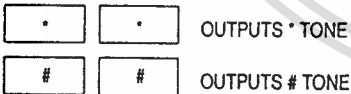
MODE SELECT (MS) PIN HAS TO BE MANUALLY SWITCHED TO DETERMINE THE DIALING MODE. DIALING MODE SELECTION WITH MANUAL SWITCH IS NOT PROGRAMMED INTO THE LAST NUMBER REDIAL MEMORY.

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



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

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



3 x 4 KEY MATRIX

	COL 1	COL 2	COL 3	
697 Hz	1	2	3	ROW 1
770 Hz	4	5	6	ROW 2
852 Hz	7	8	9	ROW 3
941 Hz	*	0	#	ROW 4
	1209 Hz	1336 Hz	1477 Hz	

Figure 3. 3 x 4 Keyboard Dialing Sequences

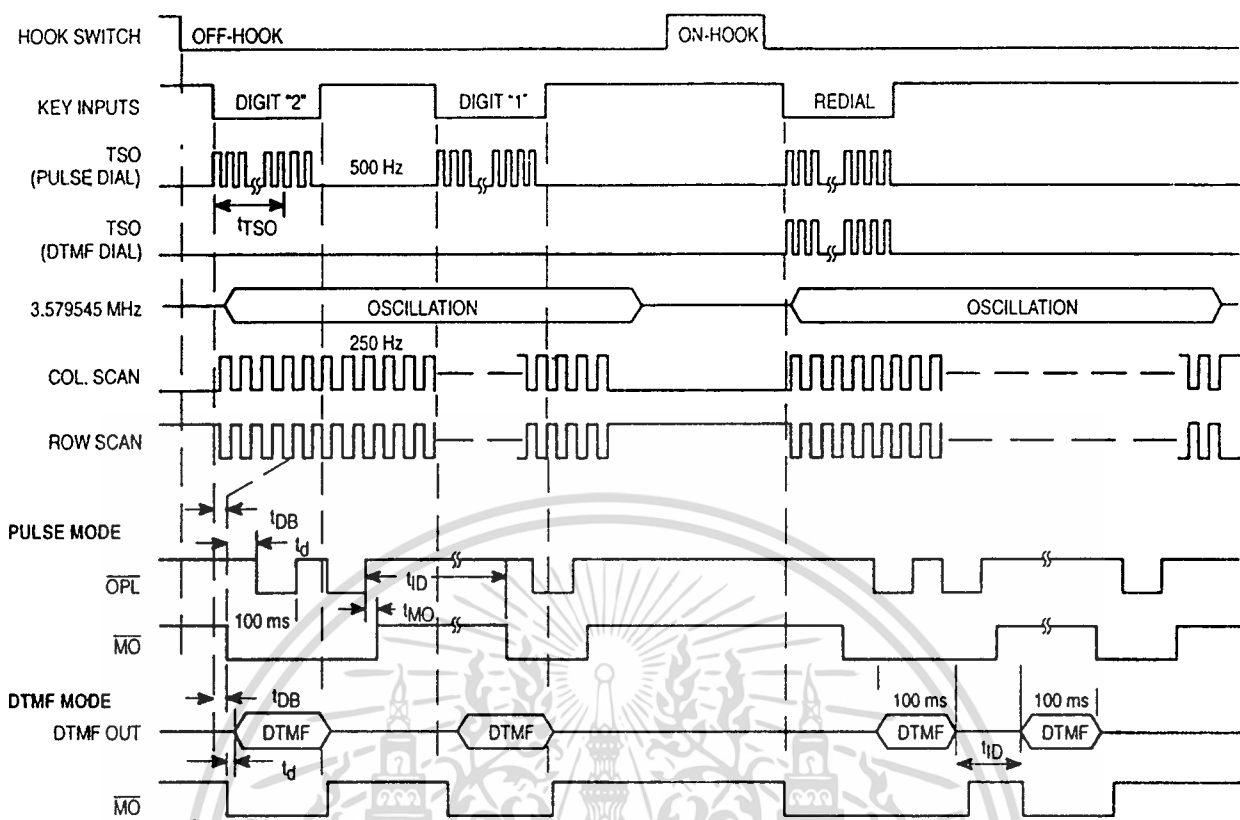


Figure 4. Timing Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า