

เครื่องควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าด้วยสัญญาณทางโทรศัพท์
DTMF FOR CONTROL ELECTRICAL EQUIPMENT



โดย
นาย วรวิทย์ เฌรยอด
นาย สุวัฒน์ ทนมนรัตน์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2542

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 37114
วัน, เดือน, ปี..... 4 ก.ย. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าด้วยสัญญาณทางโทรศัพท์
DTMF FOR CONTROL ELECTRICAL EQUIPMENT

โดย

นาย วรวิทย์ เฌรยอด 40013019

นาย สุวัฒน์ พนมรัตน์รักษ์ 40013032

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. สุรพล บุญจันทร์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2542

ภาควิชาวิศวกรรม โทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง เครื่องควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าด้วยสัญญาณทางโทรศัพท์

DTMF FOR CONTROL ELECTRICAL EQUIPMENT

ผู้จัดทำ

1. นาย วรวิทย์ เถรยอด 40013019
2. นาย สุวัฒน์ พนมรัตน์รักษ์ 40013032



อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ.สุรพล นุญจันทร)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าด้วยสัญญาณทางโทรศัพท์
DTMF FOR CONTROL ELECTRICAL EQUIPMENT

โดย นาย วรวิทย์ เฌรยอค
นาย สุวัฒน์ พนมรัตน์รักษ์

อาจารย์ที่ปรึกษา อ. สุรพล บุญจันทร์

บทคัดย่อ

โครงการนี้จะนำเสนออุปกรณ์ควบคุมระยะไกล ด้วยคลื่นวิทยุ ซึ่งได้นำเอาวิทยุรับ-ส่งสัญญาณเสียงมาประยุกต์ใช้ในการส่งสัญญาณ DTMF แทนการใช้สายส่งสัญญาณ โดยได้นำเอาสัญญาณ DTMF (Dual Tone Multi Frequency) ที่ผลิตจากไอซีกำเนิดความถี่สัญญาณ DTMF มาใช้ในการควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าใน ระยะไกล ซึ่งจะมีแผง โทรศัพท์แบบกดปุ่ม ไว้ควบคุมในการเปิด-ปิดอุปกรณ์ไฟฟ้า หลักการมีดังนี้คือสัญญาณ DTMF จะถูกสร้างขึ้นโดยไอซีผลิตความถี่สัญญาณ DTMF แล้วจะถูกส่งจากเครื่องส่งมายังด้านเครื่องรับหลังจากนั้นสัญญาณที่รับเข้ามาซึ่งเป็นสัญญาณ DTMF จะถูกส่งไปยัง ไอซีเบอร์ MT 8870 เพื่อถอดรหัสสัญญาณ DTMF ออกเป็นรหัสสัญญาณเลขฐานสองขนาด 4 บิต แล้วส่งไปยังวงจรส่วนที่ใช้ในการควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า ซึ่งสามารถควบคุมการเปิด-ปิด ได้ 9 ช่อง

ABSTRACT

This project is concerned about the remote controlling by using of radio wave in frequency of 27 MHz as carrier with dual tone multi-frequency (DTMF) signal. The remote can be applied for controlling the ON – OFF function of any electrical equipments. 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 receiver.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความเป็นมาของ โครงการงาน	1
1.2 วัตถุประสงค์ของ โครงการงาน	1
1.3 ขอบเขตของโครงการงาน	1
1.4 หลักการทำงาน	2
บทที่ 2 ทฤษฎี และหลักการออกแบบ	
2.1 หลักการทำงานของเครื่อง โทรศัพท์	4
2.2 หลักการทำงานของการสื่อสาร ไร้สาย	6
2.2.1 พื้นฐานการสื่อสาร	6
2.2.2 แลบลิ้นแม่เหล็กไฟฟ้า	8
2.2.3 เครื่องส่งสัญญาณคลื่นวิทยุ	10
2.2.4 เครื่องรับสัญญาณ	12
2.3 JK ฟลิปฟลอป	13
2.4 ไตรแอก	17
2.5 อุปกรณ์เชื่อมโยงทางแสง	18
บทที่ 3 การคำนวณ และการสร้าง	
3.1 ภาคสร้างสัญญาณ DTMF	26
3.2 ภาคถอดรหัสสัญญาณ DTMF	27
3.3 การทำงานของวงจรตั้งเวลา	35
3.3.1 เอ้าท์พุทของ ไอซี	36
3.3.2 แรงดันจ่ายไฟเลี้ยง	36
3.3.3 ช่วงเวลาที่ตั้ง	37
3.3.4 การควบคุมแรงดัน	37
3.3.5 เอ้าท์พุทเมื่อมีรีเลย์	38
3.3.6 การทริกสัญญาณ	38
3.3.7 แรงดันเอ้าท์พุท	39
3.4 ภาคควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า	40
3.5 ภาคจ่ายไฟ	41
3.6 วงจรรวมทั้งหมด	42
บทที่ 4 การทดลอง และผลการทดลอง	
4.1 การทดลองที่ 1	49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
4.2 การทดลองที่ 2	55
บทที่ 5 บทวิจารณ์ และบทสรุป	
5.1 บทวิจารณ์เกี่ยวกับ โครงงานนี้	56
5.2 สรุปการทำงานและผลการทดลอง	57



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 1.1 ชุดส่งสัญญาณ DTMF เพื่อควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า	2
รูปที่ 1.2 ชุดรับสัญญาณ DTMF เพื่อควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า	3
รูปที่ 2.1 แสดงการหมุนหมายเลข 3	4
รูปที่ 2.2 แสดงค่าความถี่ของโทรศัพท์ชนิดคอปุ่ม	5
รูปที่ 2.3 แสดงโลเกิลรูป	6
รูปที่ 2.4 แสดงส่วนประกอบของระบบสื่อสาร	7
รูปที่ 2.5 แสดงวงจร RS ฟลิปฟลอปแบบใช้เกตเนอร์	14
รูปที่ 2.6 แสดงวงจรล็อกเกตเนอร์ RS ฟลิปฟลอป	15
รูปที่ 2.7 แสดงวงจร JK ฟลิปฟลอป	16
รูปที่ 2.8 แสดงโครงสร้างและสัญลักษณ์ของไตรแอก	18
รูปที่ 2.9 แสดงออปโตคัพเปลอร์แบบต่างๆ ไป	19
รูปที่ 2.10 (ก) แสงที่เกิดขึ้นหลังจากมีกระแสไบแอสตรงไหลผ่าน (ข) อิเล็กตรอนส่วนเกินข้ามรอยต่อไปพร้อมกับ โอลพร้อมกับการเปล่งแสงออกมา	20
รูปที่ 2.11 แสดงออปโตทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์	20
รูปที่ 2.12 แสดงออปโตแบบคาร์ลิงตันทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์	21
รูปที่ 2.13 แสดงออปโตแบบไตรแอกคัพเปลอร์	22
รูปที่ 2.14 แสดงออปโตแบบ SCR คัพเปลอร์	22
รูปที่ 2.15 วงจรที่ใช้ควบคุมกำลังงานของไฟฟ้ากระแสสลับที่มีค่าไม่สูงมากนัก	23
รูปที่ 2.16 วงจรที่ใช้ควบคุมกำลังงานของไฟฟ้ากระแสสลับที่มีค่าสูงๆ	23
รูปที่ 2.17 แสดงการควบคุม โหลดแบบอินคัตตีฟโหลด	24
รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกการทำงานของไอซีผลิตสัญญาณ DTMF	26
รูปที่ 3.2 แสดงค่าความถี่ประจำหมายเลขในโทรศัพท์แบบคอปุ่ม	28
รูปที่ 3.3 แสดงรายละเอียดขาของ MT 8870	29
รูปที่ 3.4 แสดงโครงสร้างภายใน MT 8870	30
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรตรวจสอบสัญญาณและกำหนดเวลาการ์ดใหม่	32
รูปที่ 3.6 แสดงการต่อวงจรภาคอินพุท	32
รูปที่ 3.7 แสดงการต่อวงจรผลิตความถี่	33
รูปที่ 3.8 แสดงวงจรใช้งานของ MT 8870	33
รูปที่ 3.9 แสดงโครงสร้างภายในของไอซี 555	35
รูปที่ 3.10 แสดงการต่อใช้งานของไอซี 555	37
รูปที่ 3.11 แสดงเอาต์พุทเมื่อมีรีเลย์	38
รูปที่ 3.12 แสดงวงจร โมโนสเตเบิล	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 3.13 แสดงการนำเอาฮอปไค์ทัพเพลอร์แบบ ไตรแอกมาใช้	40
รูปที่ 3.14 วงจรภาคจ่ายไฟกระแสตรง 5 Vdc	41
รูปที่ 3.15 วงจรภาคจ่ายไฟกระแสตรง 9 Vdc	41
รูปที่ 3.16 Block Diagram ของวงจรรวมทั้งหมด	42
รูปที่ 3.17 แสดงภาคสร้างสัญญาณ DTMF	43
รูปที่ 3.18 แสดงภาคตั้งเวลาส่งสัญญาณ DTMF และรับสัญญาณเสียง	44
รูปที่ 3.19 แสดงภาคถอดรหัสสัญญาณ DTMF	45
รูปที่ 3.20 แสดงภาคถอดรหัสสัญญาณเพื่อใช้ควบคุมหลอด	45
รูปที่ 3.21 แสดงภาคตั้งเวลารับสัญญาณ DTMF และส่งสัญญาณเสียง	46
รูปที่ 3.22 แสดงภาคควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า	47
รูปที่ 4.1 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 1	49
รูปที่ 4.2 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 2	50
รูปที่ 4.3 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 3	50
รูปที่ 4.4 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 4	51
รูปที่ 4.5 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 5	51
รูปที่ 4.6 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 6	52
รูปที่ 4.7 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 7	52
รูปที่ 4.8 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 8	53
รูปที่ 4.9 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 9	53
รูปที่ 4.10 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข *	54
รูปที่ 4.11 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข #	54
รูปที่ 4.12 รูปที่ได้จากการใช้ Spectrum Analyzer วัดสัญญาณ	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 แสดงตารางความจริงของ RS ฟลิปฟลอปใช้เกทเนอร์	14
ตารางที่ 2.2 แสดงตารางความจริงของคล็อกเกทเนอร์ RS ฟลิปฟลอป	15
ตารางที่ 2.3 แสดงตารางความจริงของ JK ฟลิปฟลอป	16
ตารางที่ 2.4 แสดงตารางความจริงของฟลิปฟลอปที่มีพีรีเซตและเคลียร์	17
ตารางที่ 2.5 คุณสมบัติของไอซีเบอร์ MOC 3010	25
ตารางที่ 3.1 แสดงตารางค่าลอกรหัสที่ได้จากควมถี่ต่างๆ	31



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของโครงการ

ในระบบการติดต่อสื่อสารในปัจจุบันสัญญาณ DTMF (Dual Tone Multi Frequency) ที่ใช้ในโทรศัพท์แบบกดปุ่ม ได้ถูกนำมาใช้ประโยชน์อย่างมากภายในวงจรต่างๆ จึงมีผู้คิดค้นนำเอาสัญญาณ DTMF มาใช้ในการควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าต่างๆ ผ่านทางกุญแจโทรศัพท์ จึงเป็นแนวคิดที่จะนำมาใช้กับเครื่องควบคุมสัญญาณจากระยะไกล (Remote Control Signal) โดยให้นำเอาเครื่องรับ-ส่ง สัญญาณ 27 MHz มาใช้เป็นคลื่นพาห้แทนสายส่งสัญญาณ หรือแทนคลื่นอินฟราเรดที่ใช้ในรีโมทคอนโทรลทั่วไป ดังนั้นจึงจะสามารถควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าจากระยะไกลๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ เพราะใช้เครื่องรับส่ง 27 MHz มาประยุกต์ใช้ ทำให้ส่งได้ระยะไกลกว่าคลื่นแบบอินฟราเรด และไม่มีผลกระทบต่อสิ่งกีดขวางระหว่างเครื่องรับ-ส่ง ทั้งสอง

ซึ่งในโครงการนี้ได้นำเอาสัญญาณ DTMF มาเป็นตัวบอกความต้องการของผู้ใช้ว่าจะสั่งงานให้อุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าเครื่องใดทำงาน โดยจะมีปุ่มกดที่ชุดส่งสัญญาณ DTMF และยังสามารถส่งสัญญาณเสียงจากทางค่านุกรับสัญญาณ DTMF มายังค่านุกรับส่งสัญญาณ DTMF เพื่อให้ทราบว่าได้รับสัญญาณ DTMF มาถูกต้อง

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เป็นการศึกษาถึงการสร้างสัญญาณ DTMF จากชุดกำเนิดสัญญาณ DTMF , การเข้ารหัสสัญญาณ DTMF และการถอดรหัสสัญญาณ DTMF เพื่อใช้ในการควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าผ่านทางเครื่องรับ-ส่ง สัญญาณเสียง ซึ่งเป็นตัวรับ-ส่งสัญญาณ DTMF
2. สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับการควบคุมเครื่องใช้ไฟฟ้าผ่านทางโทรศัพท์ได้เนื่องจากใช้สัญญาณ DTMF เหมือนกัน
3. ศึกษาการทำงานของวงจรตั้งเวลา และอุปกรณ์ที่ใช้ร่วมกัน เพื่อใช้ในการตรวจสอบการ รับ - ส่ง สัญญาณ

1.3 ขอบเขตของโครงการ

1. เมื่อมีการกดปุ่มที่เป็นกดก็จะสามารถควบคุมการ ปิด - เปิด ของอุปกรณ์ไฟฟ้าได้ในระยะไกล
2. สามารถเชื่อมต่อเข้ากับโทรศัพท์แบบกดปุ่มได้
3. สามารถตรวจสอบการรับ-ส่งสัญญาณ DTMF ได้
4. สามารถควบคุมเครื่องใช้ไฟฟ้าได้ 9 แชนแนล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโครงการนี้เราได้เลือกใช้อุปกรณ์ไอซีเบอร์ MT 8870 เป็นตัวแปลงสัญญาณ DTMF ให้เป็นรหัสเลขฐานสองขนาด 4 บิต , ใช้ไอซีเบอร์ 74154 เป็นตัวแปลงรหัสสัญญาณ เลขฐานสองขนาด 4 บิต ไปเป็นรหัสเลขฐานสองขนาด 16 บิต และใช้ไอซีเบอร์ 555 เป็นตัวตั้งเวลาและเป็นตัวกำเนิดเสียง

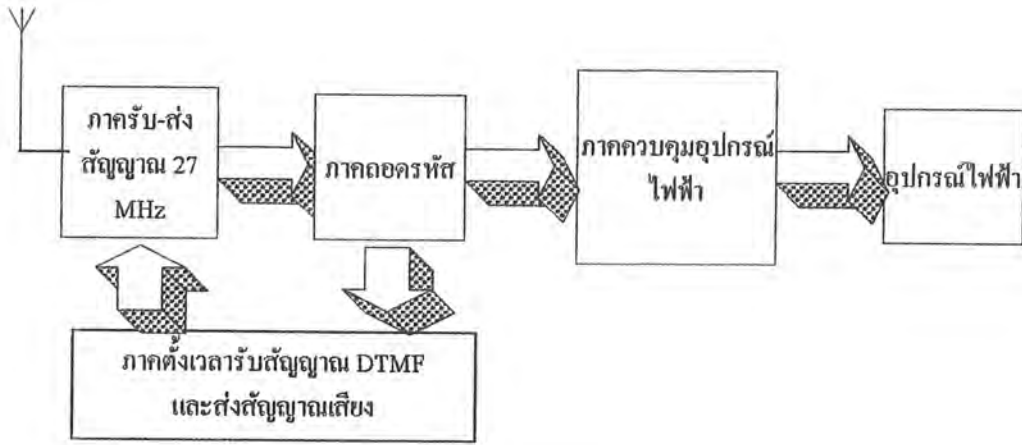
1.4 หลักการทำงาน

ในโครงการนี้มีส่วนประกอบหลักอยู่ 2 ส่วน คือชุดส่งสัญญาณ DTMF และชุดรับสัญญาณ DTMF ดังรูปที่ 1.1 และ รูปที่ 1.2



รูปที่ 1.1 ชุดส่งสัญญาณ DTMF เพื่อควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า

ในการทำงานชุดส่งสัญญาณ DTMF มีการทำงานดังนี้คือ เมื่อมีการกดปุ่ม * สัญญาณ DTMF จะถูกผลิตขึ้นมาจากภาคกำเนิดสัญญาณ DTMF สัญญาณ DTMF ที่เป็นปุ่ม * ก็จะถูกส่งออกไปทางชุดรับสัญญาณ DTMF ทันที เพราะสวิทซ์ที่ภาครับ-ส่งสัญญาณจะอยู่ในสถานะที่ส่งสัญญาณ เนื่องจากที่เอาท์พุทของวงจรตั้งเวลามีระดับเป็นสูง (High) เมื่อเรากดหมายเลข 1-9 เลขใดเลขหนึ่ง สัญญาณ DTMF หมายเลขนั้นก็จะถูกผลิตขึ้นแล้วส่งออกไปที่ชุดรับสัญญาณ DTMF อีกส่วนหนึ่งจะเข้าสู่ภาคตั้งเวลาส่งสัญญาณ DTMF และรับสัญญาณเสียง แล้วทำให้วงจรตั้งเวลาทำงานจนครบเวลาที่ตั้ง ก็จะไปทำให้ สวิทซ์ที่ภาครับ-ส่งสัญญาณอยู่ในสถานะหยุดส่งสัญญาณและจะอยู่ในสภาวะรอรับสัญญาณแทน



รูปที่ 1.2 ชุดรับสัญญาณ DTMF และควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า

ชุดทางด้านรับสัญญาณ DTMF มีการทำงานดังนี้คือ สัญญาณ DTMF ตัวแรกที่ส่งมาจากด้านส่ง ซึ่งก็คือ * จะเข้าสู่ภาครับ-ส่งสัญญาณ แล้วจะไปยังภาคกรองรหัสสัญญาณเพื่อแปลงเป็น รหัสเลขฐานสอง แล้วส่งไปยังภาคควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า เพื่อควบคุมโหลดอีกส่วนหนึ่งจากภาคกรองรหัสจะแยกไปยังภาคตั้งเวลารับสัญญาณ DTMF และส่งสัญญาณเสียง ซึ่งจะทำให้การตั้งเวลาจนกว่าจะรับสัญญาณหมายเลข 1-9 เมื่อรับได้แล้วก็จะทำให้สวิทซ์ที่ภาครับ-ส่งสัญญาณอยู่ในสถานะที่พร้อมส่งสัญญาณ เมื่อพร้อมแล้วก็จะส่งสัญญาณเสียงจากวงจรกำเนิดเสียงไปยังชุดส่งสัญญาณ DTMF เพื่อเป็นสัญญาณตอบกลับ

บทที่ 2

หลักการทํางานของโทรศัพท์และการสื่อสารไร้สาย

2.1 หลักการทํางานของเครื่องโทรศัพท์

เครื่องโทรศัพท์ (Telephone Set) จัดเป็นอุปกรณ์ปลายทางอย่างหนึ่ง ทำหน้าที่รับ-ส่งสัญญาณเสียงพูดระหว่างผู้เช่า (Subscriber) โดยทำหน้าที่แปลงพลังงานเสียงเป็นพลังงานไฟฟ้า ส่งไปในสายและในทางกลับกันก็เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้ากลับมาเป็นพลังงานเสียง นอกจากนี้เครื่องโทรศัพท์ยังทำหน้าที่ต่อไปนี้

1. ทำหน้าที่ส่งสัญญาณเสียงเรียกไปยังชุมสายท้องถิ่น (Local-Exchange) , (Hook - Off)
2. ทำหน้าที่ส่งสัญญาณ Code ที่ใช้แทนเลขหมายของผู้ถูกเรียก (Subscriber)
3. ทำหน้าที่รับส่งเสียง โทน (Tone) ที่ตอบรับจากชุมสาย ตลอดจนสัญญาณเรียก (Ringing Tone)
4. ทำหน้าที่ส่งสัญญาณยกเลิกการติดต่อเรียกไปยังชุมสาย (Hook - On)

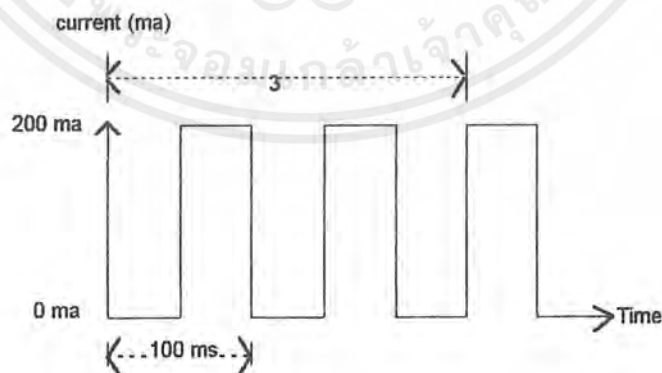
ส่วนประกอบหลักของเครื่องโทรศัพท์แบ่งออกได้เป็น 3 ส่วนดังนี้

1. ส่วนรับส่งสัญญาณเสียงพูด (Speech Transmission)
2. ส่วนกำเนิดสัญญาณ (Generator Tone) CODE เลขหมายของผู้ถูกเรียก
3. ส่วนที่รับสัญญาณเรียกจากชุมสาย (Ringing Tone) นอกจากนี้โทรศัพท์ยังแบ่งออกเป็น 2 ชนิด

คือ

1. แบบหมุน (Rotary dial)

โทรศัพท์ชนิดนี้ สร้างสัญญาณจากกระแสลูป โดยต่อเข้ากับอุปกรณ์สวิทช์ ที่ทำหน้าที่ในการ “ เปิด ” และ “ ปิด ” เข้ากับกลไกการหมุนเลขหมายในเครื่อง ทำให้กระแสพัลส์ตอบสนองเข้ากับหมายเลขที่หมุนดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แสดงการหมุนเลขหมาย 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปช่วงพัลส์แต่ละลูก จะมีค่าเท่ากับ 100 มิลลิวินาที และจากการใช้มือหมุนพบว่า ช่วงเวลาเฉลี่ยก่อนหมุนแต่ละเลข มีค่าประมาณ 0.5 วินาที – 3 วินาที

2. แบบกดปุ่ม (Touch Tone)

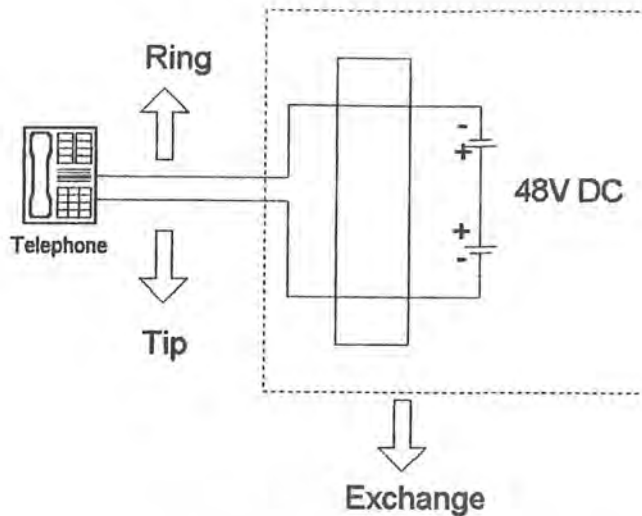
โทรศัพท์ชนิดนี้สร้างสัญญาณ DTMF (Dual Tone Multiple Frequency) ในการส่งเลขหมาย โดยการกดแต่ละเลขหมายบนหน้าปัดโทรศัพท์ จากการกดแต่ละปุ่มจะมี 2 ความถี่ส่งออกไปพร้อมกัน ดังรูปที่ 2.2

697 Hz	1	2	3
770 Hz	4	5	6
852 Hz	7	8	9
941 Hz	*	0	#
	1209 Hz	1336 Hz	1447 Hz

รูปที่ 2.2 แสดงค่าความถี่ของโทรศัพท์ ชนิดกดปุ่ม

ความถี่แต่ละคู่ที่ออกไปจะมีค่าประมาณ 40 มิลลิวินาที และช่วงเวลาระหว่างเลขหมายมีค่า 60 มิลลิวินาทีเป็นอย่างต่ำ โทรศัพท์กดปุ่มจึงทำงานเร็วกว่าแบบหมุนประมาณ 10 เท่า

Local Loop : ความหมายของ Local Loop คือสายส่ง 2 - wire จากเครื่องโทรศัพท์ไปยังชุมสายปลายทางและมีค่าอิมพีแดนซ์ของสายเองประมาณ 500 - 1000 โอห์ม แต่ค่าที่ใช้ทั่วไปคือ 600 โอห์ม ถ้าในชุมสายปลายทางมีการติดตั้ง แหล่งจ่ายไฟร่วม DC ขนาด 48 โวลต์ ให้แต่ละลูบของผู้ใช้โทรศัพท์ ลวดตัวนำ 2 เส้นในลูบมีชื่อว่า ทิป (Tip) และ ริง (Ring) โดยริงจะต่อกับสัญญาณไฟ -48 โวลต์ (DC) ทิปจะต่อกับกราวด์ ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 แสดงโลเกิลรูป

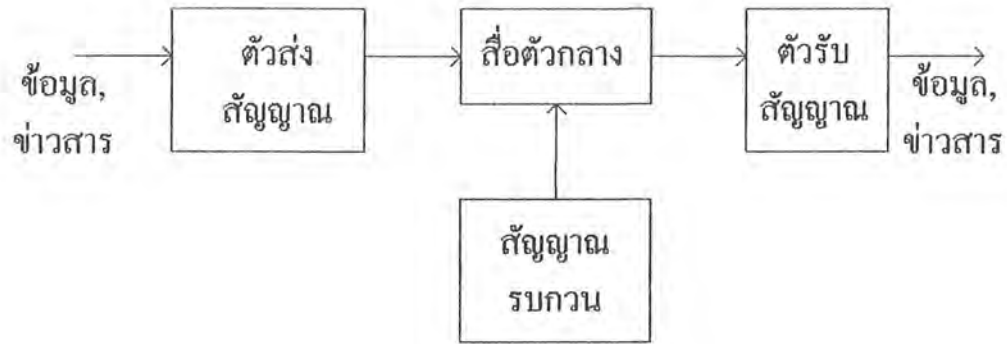
เมื่อผู้ใช้โทรศัพท์ยกหูโทรศัพท์ มีผลทำให้อุกสวิทช์ปิดลง (Hook Off) จากนั้นกระแสไฟตรง DC ขนาด 20 mA ไหลวนอยู่ในรูป ซึ่งสภาวะขงหูโทรศัพท์นี้ ระดับแรงดันไฟฟ้าระหว่าง ทิป กับ ริ่ง มีค่าลดลง ประมาณ 4 โวลต์

สัญญาณเสียงพูดจากเครื่อง โทรศัพท์ถูกส่งไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่งในรูป โดยทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย ภายในกระแสรูป (20 mA) ซึ่งเกิดจากสัญญาณ AC ทับบนกระแสรูป DC

2.2 หลักการทำงานของกาสื่อสารไร้สาย

2.2.1 พื้นฐานกาสื่อสาร

หลักการสื่อสารคือ ขั้นตอนและเทคนิคต่างๆ ที่ทำให้สามารถส่งหรือแปลความหมายของข้อมูลข่าวสาร ได้ ซึ่งเป็นกระบวนการในการแลกเปลี่ยนข้อมูลข่าวสารกัน ในการติดต่อสื่อสารกันในระยะทางไกลๆอาจจะไม่สะดวกในการใช้สายส่งเป็นตัวนำพาสัญญาณข้อมูลข่าวสาร หรืออาจต้องใช้สายส่งเป็นระยะทางยาวมากทำให้สิ้นเปลืองสาย ดังนั้นมนุษย์จึง ได้คิดค้นและพัฒนาวิธีการเทคนิคใหม่ๆ ขึ้นมา เพื่อลดขีดจำกัดในด้านต่างๆของการสื่อสาร ดังเช่นการพัฒนาของการสื่อสาร ไร้สาย สำหรับคำว่า ไร้สายนั้นแสดงให้ทราบว่าสื่อตัวกลางที่นำพาสัญญาณให้กับระบบสื่อสารนั้นไม่จำเป็นต้องใช้สายแต่มีการใช้เทคนิคและวิธีการเข้ามาช่วยในการนำพาข้อมูลข่าวสารผ่านตัวกลางที่ไม่สามารถมองเห็นได้ ก่อนที่จะเริ่มกล่าวต่อไปในรายละเอียดของระบบสื่อสาร ไร้สาย ขอให้พิจารณาองค์ประกอบของระบบกาสื่อสาร ไร้สาย ซึ่งมีลักษณะเช่นเดียวกันกับองค์ประกอบโดยทั่วไปของการสื่อสารทุกประเภท ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แสดงส่วนประกอบของระบบสื่อสาร

จากรูปที่ 2.4 ระบบสื่อสารไม่ว่าในรูปแบบใดจะมีส่วนประกอบพื้นฐานที่เหมือนกันอยู่ 4 อย่างดังนี้

1. ตัวส่งสัญญาณ (Transmitter) ตัวส่งสัญญาณคือ วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ถูกออกแบบมาเพื่อที่จะแปลงข้อมูลข่าวสารหรือเสียงพูดให้เป็นสัญญาณรูปแบบที่สามารถส่งออกไปในตัวกลางหรือช่องสัญญาณได้แก่ อุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณคลื่นวิทยุไมโครเวฟ เครื่องส่งวิทยุกระจายเสียง เป็นต้น
2. สื่อตัวกลาง หรือช่องสื่อสาร (Communication Channel) เป็นตัวกลางที่ให้สัญญาณอิเล็กทรอนิกส์สามารถส่งจากผู้ส่ง ณ สถานที่หนึ่งผ่านไปยังผู้รับในอีกสถานที่หนึ่งได้ ตัวกลางในที่นี้ได้แก่คลื่นวิทยุ และในตัวกลางนี้มีส่วนทำให้สัญญาณที่ถูกส่งลบกทอดลงไปได้ส่วนหนึ่ง
3. สัญญาณรบกวน (Noise) เป็นสัญญาณของพลังงานรูปแบบต่างๆ ที่มีลักษณะไม่แน่นอนเข้ามาในระบบสื่อสาร มีผลรบกวนสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งมายังในช่องสื่อสาร บางครั้งสัญญาณรบกวนอาจเกิดขึ้นในวงจรของตัวรับสัญญาณก็ได้ สำหรับระบบสื่อสารไร้สายนั้น สัญญาณรบกวนมีอยู่ทั่วไปในอากาศ เช่น สัญญาณจากปรากฏการณ์ฟ้าแลบ
4. ตัวรับสัญญาณ (Receiver) เป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ถูกออกแบบให้รับสัญญาณ ที่ถูกส่งออกมาทางช่องสื่อสาร และทำการแปลงสัญญาณให้กับ ไปอยู่ในรูปแบบที่ผู้รับปลายทางสามารถเข้าใจได้ เช่น ตัวรับสัญญาณควมเทียม

ในปัจจุบันมนุษย์ได้สัมผัสกับระบบสื่อสารไร้สายอยู่หลายรูปแบบ เช่น วิทยุกระจายเสียงซึ่งเป็นการส่งข้อมูลและข่าวสารในรูปแบบของเสียงจากผู้ส่งที่อยู่ที่อยู่สถานี่ไปยังผู้รับหลายๆจุดที่อยู่ห่างไกล และมีเครื่องรับวิทยุ หรือจะอยู่ในรูปแบบของข้อมูลข่าวสารและรายการทางภาพและเสียงดังเช่น สถานีโทรทัศน์

ความรู้พื้นฐานการสื่อสารไร้สาย

การทำความเข้าใจระบบสื่อสารไร้สายควรที่จะทราบว่าสิ่งใดเป็นองค์ประกอบเบื้องต้นบ้าง ความคิดในครั้งแรกนั้นสงสัยว่าในเมื่อไม่มีสาย สิ่งใดบ้างที่เป็นหรือตัวกลางสำหรับระบบ หากพิจารณาย้อนไปใน

อดีตของวิธีการสื่อสารที่มนุษย์เคยใช้มา จะพบว่ามีรูปแบบการใช้พาหะ ในการสื่อสารเป็นหลักใหญ่ๆ อยู่สองรูปแบบนั่นคือ

1. ระบบที่ใช้คลื่นวิทยุเป็นพาหะ (Radio carrier) ได้แก่ระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่ ระบบวิทยุติดตามตัว ระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม ระบบวิทยุกระจายเสียง และระบบคลื่นไมโครเวฟ
2. ระบบที่ใช้คลื่นแสงเป็นพาหะ (Light carrier) ได้แก่ระบบสื่อสารข้อมูลผ่านแสงอินฟราเรดที่นำไปประยุกต์ใช้เช่น ระบบโลกอลเอเรียเน็ตเวิร์ก (LAN) ระบบสื่อสารผ่านแสงเลเซอร์อินฟราเรด

2.2.2 แถบคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetics Spectrum)

เนื่องจากสื่อตัวกลางทั้งสองแบบมีคุณสมบัติเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า จะขออธิบายถึงการจัดเรียงความถี่ต่างๆ ของคลื่นแม่เหล็ก ไฟฟ้าที่ใช้ในระบบสื่อสารซึ่งเสมือนการจัดสรรการใช้ความถี่ที่เป็นทรัพยากรที่สำคัญมาก เพราะคลื่นวิทยุและคลื่นแสงรวมอยู่ในแถบความถี่ดังกล่าวด้วย

ความถี่ (Frequency) หมายถึง จำนวนรอบของการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณใดๆ ในช่วงเวลาหนึ่ง โดยหน่วยของการวัดความถี่นี้มีค่าเป็นเฮิร์ตซ์ (Hertz)

ส่วนประกอบของสัญญาณความถี่ก็จะมีระดับของสัญญาณหรือที่เรียกว่า “ แอมพลิจูด “ และความยาวคลื่นที่เรียกว่า “ แลมนค่า “

แถบคลื่นแม่เหล็ก ไฟฟ้าแบ่งออกเป็นแถบย่อยๆ ดังนี้

1. ช่วงความถี่ต่ำสุด (Extremely Low Frequencies)
เป็นช่วงความถี่ 30 Hz - 300 Hz มีความยาวคลื่น $10^7 - 10^6$ m คลื่นแม่เหล็ก ไฟฟ้าในช่วงนี้เป็นสัญญาณเสียงความถี่ต่ำสุดที่มนุษย์สามารถได้ยิน และเป็นช่วงความถี่ไฟฟ้าบ้านที่ 50 Hz - 60 Hz
2. ช่วงความถี่เสียง (Voice Frequencies)
เป็นช่วงความถี่ 300 Hz - 3000 Hz มีความยาวคลื่น $10^6 - 10^5$ m คลื่นช่วงนี้เป็นช่วงสัญญาณเสียงพูดปกติของมนุษย์
3. ช่วงความถี่ต่ำมาก (Very Low Frequencies)
เป็นช่วงความถี่ 3 kHz - 30 kHz มีความยาวคลื่น $10^5 - 10^4$ m เป็นช่วงที่สัญญาณเสียงของเครื่องดนตรีและคลื่นสื่อสารของทหารใช้
4. ช่วงความถี่ต่ำ (Low Frequencies)
เป็นช่วงความถี่ 300 kHz - 3000 kHz มีความยาวคลื่น $10^4 - 10^3$ m เป็นช่วงสัญญาณที่ใช้ในการนำร่องของระบบการบินและการเดินเรือ
5. ช่วงความถี่กลาง (Midium Frequencies)
เป็นช่วงความถี่ 300 kHz - 3000 kHz มีความยาวคลื่น $10^3 - 10^2$ m ใช้สำหรับคลื่นวิทยุกระจายเสียงในระบบ AM (Amplitude Modulation : 535 - 1605 kHz) และยังใช้สำหรับการสื่อสารในระบบการบินและการเดินเรือ
6. ช่วงความถี่สูง (High Frequencies)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นช่วงความถี่ 3 MHz - 30 MHz มีความยาวคลื่น $10^2 - 10^1$ m ความถี่สูงหรือที่เรียกว่า คลื่นสั้นนั้นใช้ในการกระจายเสียงวิทยุคลื่นสั้น เช่น สถานีวิทยุ, ใช้ในการสื่อสารคลื่นวิทยุสองทิศทาง ใช้ในวิทยุสื่อสารของทหารหรือวิทยุสมัครเล่น

7. ช่วงความถี่สูงมาก (Very High Frequencies)

เป็นช่วงความถี่ 30 MHz - 300 MHz มีความยาวคลื่น 10 - 1 m เป็นช่วงความถี่ที่มีความหนาแน่นของการใช้งานมาก ได้แก่วิทยุกระจายเสียงในระบบ FM (Frequency Modulation : 88- 108 MHz) มีสถานีโทรทัศน์ช่อง 2 ถึงช่อง 13 มีบางช่วงเป็นความถี่สำหรับวิทยุสมัครเล่น และนอกจากนั้นยังมีการใช้งานในการบินและการเดินเรือ

8. ช่วงความถี่อัลตราไฮ (Ultrahigh Frequencies)

เป็นช่วงความถี่ 300MHz - 3000 MHz มีความยาวคลื่น $1 - 10^{-1}$ m เป็นช่วงความถี่ที่มีการใช้งานมากอีกช่วงหนึ่งเช่นกัน มีสถานีโทรทัศน์ตั้งแต่ช่อง 14 ถึงช่อง 83 และถูกใช้งานอย่างมากในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ บริการด้านโทรศัพท์ระบบเซลลูลาร์ มีช่องความถี่สำหรับทหาร ระบบนำร่อง (Navigation) และระบบเรดาร์ (Radar) สำหรับความถี่ที่สูงกว่า 1 GHz ขึ้นไปจะถูกเรียกว่า คลื่นไมโครเวฟ (Microwave)

9. ช่วงความถี่ซูเปอร์ไฮ (Superhigh Frequencies)

เป็นช่วงความถี่ 3 GHz - 30 GHz มีความยาวคลื่น $10^{-1} - 10^{-2}$ m คือย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งถูกใช้งานอย่างมากในระบบสื่อสารดาวเทียมและระบบเรดาร์

10. ช่วงความถี่สูงสุด (Extremely High Frequencies)

เป็นช่วงความถี่ 30 GHz - 300 GHz มีความยาวคลื่น $10^{-2} - 10^{-3}$ m ใช้สำหรับระบบสื่อสารดาวเทียมและระบบเรดาร์พิเศษ เนื่องจากอุปกรณ์สื่อสารที่ใช้ในย่านความถี่นี้มีความซับซ้อนมาก จึงยังมีการใช้งานในย่านนี้บ่อย และสำหรับสัญญาณความถี่ที่อยู่เหนือขึ้นไปจากนี้จะถูก เรียกว่า มิลลิเมตรเวฟ (Millimeter Wave)

11. ช่วงความถี่อินฟราเรด (Infrared)

มีความยาวคลื่น 0.7 - 100 ไมครอน สำหรับสัญญาณไฟฟ้าที่มีความถี่สูงกว่า 300 GHz จะไม่นับเป็นคลื่นวิทยุ แต่มีการตั้งชื่อให้กับแต่ละความถี่ ช่วงความถี่อินฟราเรดนี้อยู่ระหว่างคลื่นวิทยุที่สูงสุดและคลื่นแสงที่ตามองเห็นได้ ความยาวคลื่นอินฟราเรดมักจะกระจายคลื่นออกมาพร้อมกับความร้อน นั่นคือวัตถุใดที่กำเนิดความร้อนก็จะมีการแผ่กระจายอินฟราเรดความถี่อินฟราเรดสามารถสร้างขึ้นได้ด้วย LED (Light Emittimg Diode) ชนิดพิเศษการใช้งานของอินฟราเรดก็เช่นในงานดาราศาสตร์ สำหรับการตรวจจับควาหรือวัตถุในอวกาศ ใช้ในระบบควบคุมระยะไกล (Remote Control) เช่น ของโทรทัศน์ นอกจากนี้อินฟราเรดยังมีคุณสมบัติเช่นเดียวกับแสง โดยสามารถถูกควบคุมด้วยเลนส์และกระจกได้

12. ช่วงความถี่ที่มองเห็นได้ (Visible Spectrum)

มีความยาวคลื่น 4000-8000 อังสตรอม เหนือความถี่ของอินฟราเรด เป็นแถบของคลื่นที่มนุษย์มองเห็นได้ นั่นคือแสงมีหน่วยของการวัดความยาวของคลื่นเป็นอังสตรอม (Angstrom) โดยหนึ่งอังสตรอมมีค่าเท่ากับหนึ่งส่วนหมื่นของไมครอนช่วงของคลื่นแสงสีแดงจะอยู่ที่ 8000 อังสตรอมส่วนคลื่นแสงสีม่วง อยู่ที่ 4000 อังสตรอม แสงถูกใช้ในการสื่อสารหลายอย่างเพราะสามารถมอดูเลตและส่งสัญญาณเข้าไปในสายใยแก้วนำแสง (Fiber Optic) ได้แสงมีประโยชน์สูงที่สุด เนื่องจากความถี่มีค่าสูงทำให้สามารถบรรจุข้อมูลเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนมากลงไปได้ แสงสามารถส่งออกไปในอากาศได้โดยการเพิ่มความเข้มของแสงและทำให้ลำของแสงมีขนาดเล็กลง ซึ่งเรียกว่าเลเซอร์ (Lazer) ทำให้มีการใช้แสงเลเซอร์ในการมอดูเลตสัญญาณเสียง ภาพ และข้อมูลลงไปได้

สำหรับคลื่นแม่เหล็กในความถี่สูงกว่านี้เช่น เอ็กซ์เรย์ (X-Rays) , แกมมาเรย์ (Gamma Rays) , และคอสมิกเรย์ (Cosmic Rays) ซึ่งไม่ได้มีการประยุกต์ในระบบสื่อสารจะ ไม่กล่าวถึง

ในสภาวะปกติคลื่นวิทยุจะเดินทางจากจุดหนึ่งถึงจุดหนึ่ง โดยความเร็วเท่ากับแสงคือมีความเร็วเท่ากับแสง ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ ความยาวคลื่นและความเร็วหาได้จากสูตร

$$\lambda = v/f$$

λ = ความยาวคลื่น (เมตร)

v = ความเร็วของคลื่นวิทยุ (เมตร/วินาที)

f = ความถี่ (เฮิรตซ์)

ระบบคลื่นพาหะที่เป็นคลื่นวิทยุ (Radio Carrier)

การสื่อสารด้วยคลื่นวิทยุอาจเรียกได้ว่าเป็นการพัฒนาให้มนุษย์สามารถส่งข้อมูลหรือเสียงไปได้ไกลๆ โดยไม่ต้องพึ่งสาย โดยธรรมชาติของคลื่นวิทยุเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ชั้นตอนคือมีการแพร่กระจายพลังงานคลื่นจากสายอากาศทางด้านผู้ส่ง ซึ่งคลื่นสามารถเดินทางได้เร็วเท่ากับความเร็วแสงนั่นคือ 186,000 ไมล์ ต่อวินาทีหรือ 300,000,000 เมตรต่อวินาที เมื่อกคลื่นเดินทางมาถึงสายอากาศด้านผู้รับจะเกิดค่าความต่างศักย์ไฟฟ้าจำนวนน้อยๆค่าหนึ่ง ซึ่งหากมีการขยาย และมีการแปลงสัญญาณที่มีการส่งมาก็จะได้สัญญาณเดิมกลับมา ส่วนข้อมูลข่าวสารหรือเสียงของมนุษย์นั้นวิธีการก็คือ นำเสียงพูดรวมเข้าไปกลับสัญญาณคลื่นวิทยุที่เป็นสื่ออีกช่วงความถี่หนึ่ง เราเรียกชั้นตอนดังกล่าวว่าการมอดูเลต (Modulation)

การมอดูเลชัน (Modulation Technique)

จากความต้องการที่จะมีการติดต่อสื่อสารระยะไกล สัญญาณเสียงพูดของมนุษย์ซึ่งอยู่ในช่วงความถี่ต่ำมีความยาวคลื่นมาก หากต้องการส่งสัญญาณเสียงพูดออกไปในอากาศก็จำเป็นต้องใช้เสาอากาศที่มีขนาดสูงมากซึ่งไม่เหมาะสมและอาจมีสัญญาณรบกวนได้ง่าย จึงมีการคิดค้นเทคนิคที่จะทำให้เปลี่ยนความถี่ของเสียงพูดให้ไปอยู่ในอีกช่วงความถี่หนึ่งบนแถบความถี่ที่เหมาะสมสำหรับการส่งออกอากาศ การมอดูเลชันเป็นเทคนิคที่สำคัญเป็นวิธีการเปลี่ยนรูปแบบของสัญญาณหนึ่งให้เป็นไปตามรูปแบบของสัญญาณอีกชุดหนึ่ง ซึ่งเป็นข้อมูลหรือเสียงพูดที่ต้องการส่ง สัญญาณข้อมูลหรือเสียงพูดจะถูกเรียกว่ามอดูเลตติ้งซิกแนล (Modulating Signal) ส่วนสัญญาณจะถูกเรียกว่า แครเรียร์ (Carrier) หรือมอดูเลตเวฟ (Modulated Wave)

2.2.3 เครื่องส่งสัญญาณคลื่นวิทยุ (Radio Transmitters)

จุดเริ่มต้นของการส่งคลื่นวิทยุนั้นประกอบด้วย การสร้างสัญญาณที่เป็นสื่อหรือพาหะ ที่เรียกว่า แครเรียร์เจเนอเรชัน (Carrier Generation) นำสัญญาณมามอดูเลตกับสัญญาณข้อมูลหรือเสียง แล้วจึงทำการขยายสัญญาณเพื่อส่งออกไปยังสายอากาศ หรือตัวนำคลื่นเป็นสัญญาณ ความถี่วิทยุ (RF) ยกตัวอย่างเช่น เครื่องส่งสัญญาณรหัสมอร์สหรือเครื่องส่งสัญญาณแบบคลื่นต่อเนื่อง (CW, Continuous wave) ที่ให้สัญญาณแบบสั้นและยาวที่เรียกว่า คอตส์แอนด์แดช (Dots and Dash) โดยมีวงจรสร้างสัญญาณพาหะก็คือ

วงจรรขยายในแบบ คลาสเอ , คลาสบี และ คลาสซี เป็นวงจรรขยายเชิงเส้นที่มักใช้ในการขยายสัญญาณคลื่นวิทยุที่มีการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด เช่นวงจรรขยายเอเอ็ม แบบกำลังต่ำหรือแบบซิงเกิลไซด์แบนด์ (SSB, Single Sideband) วงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น เช่น วงจรรขยายคลาสดี (Class C) ที่เป็นวงจรรขยายที่ใช้มากในเครื่องส่งแบบ AM และ FM สำหรับการขยายกำลัง (Power Amplifier) ในรูปของวงจรรขับ (Driver), วงจรคุณภาพดี

3.4. วงจรรขยายคลาสดี (Class C) เป็นวงจรรทรานซิสเตอร์ที่ถูกไบแอสที่ทำให้มีการนำสัญญาณเพียงส่วนที่น้อยกว่า 180 องศาของลูกคลื่นขาเข้า วิธีการไบแอสทรานซิสเตอร์สำหรับคลาสดีมีอยู่ด้วยกัน 3 วิธีคือ ไบแอสด้วยสัญญาณ (Signal Bias), ไบแอสด้วยวงจรรภายนอก (External Bias), ไบแอสด้วยตนเอง (Self Bias) และปกติมีมุมช่วงทำงานของวงจรรอยู่ในช่วง 90 องศา ถึง 150 องศา นั้นหมายถึงมีเพียงสัญญาณเพียงพัลส์เล็กๆเท่านั้นออกมาที่ขาออก ดังนั้นการทำให้มีสัญญาณขยายเต็มลูกคลื่นจะต้องมีการนำวงจรรจูนเรโซแนนซ์ (Resonant Tuned Circuit) มาต่อเข้าที่ขาออก เพื่อให้ได้สัญญาณลูกคลื่นขาเข้าเต็มลูกคลื่น ตัวอย่างเช่น การทำงานของวงจรรจูนแบบคู่ขนาน (Parallel Tuned Circuit) ที่จะทำให้กำเนิดสัญญาณความถี่ ที่ความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อใดก็ตามที่ได้รับสัญญาณจากวงจรรขยาย ในวงจรรจูนแบบคู่ขนาน จะประกอบไปด้วยคาปาซิเตอร์ และลวดตัวนำ เมื่อได้รับสัญญาณพัลส์ ก็จะเกิดการถ่ายเทพลังงานระหว่าง คาปาซิเตอร์และ ลวดตัวนำ ซึ่งเรียกปรากฏการณ์ฟลายวีล (Fly Wheel Effect) ซึ่งจะสร้างสัญญาณลูกคลื่นขาเข้าที่ความถี่เรโซแนนซ์ ขณะเดียวกันสามารถใช้เป็นวงจรรคุณภาพดีก็ได้ โดยการต่อเข้ากับวงจรรเรโซแนนซ์ที่สร้างคุณภาพดีเป็นจำนวนเท่าของสัญญาณความถี่ขาเข้า และที่เหนือกว่าคลาสดีอื่นๆ ก็คือคลาสดีมีการขยายสัญญาณขาเข้าเพียงช่วงสั้นๆเท่านั้น ดังนั้นจึงดีที่สุดที่สุดในวงจรรขยาย

4. วงจรรอิมพีแดนซ์แมตชิ่ง (Impedance Matching Circuit) เป็นวงจรรที่ใช้สำหรับเชื่อมต่อระหว่างวงจรรขยายความถี่วิทยุ (RF Amplifier) ในแต่ละภาคเพื่อให้ได้กำลังส่งมากที่สุด การที่จะทำให้มีการถ่ายพลังงานมากที่สุดจากวงจรรขยายชุดหนึ่ง ไปยังอีกชุดหนึ่งจะต้องมีค่าของอิมพีแดนซ์ของวงจรรแรก เท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรรถัดไป วงจรรอิมพีแดนซ์แมตชิ่ง โดยทั่วไปเป็นวงจรรของตัวนำและตัวเก็บประจุ LC (Inductor and Capacitor) ที่มีรูปแบบการต่อต่างๆกัน เช่นวงจรรโครงข่ายรูป L และ โครงข่ายรูป T หรืออาจจะเป็นหม้อแปลงรูปโดนัทที่เป็นแกนผงเหล็กที่เรียกว่า ทอรอยด์ (Toroid)

5. วงจรรกระบวนการเสียง (Speech Processing Circuit) เป็นวงจรรอีกส่วนหนึ่งซึ่งทำหน้าที่เกี่ยวกับเสียงในระบบของเครื่องส่ง เช่น ในเครื่องส่งอาจมีวงจรรที่ใช้สำหรับป้องกันการมอดูเลชันมากเกินไป (Over Modulation) หรือตัวอย่างของวงจรรกระบวนการเสียง เช่น วงจรรจำกัดกำลังงานของเสียง (Voice Clipper) ซึ่งใช้ไดโอดในการลดแอมพลิจูดของสัญญาณในการมอดูเลชันเสียง

2.2.4 เครื่องรับสัญญาณ (Communication Receiver)

หน้าที่ของเครื่องรับสัญญาณคือ ทำการเลือกช่องสัญญาณที่ต้องการออกมาจากสัญญาณอื่นๆที่ถูกส่งออกมาในอากาศ และขยายสัญญาณกลับไปเป็นสัญญาณข้อมูลที่ส่งมาได้ โดยปกติเครื่องรับจะมีปัจจัย 2 ประการที่ต้องคำนึงถึงนี้

1. ค่าซีเล็กติวิตี (Selectivity) หมายถึง ความสามารถในการรับสัญญาณ โดยเลือกเอาเฉพาะช่องสัญญาณที่ต้องการเข้ามาเท่านั้น หากค่าเครื่องรับสัญญาณมีค่าซีเล็กติวิตี (Selectivity) ที่ดี ก็จะสามารถรับสัญญาณช่องที่ต้องการและกำจัดช่องสัญญาณข้างเคียงออกไปได้

2. ค่าเซนซิวิตี (Sensitivity) หมายถึง ความสามารถในการรับสัญญาณที่ต้องการที่มีขนาดเล็กหรือสัญญาณอ่อนแล้วนำมาขยายให้ได้สัญญาณที่มีความแรงมากขึ้น โดยปกติค่าเซนซิวิตีจะแสดงถึงการขยายสัญญาณด้วย นั่นคือยังมีกำลังขยายมากค่าเซนซิวิตียิ่งดี และจะแสดงอยู่ในรูปของค่าแรงดันของสัญญาณขาเข้าที่มีขนาดเล็กที่สุดซึ่งจะสามารถขยายสัญญาณได้มากกว่า 10 เท่าของสัญญาณรบกวน

2.3 JK ฟลิปฟลอป

ฟลิปฟลอปมีชื่อเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า วงจรไบสแตเบิลมีลติไวเบรเตอร์ มีคุณสมบัติเฉพาะตัวคือ เมื่อวงจรได้รับสัญญาณอินพุตที่เหมาะสม จะทำให้เอาต์พุตของวงจรคงสถานะนั้นๆตลอดไป ถึงแม้ว่าสัญญาณอินพุตจะคงอยู่หรือไม่ก็ตาม และถ้าต้องการให้เอาต์พุตเปลี่ยนสถานะจะต้องป้อนสัญญาณอีกแบบหนึ่งที่เหมาะสมทางด้านอินพุตอีกครั้งหนึ่ง โดยทั่วไปแบ่งเป็น 2 แบบใหญ่ๆดังนี้

1. แบบป้อนสัญญาณอินพุตโดยตรง ซึ่งบางครั้งเรียกว่าวงจรแลตซ์ ซึ่งจะมีอินพุตเพียงสอง อินพุตเท่านั้น

2. แบบป้อนสัญญาณอินพุตควบคู่กับสัญญาณควบคุมฟลิปฟลอป แบบนี้อาจจะมีอินพุตมากกว่า 2 อินพุตก็ได้ และสามารถป้อนสัญญาณอินพุตกำหนดสถานะของเอาต์พุตได้โดยตรง โดยใช้อินพุตรีเซต, เซต หรือพีรีเซต โดยไม่จำเป็นต้องป้อนสัญญาณที่อินพุตเหล่านี้ พร้อมกับสัญญาณควบคุม ซึ่งหากแบ่งตามประเภทสัญญาณที่ใช้ตรึงอินพุตให้ฟลิปฟลอปทำงานก็สามารถแบ่งได้ดังนี้ คือ

- 2.1 ใช้ขอบขาขึ้นของสัญญาณควบคุม
- 2.2 ใช้ขอบขาลงของสัญญาณควบคุม
- 2.3 ใช้พัลส์บวกของสัญญาณควบคุม
- 2.4 ใช้พัลส์ลบของสัญญาณควบคุม

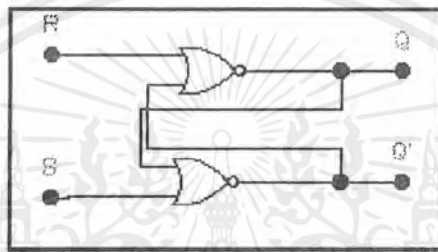
แบบที่ 2.3 และ 2.4 เอาต์พุตของฟลิปฟลอปจะเปลี่ยนสถานะ ได้ต้องให้สัญญาณควบคุมมีการเปลี่ยนแปลงไปทั้งพัลส์เสีก่อน เช่น ฟลิปฟลอปแบบมาสเตอร์-สเลฟ เป็นต้น

ฟลิปฟลอปแบบป้อนสัญญาณ อินพุตโดยตรง

ฟลิปฟลอปแบบป้อนสัญญาณ อินพุตโดยตรงมีวงจรพื้นฐานที่ประกอบด้วยเกตแอนด์ หรือเกตนอร์ 2 อินพุตแสดงดังตารางที่ 2.1 และรูปที่ 2.5

ลำดับที่	อินพุต		เอาต์พุต	
	S	R	Q	Q'
1	0	0	X	X
2	0	1	0	1
3	1	0	1	0
4	1	1	0	0

ตารางที่ 2.1 แสดงตารางความจริงของ RS ฟลิปฟลอปใช้เกทเนอร์



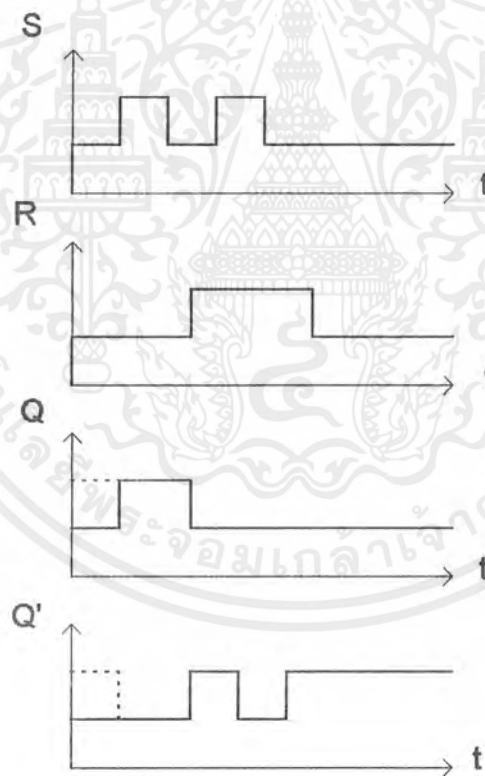
รูปที่ 2.5 แสดงวงจร RS ฟลิปฟลอปแบบใช้เกทเนอร์

ฟลิปฟลอปแบบป้อนสัญญาณอินพุตควบคุมกับสัญญาณควบคุม

จากวงจรที่กล่าวมาแล้วนั้นเป็นฟลิปฟลอปที่ป้อนสัญญาณโดยตรง ไม่ต้องมีสัญญาณควบคุมการเปลี่ยนสถานะของเอาต์พุตแต่อย่างใด ต่อไปนี้จึงกล่าวถึงฟลิปฟลอปแบบมีสัญญาณควบคุมการเปลี่ยนสถานะของเอาต์พุต ซึ่งปกติอินพุตที่ขั้วนี้เรียกว่า ขั้วป้อนสัญญาณคล็อก ซึ่งมีวงจรพื้นฐาน ทั้งที่เป็นแชนด์และนอร์เกต ซึ่งจะกล่าวถึงเฉพาะแบบนอร์เกต โดยประกอบด้วยเกทเนอร์ 2 ตัว ทำหน้าที่ควบคุมสัญญาณเอาต์พุตให้คงสถานะ ขณะยังไม่ได้ป้อนสัญญาณอินพุต เกทแชนด์ 2 ตัวทำหน้าที่เป็นอินพุตของวงจร โดยการต่อขั้วข้างหนึ่งของอินพุตร่วมกันเป็นขั้วป้อนสัญญาณคล็อก ดังตารางที่ 2.2 และรูปที่ 2.6

ลำดับที่	อินพุต					เอาต์พุต	
	CK	S	R	S'	R'	Q	Q'
1	0	0	0	0	0	Q	Q'
2	0	0	1	0	0	Q	Q'
3	0	1	0	0	0	Q	Q'
4	0	1	1	0	0	Q	Q'
5	1	0	0	0	0	Q	Q
6	1	0	1	0	1	0	1
7	1	1	0	1	0	1	0
8	1	1	1	1	1	0	0

ตารางที่ 2.2 แสดงตารางความจริงของค็อกเกตเทอร์ RS ฟลิปฟลอป



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรค็อกเกตเทอร์ RS ฟลิปฟลอป

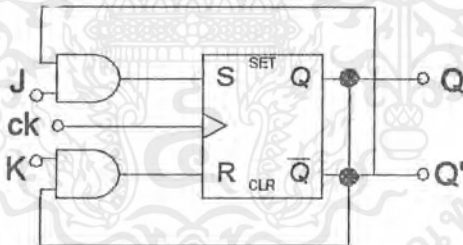
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

JK ฟลิปฟลอป จากวงจรฟลิปฟลอปที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น จะเห็นได้ว่าสถานะที่อินพุต $S = R = 1$ นั้นเป็นสถานะที่ไม่สามารถนำมาใช้งานได้เลย แต่ JK ฟลิปฟลอป เป็นฟลิปฟลอปที่สามารถนำเอาสถานะนี้ มาใช้งานได้ โดยเอาที่พุทจะแปรไปตามสัญญาณกิล็อกหรือเอาที่พุทจะทำหน้าที่เหมือน สวิตช์ที่อกกิล หมายถึงเอาที่พุทเปลี่ยนแปลงทุกครั้งที่สัญญาณกิล็อกเปลี่ยนแปลงไปครบ 1 คาบเวลา นั้นหมายถึง ขณะ $t = t_n, Q_n = 0, Q_n = 1$ เมื่อกิล็อกเปลี่ยนไปครบ 1 พัลส์ (t_{n+1}) Q_n จะเป็น 1, Q_n จะเป็น 0 สลับอย่างนี้ตลอดไป

JK ฟลิปฟลอป ได้พัฒนามาจาก RS ฟลิปฟลอปโดยการเพิ่มเกตแอนด์เข้าไปทางด้านอินพุทของ RS ฟลิปฟลอปและต่อเอาที่พุทป้อนกลับมายังอินพุทดังตารางที่ 2.3 และรูปที่ 2.7

ลำดับที่	T_n		t_{n+1}	
	J	K	Q	Q'
1	0	0	Q_n	Q_n'
2	0	1	0	1
3	1	0	1	0
4	1	1	Q_n	Q_n'

ตารางที่ 2.3 แสดงตารางความจริงของ JK ฟลิปฟลอป



รูปที่ 2.7 แสดงวงจร JK ฟลิปฟลอป

ลำดับที่ 1 เมื่อ $J = 0, K = 0$ และมีพัลส์มากระตุ้นที่ขั้ว CK เอาที่พุทจะมีสถานะคงเดิม อาจจะเป็น 1 หรือ 0 ก็ได้แต่จะคงสถานะเดิม แม้จะมีพัลส์มากระตุ้นที่อินพุทกิล็อก 1 ครั้ง

ลำดับที่ 2 เมื่อ $J = 0, K = 1$ และมีพัลส์มากระตุ้นที่ขั้ว CK เอาที่พุท จะเปลี่ยนเป็นดังนี้ คือ $Q = 0, Q' = 1$

ลำดับที่ 3 เมื่อ $J = 1, K = 0$ และมีพัลส์มากระตุ้นที่ขั้ว CK เอาที่พุท จะเปลี่ยนเป็นดังนี้ คือ $Q = 1, Q' = 0$

ลำดับที่ 4 เมื่อ $J = 1, K = 1$ และมีพัลส์มากระตุ้นที่ขั้ว CK เอาที่พุท จะเปลี่ยนดังนี้คือ $Q = Q_n, Q' = Q_n'$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะเดียวกัน บางครั้งอาจต้องการกำหนดสถานะของเอาต์พุตให้เป็น 0 หรือ 1 ตามที่ต้องการก่อน ป้อนสัญญาณคล็อก หมายถึงสถานะเริ่มแรกของการทำงาน โดยให้ Q เป็น "1" และ Q' เป็น "0" หรือในทางตรงกันข้ามทำได้ โดยการเพิ่มอินพุตเคลียร์และพรีเซตเข้าไป ดังตารางที่ 2.4

อินพุต			เอาต์พุต	
CK	CLR	PR	Q	Q'
0	0	0	1	1
0	0	1	0	1
0	1	0	1	0
0	1	1	Qn	Qn'

ตารางที่ 2.4 แสดงตารางความจริงของฟลิปฟล็อปที่มีพรีเซตและเคลียร์

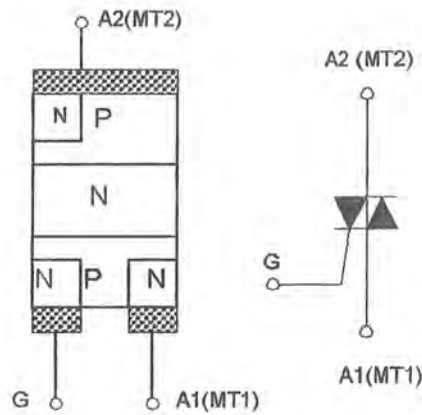
2.4 ไตรแอก (TRIAC)

ไตรแอก (Triac) เป็นอุปกรณ์จ่ายพวก ไทริสเตอร์เช่นเดียวกับ SCR (Silicon Control Rectifier) แต่มีโครงสร้างต่างกัน สามารถนำไปใช้ได้เช่นเดียวกับ SCR

ไตรแอกถูกสร้างขึ้นมาเพื่อใช้แทน SCR ในกรณีที่นำไปใช้กับ ไฟสลับ (AC) เพราะ SCR เมื่อนำไปใช้กับ ไฟสลับ จะนำกระแสได้ด้านเดียวคือด้านขั้วบวกของไฟสลับ ทำให้แรงดันผ่านโหลดเพียงซีกเดียว ดังนั้นไตรแอกจึงถูกสร้างขึ้นมาให้ทำงานต่อแรงดันไฟสลับ ได้ทั้งสองซีก ที่โหลดมีแรงดันตกคร่อมทั้งสองซีกของแรงดันไฟสลับ

จากรูปที่ 2.8 พบว่า ไตรแอกมีลักษณะคล้าย SCR คือมีขาเกตเหมือนกันและอีกสองขั้วคือ MT1 และ MT2 คล้ายกับแอนโอด และคาโทดของ SCR โดยที่ขา MT1 อาจมีศักย์เป็นบวกหรือเป็นลบก็ได้ เช่นเดียวกับไบแอสที่ขาเกต ซึ่งกระตุ้นให้ ไตรแอกทำงานอาจเป็นบวกหรือลบ ได้เช่นเดียวกัน ดังนั้นเราอาจเรียก ไตรแอกว่า Bidirectional Thyristor

การเลือกใช้ ไตรแอกต้องคำนึงถึงขีดจำกัดแรงดันและกระแสที่ ไตรแอก ได้รับ , ความไวในการทรigger ให้ ไตรแอกทำงาน,ความเร็วในการใช้งานกระแสรั่วไหลและแรงดันคร่อมตัว ไตรแอกขณะนำกระแส

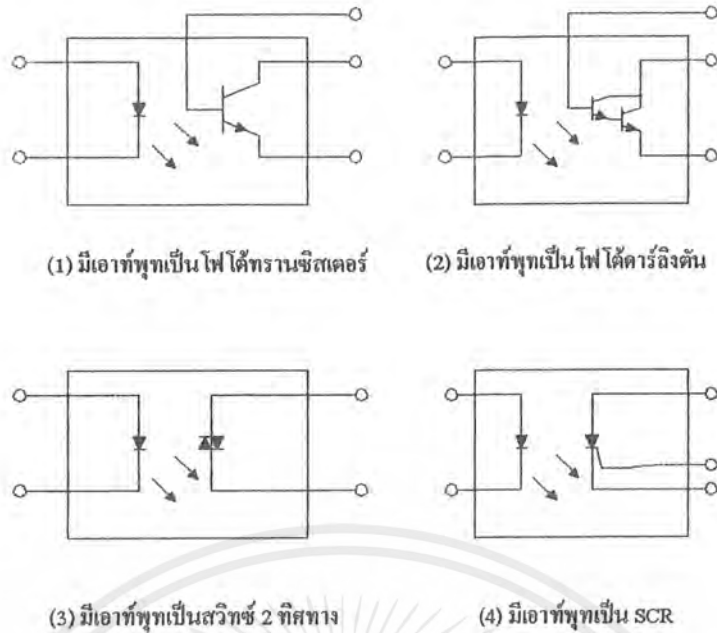


(ก) โครงสร้าง (ข) สัญลักษณ์
รูปที่ 2.8 แสดง โครงสร้างและสัญลักษณ์ของ ไตรแอก

2.5 อุปกรณ์เชื่อมต่อโยงทางแสง

อุปกรณ์เชื่อมต่อโยงทางแสง (Optocoupler) หรือตัวแยกโดยใช้แสง (Optoisolator) เป็นอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติพิเศษหลายประการ เช่น คุณสมบัติในการไอโซเลท ทำให้สามารถนำมาใช้ในการเชื่อมต่อสัญญาณต่างๆของวงจรที่มีกราวด์ต่างกัน สามารถป้องกันการรบกวนซึ่งกันและกัน ระหว่างภาคอินพุตกับภาคเอาต์พุตได้อย่างเด็ดขาด ซึ่งการคับปลิงด้วยวิธีอื่นๆจะทำได้ จึงได้นำเอาออปโตคับเปลอร์มาประยุกต์ใช้ในวงจร เพื่อประสิทธิภาพและความน่าเชื่อถือของวงจร

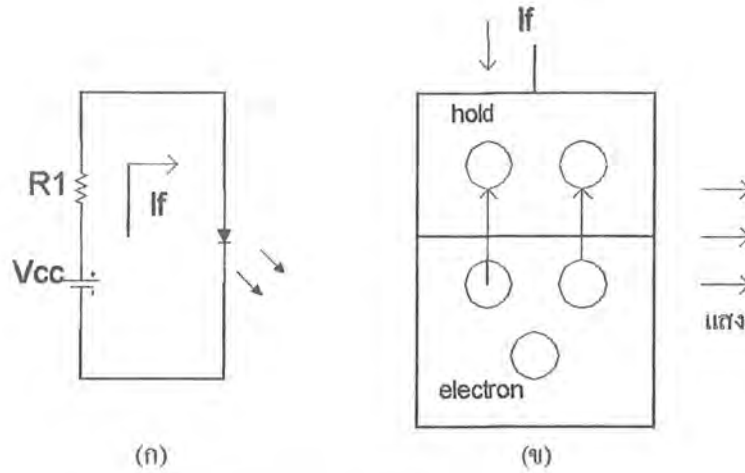
ออปโตคับเปลอร์ เป็นอุปกรณ์เดี่ยวที่ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดแสงและตัวตรวจจับแสง โดยที่ทั้งสองส่วนนี้จะแยกจากกันและกัน มีฉนวนที่โปร่งใส เช่นกระจกชิ้นบางๆกั้นกลาง และชิ้นส่วนทั้งหมดจะถูกบรรจุอยู่ในตัวถังที่บดแสง รูปร่างภายนอกมีอยู่หลายแบบ แต่ที่พบบ่อยๆส่วนมากเป็นแบบดิพ (DIP: Dual In-Line Package) เหมือนไอซีแต่มี 6 ขา แหล่งกำเนิดแสงส่วนใหญ่จะใช้ไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรด (IRED: Infrared Emitter Diode) ทำจากสารแกลเลียมอาร์เซไนด์ (GaAs) ส่วนตัวตรวจจับหรืออุปกรณ์ภาคเอาต์พุตนั้นอาจจะเป็น โฟโตทรานซิสเตอร์ โฟโตดาร์ริงตัน สวิตช์สองทิศทาง (Diac) ซึ่งทำงานเมื่อมีแสงมากระตุ้น และ SCR ที่ถูกกระตุ้นด้วยแสง เป็นต้น ดังรูปที่ 2.9 แสดงสัญลักษณ์ของวงจรชนิดต่างๆดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ถึงแม้ว่าจะมีหลายชนิดมากกว่านี้แต่ที่แสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.9 เป็นแบบที่พบบ่อยๆ



รูปที่ 2.9 แสดงออปโตคัพเปลอร์แบบต่างๆไป

ออปโตคัพเปลอร์ หรือ ออปโตไอโซเลเตอร์ ได้รับการออกแบบไว้ให้ทำการป้องกันอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ไม่ให้ได้รับแรงดันกระชากสูงๆ หรือคู่มครองระดับน้อยส์ต่ำๆ ซึ่งเป็นต้นเหตุให้เกิดเอาต์พุตไม่ถูกต้องหรือทำให้เกิดคลื่นผิดพลาดขึ้นมา ออปโตคัพเปลอร์เป็นอุปกรณ์ที่สามารถเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ตัวอื่นๆที่มีระดับลอจิกแตกต่างกัน ในออปโตคัพเปลอร์สัญญาณอินพุตจะถูกเปลี่ยนเป็นพลังงานแสง เพราะมี LED (Light Emitting Diode) อยู่ภายในพลังงานจึงถูกส่งไปยังโฟโตดีเทคเตอร์ ดังนั้นมันจึงทำงานตรงกับพลังงานของแสงที่ได้จากไดโอดเปล่งแสง (LED) และมีสเปกตรัมตามอัตราส่วนการส่งผ่านกระแส (CTR) กับ Isolation Voltage CTR เป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสอินพุตต่อกระแสเอาต์พุตซึ่งเป็นการวัดความสามารถของออปโตคัพเปลอร์ ในเรื่องความสามารถให้สัญญาณอินพุตถูกส่งไปยังเอาต์พุตอย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับประสิทธิภาพของ IRED ช่องว่างระหว่างชิ้นส่วนทาง อินพุตและเอาต์พุตรวมทั้งพื้นที่ความไว (Sensitivity) และอัตราขยายของตัวตรวจจับ สำหรับ Isolation Voltage ของออปโตคัพเปลอร์คือปริมาณแรงดันที่ออปโตคัพเปลอร์สามารถทำงานได้อย่างปลอดภัย

เมื่อมีกระแสไหลผ่าน IRED ของออปโตคัพเปลอร์ ในลักษณะไบแอสตรงจนมีอิเล็กตรอนส่วนเกิน กระโดดข้ามรอยต่อไปรวมกับโฮล ในขณะที่เดียวกันก็ได้ปล่อยพลังงานโฟตอน หรือแสงออกมาดังรูปที่ 2.10 (ก) และ (ข) แสงที่ได้เป็นแสงอินฟราเรด เพราะสารกึ่งตัวนำทำด้วยแกลเลียมอาร์เซไนด์



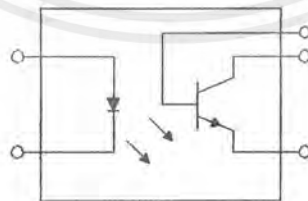
รูปที่ 2.10

- (ก) แสงที่เกิดขึ้นหลังจากมีกระแสไบแอสตรงไหลผ่าน
 (ข) อิเล็กตรอนส่วนเกินข้ามรอยต่อไปรวมกับโฮลพร้อมกับเปล่งแสงออกมา

ตัวแปรอินพุตทางค่านไฟฟ้ากระแสตรง เป็นตัวกำหนดตัวแปรทางค่านไฟฟ้าของไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรด (IRED) ได้แก่กระแสของไดโอดเมื่อได้รับไบแอสตรง (I_f) แรงดันตกคร่อมไดโอดเมื่อได้รับไบแอสตรง (V_f) และแรงดันสูงสุดที่ทนได้เมื่อได้รับไบแอสกลับ (V_r)

เนื่องจากตัวแปรเอาต์พุตทางค่านไฟฟ้ากระแสตรง และตัวแปรส่งถ่าย (Transferparameter) นั้นจะแตกต่างกันโดยขึ้นอยู่กับชนิดของชิ้นส่วนที่เป็นตัวตรวจรับที่ใช้ในออปโตคัพเปลอร์ซึ่งมีรายละเอียดแตกต่างกันขึ้นอยู่กับตัวตรวจรับนั้นๆ ตัวอย่างเช่น

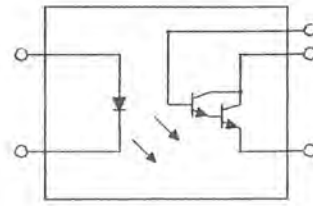
ทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์ (Transistor Coupler) อุปกรณ์ชนิดนี้ได้รับความนิยมมากที่สุดมีความไวระดับกลาง มีราคาถูกตรงจุดเชื่อมต่อ (จักรัน) ภายในระหว่างคอลเลกเตอร์ กับ เบส ของทรานซิสเตอร์สามารถนำสายมาต่อข้างนอกให้ทำหน้าที่เป็นโฟโตไดโอด ซึ่งมีความเร็วในการทำงานสูงยิ่งไปกว่าเดิมดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงออปโตทรานซิสเตอร์คัพเปลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คาร์ลิงตันทรานซิสเตอร์คัพเพลอร์ (Darlington Transistor Coupler) อุปกรณ์ประเภทนี้ให้อัตราส่วนการส่งกระแส หรือมีเกนการขยายสูงสามารถให้กระแสเอาต์พุตเพิ่มขึ้น ซึ่งจะ ได้เกนขยายสูงเป็น 10 เท่า แต่ความเร็วในการทำงานช้ากว่า 10 เท่าของการใช้ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงออปโตแบบคาร์ลิงตันทรานซิสเตอร์คัพเพลอร์

รูปที่ 2.11 เป็นออปโตแบบทรานซิสเตอร์คัพเพลอร์ และรูปที่ 2.12 เป็นแบบคาร์ลิงตันทรานซิสเตอร์คัพเพลอร์นั้นมีหลักการการทำงานเหมือนกัน รอยต่อระหว่างขาคอลเลกเตอร์กับขาเบสถูกทำให้กว้างขึ้น แสงที่ตกกระทบบนรอยต่อจะทำให้เกิดคู่ของอิเล็กตรอนและ โฮลขึ้นมาเกิดการนำกระแสได้ ตัวแปรสำหรับออปโตแบบทรานซิสเตอร์คัพเพลอร์และแบบคาร์ลิงตันทรานซิสเตอร์คัพเพลอร์มีดังนี้

I_C : เป็นกระแสสูงสุดที่ไหลต่อเนื่องผ่านขาคอลเลกเตอร์ (เอาต์พุต)
 $V_{(BR) CBO}$: เป็นแรงดันพังทลายสูงสุดจากขาคอลเลกเตอร์ไปยังขาเบส
 $V_{(BR) CEO}$: เป็นแรงดันพังทลายสูงสุดจากขาคอลเลกเตอร์ไปยังขาอิมิตเตอร์
 $V_{(BR) EBO}$: เป็นแรงดันพังทลายสูงสุดจากขาอิมิตเตอร์ไปยังขาคอลเลกเตอร์
 $CTR_{(a)}$: เป็นอัตราส่วน (เป็นเปอร์เซ็นต์)ต่ำสุดระหว่างกระแสเอาต์พุตของคอลเลกเตอร์สูงสุดต่อกระแสไดโอดที่ค่า V_{CE} และ I_F ที่กำหนด

$V_{CB(Sat)}$: เป็นแรงดันอิมิตเตอร์ระหว่างขาคอลเลกเตอร์ และขาอิมิตเตอร์

ออปโตคัพเพลอร์ที่ใช้สวิตช์สองทิศทางหรือ ไดรแอค (Diac)

ทำงานเมื่อมีแสงมากระตุ้นเป็นภาคเอาต์พุต ถูกออกแบบมาสำหรับใช้ในงาน ซึ่งต้องการ การแยก การทรานซิสเตอร์หรือกระตุ้นตัว ไดรแอค การแยกการสวิตช์ทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับที่มีขนาดกระแสต่ำและการแยกกันทางไฟฟ้ามีค่าสูง อุปกรณ์ชนิดนี้มีตัวแปรสำคัญคือ

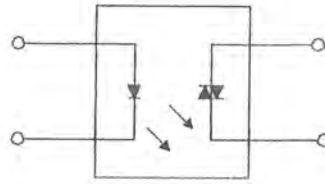
$I_{T(RMS)}$: เป็นค่ากระแส RMS สูงสุด ขณะอยู่ในสถานะที่ทำงาน (On State)

V_{DRM} : เป็นค่าแรงดันซ้ำๆ ระหว่างชั่วเอาต์พุตเมื่ออยู่ในสถานะหยุดทำงาน (Repetitive Off - State Output Terminal Voltage)

V_{TM} : เป็นแรงดันขอคสูงสุด (Peak Voltage) เมื่ออยู่ในสถานะที่ทำงาน

I_{FT} : เป็นค่ากระแสกระตุ้นไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรดสูงสุด ซึ่งต้องการใช้เพื่อคงสถานะให้เอาต์พุตค้าง (Latch) ได้

I_H : เป็นค่ากระแสชืด (Holding Current) ซึ่งต้องการสำหรับเอาท์พุทเพื่อที่จะยังคงสถานะ
ค้างเอาไว้ได้



รูปที่ 2.13 แสดงออปโตไดโอดแบบไดรแอกทีฟเปลอร์

ออปโตไดรแอกทีฟเปลอร์ที่ใช้ SCR ที่ถูกกระตุ้นด้วยแสง

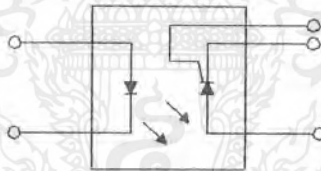
ถูกออกแบบมาสำหรับใช้ในงานที่ต้องการ การแยกกันทางไฟฟ้าที่มีค่าสูงระหว่างวงจรด้านแรงดันต่ำ (ซึ่งใช้ไอซี) และทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูง ตัวแปรที่สำคัญสำหรับอุปกรณ์ที่ใช้ SCR ที่ถูกกระตุ้นด้วยแสงมีดังนี้

$I_{T(RMS)}$: เป็นค่ากระแส RMS สูงสุดเมื่ออยู่ในสถานะที่ทำงาน

V_{DRM} : เป็นค่าแรงดันซ้ำๆระหว่างขั้วเอาท์พุทเมื่ออยู่ในสถานะหยุดทำงาน

V_{RM} : เป็นค่าแรงดันย้อนกลับสูงสุด

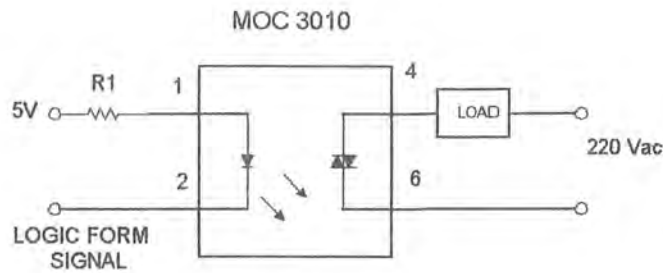
I_{FT} และ I_H : เช่นเดียวกับออปโตไดโอดแบบไดรแอกทีฟเปลอร์



รูปที่ 2.14 แสดงออปโตไดโอดแบบ SCR ักพเปลอร์

การประยุกต์ใช้งานในการนำไปใช้ควบคุม โหลด

รูปแบบโครงงานนี้ ได้นำเอาออปโตไดโอดแบบ ไดรแอกทีฟเปลอร์มาใช้ควบคุม โหลดที่เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ แทนการใช้รีเลย์ และในการควบคุมปราศจากข้อยุ่งยากเหมือนวงจรที่ออกแบบ โดยรีเลย์ ดังนั้นในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะออปโตไดโอดแบบ ไดรแอกทีฟเปลอร์มาประยุกต์ใช้งานเท่านั้น ดังรูปที่ 2.15



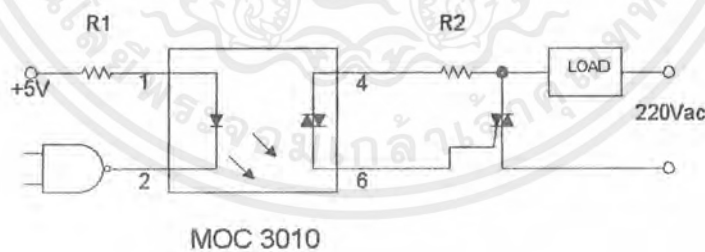
รูปที่ 2.15 วงจรที่ใช้ควบคุมกำลังงานของไฟฟ้ากระแสสลับที่มีค่าไม่สูงมากนัก

จากรูปที่ 2.15 แสดงการใช้ MOC 3010 ในการสวิตช์ เปิด-ปิดกระแสผ่านโหลดที่ต้องการกำลังงานจากไฟฟ้ากระแสสลับเพียงเล็กน้อย เมื่อเอาต์พุตจากลอจิกเกตมีค่าเป็นลอจิก “0” กระแสจะไหลผ่านไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรดที่อยู่ภายในแล้วค่า I_F มีค่าเท่ากับ I_{FT} เอาต์พุตของสวิตช์สองทิศทางจะถูกกระตุ้นให้นำกระแส เนื่องจากสวิตช์สองทิศทางจะนำกระแสทั้งสองทิศทางกำลังงานจะถูกป้อนเข้าสู่โหลดทั้งในระหว่างครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบ และเมื่อเอาต์พุตของลอจิกเกตซึ่งป้อนเข้าสู่ออปโตมีค่าเป็นลอจิก “1” และกระแส I_F จะลดต่ำกว่ากระแสขีด (I_H) จะทำให้สวิตช์สองทิศทางหยุดนำกระแส

ค่ามากที่สุดของ R_1 หาได้จาก

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

โดยที่ V_F และ I_{FT} เป็นตัวแปรของออปโตที่ใช้ และ V_o เป็นแรงดันเอาต์พุตลอจิก “0” ของลอจิกเกต และลอจิกเกตยังต้องสามารถทนค่ากระแสซิงค์ (I_{FT}) ได้โดยมีค่าเผื่อไว้เพื่อความปลอดภัย



รูปที่ 2.16 วงจรที่ใช้ควบคุมกำลังงานของไฟฟ้ากระแสสลับที่มีค่าสูงๆ

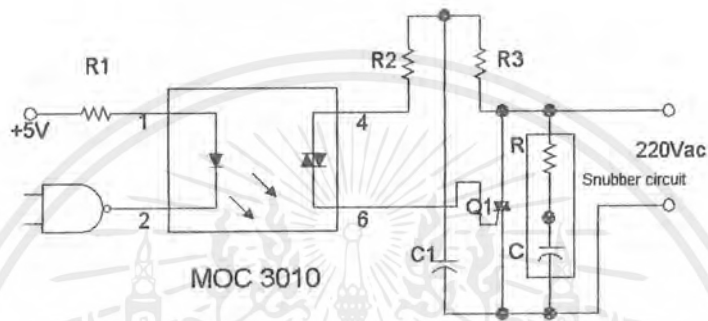
ออปโตคัพเปลอร์ MOC 3010 มีไดรแอกขนาดเล็กเป็นเอาต์พุต สามารถทนกระแสไหลผ่านได้ 100 มิลลิแอมป์ ซึ่งน้อยเกินไปสำหรับการควบคุมไฟฟ้ากระแสสลับผ่านเครื่องใช้ไฟฟ้าทั่วไป แต่ก็เหมาะสมที่จะนำมาสร้างสัญญาณทรigger ไดรแอกกำลังงานสูงภายนอกวงจร ดังรูปที่ 2.16 เอาต์พุตจากออปโตคัพเปลอร์ MOC 3010 ป้อนเข้าสู่เกตของไดรแอกกำลังงานสูง ไดรแอกภายนอกจะต้องเลือกให้ทนกำลังงานได้เพียงพอกับที่โหลดใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า R_1 สามารถคำนวณได้เช่นเดียวกับการคำนวณหาค่า R_1 ในรูปก่อน ถ้ากระแสที่น้อยที่สุดที่ต้องการกระตุ้นให้ไทรแอกทำงานจะเป็นตัวกำหนดค่าสูงสุดของ R_2 ในขณะที่กำลังงานสูญเสียของเกทของตัวไทรแอกจะเป็นตัวกำหนดค่าต่ำสุดของ R_2 ที่มากที่สุดหาได้จาก

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

โดยที่ V_{TM} เป็นตัวแปรในช่องเอาต์พุตในตาราง, I_{GM} เป็นกระแสเกทสูงสุดที่ใช้กระตุ้นการทำงานของไทรแอก และ V_s เป็นแรงดันของแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ



รูปที่ 2.17 การควบคุมโหลดแบบอินดักทีฟโหลด

วงจรในรูปที่ 2.17 กรณีที่โหลดเป็นอินดักทีฟโหลด เช่น มอเตอร์ มักจะมีพัลส์ของ Back Emf เกิดขึ้นเมื่อมีกระแสผ่านขดลวด พัลส์ดังกล่าวสามารถทำให้การทำงานของไทรแอก ภายในออปโตคัพเปลอร์ทำงานผิดพลาดได้ จึงแก้ปัญหาโดยการใช้วงจร Snubber ต่ออยู่กับโหลดพร้อมไทรแอกภายนอก ขนาดของอุปกรณ์ภายในวงจร Snubber ขึ้นอยู่กับค่าอินดักแตนซ์และความต้านทานของโหลด

		ค่าต่ำสุด	ค่าปกติ	ค่าสูงสุด	หน่วย
อินพุต	I_F			50	mA
	$V_F (I_F = 10\text{ma})$		1.2	1.5	V
	V_R			3	V
เอาต์พุต	I_T (RMS)			100	mA
	V_{DRM}			250	V
	$V_{TM} (I_T = 100\text{ma})$			3	V
ตัวแปรเชื่อมโยง	I_F		8.0	15	mA
	I_H		100		uA

ตารางที่ 2.5 คุณสมบัติของ ไอซีเบอร์ MOC 3010



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

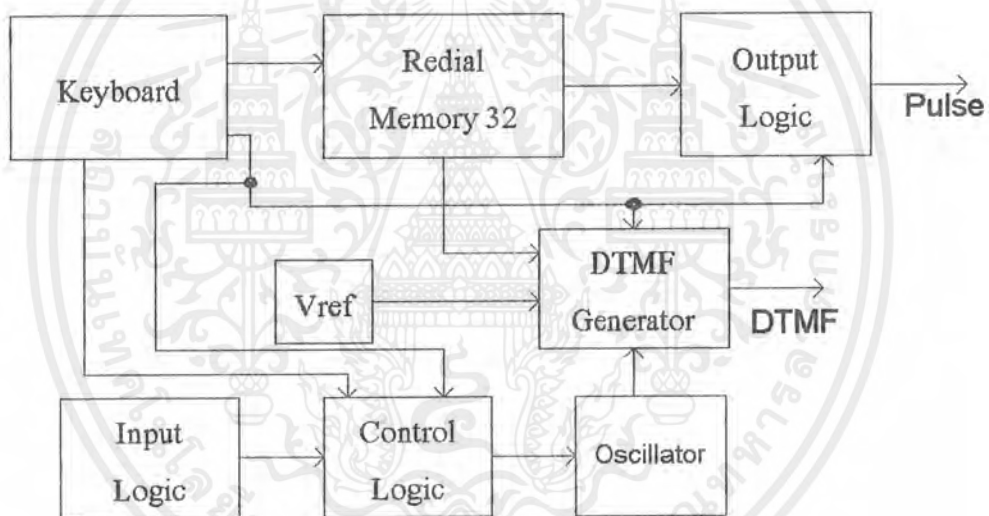
บทที่ 3

การคำนวณ และ การสร้าง

3.1 ภาคสร้างสัญญาณ DTMF

จากที่ได้รู้มาแล้วว่าสัญญาณ DTMF เกิดจากการรวมกันของความถี่ 2 ความถี่ ซึ่งหากใช้วงจร ออสซิลเลเตอร์ 1 ชุด ผลิตความถี่ 1 ความถี่ ก็จะเป็นการสิ้นเปลือง และทำให้วงจรมีขนาดใหญ่เกินไป ซึ่งใน โครงงานนี้จะใช้ ไอซี ที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณ DTMF โดยเฉพาะทำให้ลดขนาดของวงจรลงมาได้มาก และ เป็นการประหยัดอุปกรณ์

ไอซีตัวนี้ปกติจะมีอยู่ในอุปกรณ์จำพวกที่เกี่ยวกับ โทรศัพท์ทั่วไป โดยจะผลิตสัญญาณ ได้ทั้ง แบบ DTMF และพัลส์ ซึ่งเราจะนำเอาสัญญาณ DTMF ที่ได้นี้มาประยุกต์ใช้งานกับวงจรควบคุมบล็อกการ ทำงานของวงจรแสดงดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกการทำงานของไอซีผลิตสัญญาณ DTMF

จากรูปเป็นบล็อกแสดงการทำงานอย่างคร่าวๆ โดยมีการทำงานดังนี้คือ

Keyboard Logic ซึ่งต่อกับสวิตช์แบบเมตริกซ์ภายนอก จะทำการตรวจสอบสถานะการกด สวิตช์ ว่าสวิตช์ที่ถูกกดในขณะนั้นคือสวิตช์หมายเลขใด จากนั้นก็จะส่งสัญญาณไปยังภาคผลิตสัญญาณให้ทำการ ผลิตสัญญาณ โดยที่มีสัญญาณ 2 แบบให้เลือกคือ แบบพัลส์ และ แบบ DTMF ซึ่งเลือกได้จากเซตโหมดการ ทำงานที่ Input Logic ในกรณีเลือกโหมดการผลิตสัญญาณแบบ DTMF นั้นเมื่อ Keyboard Logic ส่งสัญญาณ แจ้งตำแหน่งสวิตช์มาแล้ว DTMF Generator ก็จะทำการผลิตสัญญาณ DTMF ออกมาตามเลขหมายที่กด เช่น กดเลข 5 ก็จะทำการผลิตสัญญาณ DTMF จากความถี่ 1336 Hz และ 770 Hz ออกมาเป็นต้น ส่วนในกรณีของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พัลส์ Output Logic ก็จะทำการผลิตสัญญาณพัลส์เป็นจำนวนเท่ากับเลขหมายที่กด ซึ่งจะมีใช้ได้เพียง เลข 0-9 เท่านั้นและเลข 0 จะทำการผลิตพัลส์ขึ้นมา 10 พัลส์ไม่ใช่ 0 พัลส์

ในส่วนที่เหลือจะมีหน้าที่การทำงานดังนี้ คือ

Oscillator จะทำหน้าที่ผลิตสัญญาณอ้างอิงขึ้นมา เพื่อป้อนให้กับ Control Logic และ DTMF Generator

Control Logic ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของส่วนต่างๆ เช่น การควบคุมการทำงานของส่วนผลิตสัญญาณว่าจะให้เป็นพัลส์ หรือ DTMF , ควบคุมการทำงานของ Redial Memory 32D เป็นต้น

Redial Memory 32D ทำหน้าที่เก็บชุดตัวเลขชุดสุดท้ายที่เพิ่งกดไป จำนวน 32 จิตติ และจะทำการส่งรหัสเลขหมายนี้ให้กับภาคผลิตสัญญาณ ในกรณีที่ผู้ใช้กดสวิทช์ Redial หรือทวนเลขหมาย

Input Logic จะเป็นตัวเขตค่าสถานะการทำงานต่างๆคือ

- กำหนดอัตราส่วนของช่วงเวลาที่ตั้งสัญญาณและหยุดส่งสัญญาณ
- กำหนดสถานะ Hook off หรือ Hook on
- กำหนดโหมดการส่งสัญญาณว่าเป็นแบบพัลส์หรือแบบ DTMF

ในส่วนของภาคกำเนิดสัญญาณควบคุมในที่นี้ได้ใช้ไอซี HM 9102D ซึ่งเป็นไอซีกำเนิดสัญญาณ DTMF สำเร็จรูป ทำให้ง่ายต่อการออกแบบวงจร จะเป็นตัวกำเนิดสัญญาณ DTMF ตามเป้าหมายเลขที่กดซึ่งจะใช้วิธีการตรวจตำแหน่งแถวและหลัก โดยสามารถดูตำแหน่งต่างๆได้จากภาคผนวก

ที่ไอซี HM 9102D นี้ใช้คริสตอล 3.579 MHz ต่อเข้ากับขา OSC1 และ OSC2 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์เพื่อนำไปใช้สร้างสัญญาณ DTMF หรือ พัลส์ที่ต้องการอีกทีหนึ่ง

ที่ขา HK นี้จะทำหน้าที่ตรวจสอบสถานะการขงหูโทรศัพท์ หากมีการขงหูโทรศัพท์หรือมีการป้อนแรงดัน Vss ให้กับที่ขานี้ก็จะทำให้ไอซีนี้ทำงาน

ขา M/B เป็นขาที่ทำหน้าที่กำหนดอัตราส่วน make / break ของสัญญาณ โดยที่ถ้าป้อนแรงดัน VDD ให้กับขานี้ก็จะได้อัตราส่วน 33.3 /66.6 ถ้าป้อนแรงดัน Vss. ให้กับขานี้ก็จะได้อัตราส่วน 40 /60

ขา Mode Select เป็นขาที่ทำหน้าที่เลือกสัญญาณเอาท์พุท ที่ต้องการว่าจะให้เป็น DTMF หรือเป็นพัลส์ โดยที่ถ้าป้อนแรงดัน Vss ให้กับจะเป็นการเลือกเอาท์พุทเป็น DTMF

ขา TONE เป็นขาเอาท์พุทที่ส่งสัญญาณ DTMF

ขา DP เป็นขาเอาท์พุทที่ส่งสัญญาณพัลส์ โดยที่ถ้าเลือกให้ผลิตสัญญาณเอาท์พุทเป็น DTMF แล้วจะไม่มีการส่งสัญญาณเอาท์พุทออกที่ขานี้

สัญญาณ DTMF ที่ได้จะถูกส่งไปยังภาคถอดรหัสสัญญาณควบคุมต่อไป

3.2 ภาคถอดรหัสสัญญาณ DTMF

โทรศัพท์ชนิดกดปุ่มแบบ DTMF ประกอบด้วยปุ่มกดจำนวน 12 ปุ่ม มีการทำงานเป็นแบบ Dual Tone Multi Frequency เป็นกจะแบ่งเป็น Row 4 แถว และ Colum 3 แถว ประกอบกันเป็นรูป Matrix ในแต่ละ Row แต่ละ Colum จะมีค่าความถี่ประจำตำแหน่งอยู่ดังรูปที่ 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

		C1 1209Hz	C2 1336Hz	C3 1447Hz
R1	697Hz	1	2	3
R2	770Hz	4	5	6
R3	852Hz	7	8	9
R4	941Hz	*	0	#

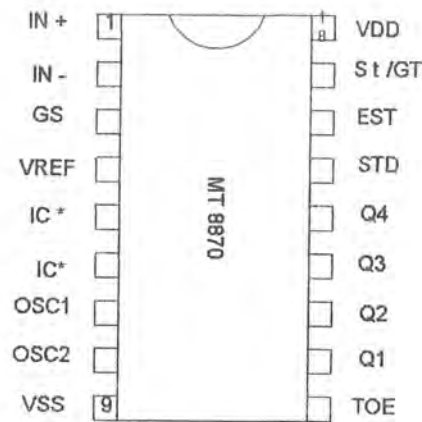
รูปที่ 3.2 แสดงค่าความถี่ประจำหมายเลข ในระบบ โทรศัพท์แบบกดปุ่ม

เมื่อกดปุ่มหมายเลขใดหมายเลขหนึ่ง ปุ่มหนึ่ง จะประกอบไปด้วย Tone เสียง 2 ความถี่ด้วยกัน คือ ความถี่สูงความถี่ต่ำ (ทางด้าน Colum และ Row ตามลำดับ) ซึ่งแต่ละหมายเลขจะให้ค่าความถี่ออกมา 2 ความถี่ด้วยกัน จากปุ่มกดจะพบว่าหมายเลข 1,4,7 และ * อยู่ใน Colum ที่ 1 โดยหมายเลข 1,2,3 อยู่ใน Row 1 ตัวเลขแต่ละตัวเป็นการพบกันของความถี่ทาง Row และความถี่ทาง Colum ยกตัวอย่างเช่นเมื่อกดปุ่มหมายเลข “5” จะอยู่ใน Colum ของ 1336 Hz และ Row ของ 770 Hz ดังนั้นจะได้ความถี่ Output ออกมา 2 ความถี่ คือ 1336 Hz และ 770 Hz ซึ่ง เรียกว่า DTMF ดังนั้นในการสร้างวงจรเพื่อถอดรหัสค่าความถี่เหล่านี้นั่นเอง ในปัจจุบันได้มีอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่นี้โดยเฉพาะคือ ไอซี เบอร์ MT 8870 ของบริษัท Intel ซึ่งทำหน้าที่รับสัญญาณ DTMF มาแปลงให้เป็นค่าตัวเลขฐานสองขนาด 4 บิต ซึ่งในโครงงานนี้จะใช้ ไอซี เบอร์นี้มาทำเป็นตัวถอดรหัส DTMF

คุณสมบัติของ MT 8870

- เป็นตัวรับและถอดรหัสความถี่ DTMF
- กินไฟน้อย ใช้ไฟเลี้ยงระดับเดียวกับ TTL
- สามารถตั้งอัตราการขยายภายใต้ ไอซี ได้
- สามารถปรับ Guard Time
- เป็น ไอซี คุณภาพสูง

ไอซีเบอร์ MT 8870 นี้จะทำหน้าที่รับสัญญาณ DTMF ซึ่งเป็นสัญญาณ Analog สองความถี่ได้ เป็นอย่างชัดเจนแม้ว่าสัญญาณที่ได้จากการกดปุ่มของ โทรศัพท์แบบทัช โทนจะมีลักษณะไม่เป็นคลื่น Sine ที่แท้จริงก็ตาม ดังรูปที่ 3.3 ไอซีเบอร์นี้ก็สามารถยอมรับและถอดรหัสออกมาได้



* ต่อกับ VSS

MT 8870BE 18 PIN PLASTIC

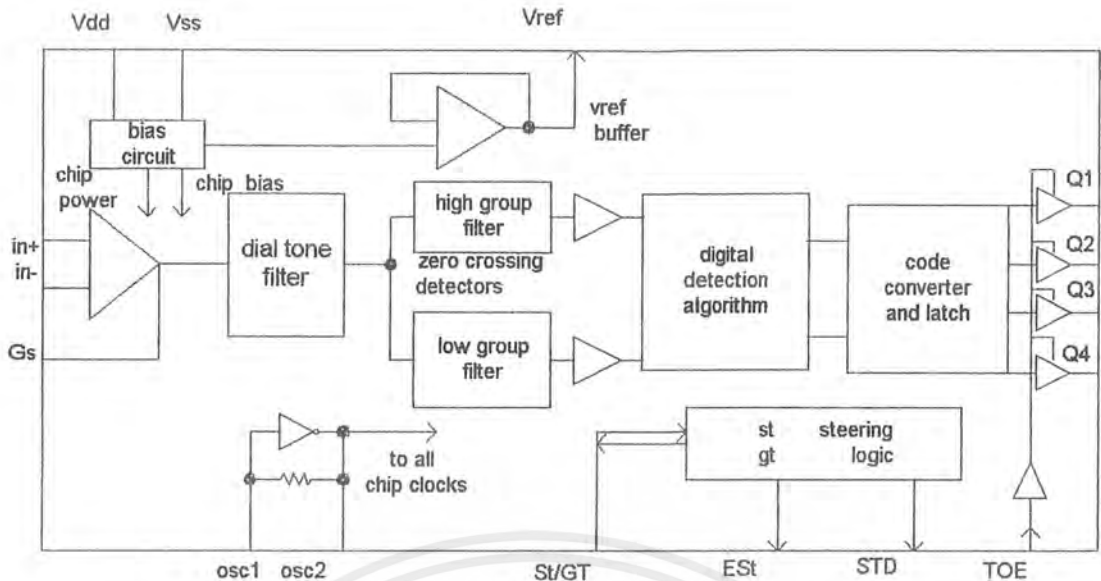
MT 8870RC 18 PIN CERDIP

รูปที่ 3.3 แสดงรายละเอียดของ MT 8870

โครงสร้างภายในไอซีถอดรหัสความถี่โทรศัพท์ (MT 8870)

เนื่องจากเครื่องโทรศัพท์ที่ใช้อยู่ในปัจจุบันนั้นส่วนมาก เป็นระบบคดปุ่ม หรือที่เรียกกันว่า DTMF (Dual Tones Multi Frequency) ซึ่ง Tone ค้างกล่าวสามารถนำมาถอดรหัสให้เป็นสัญญาณดิจิทัล เพื่อนำมาใช้ประโยชน์ทางการควบคุม เช่น งานด้านรีโมทคอนโทรล

โครงสร้างของ MT 8870 ประกอบไปด้วยวงจรรองความถี่ และวงจรถอดรหัสฟังก์ชันทางดิจิทัล ซึ่งเป็นไอซีที่สร้างขึ้นโดยใช้เทคโนโลยี ISO2-CMOS ในส่วนของวงจรรองความถี่ใช้เทคนิคของสวิทช์คาปาซิเตอร์ สำหรับรองความถี่สูงและต่ำส่วนวงจรถอดรหัสใช้เทคนิคการนับทางดิจิทัล เพื่อตรวจจับสัญญาณ และถอดรหัสทั้ง 16 ความถี่ให้ออกเป็นเลขฐานสองขนาด 4 บิตและเซ็ทช่วงเวลาสัญญาณเข้ามา ส่วนภาคอินพุตเป็นออปแอมป์ซึ่งสามารถปรับอัตราขยายได้ ส่วนภาควงจรเอาต์พุตเป็นวงจรเลข 3 สถานะดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงโครงสร้างภายใน MT 8870

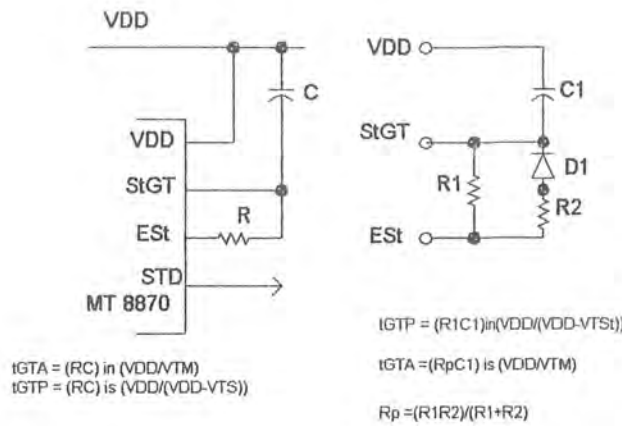
ฟังก์ชันการทำงานภายในของ MT 8870 แบ่งได้ออกเป็น 5 ส่วนคือ

1. ภาคกรองความถี่ (Filter Section) ในส่วนนี้จะแยกสัญญาณ DTMF เข้ามาออกเป็น 2 กลุ่มความถี่ คือ ช่วงความถี่สูงและช่วงความถี่ต่ำ โดยใช้วงจรกรองแถบความถี่อันดับ 6 ชนิด สวิตซ์คาปาซิเตอร์ (Six-Order Switched Capacitor Band Pass Filter)
2. ภาคถอดรหัส (Decode Section) ความถี่ที่ได้ถูกกรองเรียบร้อยแล้วจะผ่านเข้าวงจรถอดรหัสความถี่ออกเป็นตัวเลข โดยใช้เทคนิคการนับแบบดิจิทัลและมีการตรวจสอบความถี่ที่เข้ามาว่าเป็นความถี่มาตรฐาน DTMF หรือไม่เพื่อป้องกันความถี่อื่นเข้ามาผสม เมื่อตรวจสอบได้ว่าความถี่ถูกต้องสัญญาณที่ขา Est (Early Steering) ก็จะถูกแยกที่ฟ สำหรับค่าที่ถอดรหัสได้จากความถี่ต่างๆดังตารางแสดงความถี่ดังตารางที่ 3.1

F_{Low}	F_{High}	NO.	TOE	Q4	Q3	Q2	Q1
697	1209	1	H	0	0	0	1
697	1336	2	H	0	0	1	0
697	1477	3	H	0	0	1	1
770	1209	4	H	0	1	0	0
770	1336	5	H	0	1	0	1
770	1477	6	H	0	1	1	0
852	1209	7	H	0	1	1	1
852	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 3.1 แสดงตารางค่าลอครหัสที่ได้จากควมถี่ต่างๆ

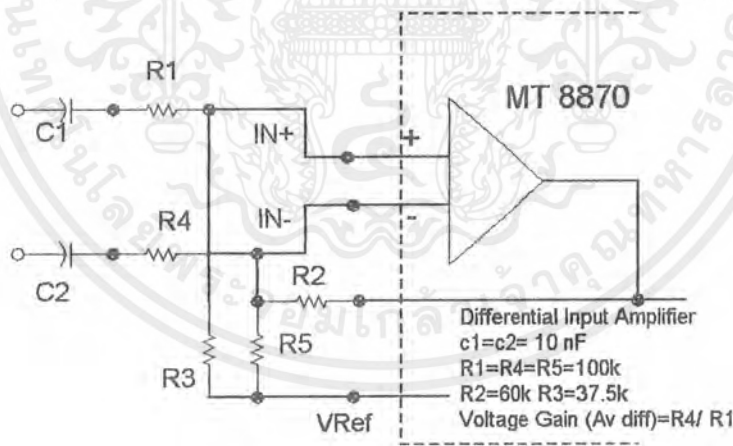
3. ภาคตรวจสอบสัญญาณ (Steering Circuit) ก่อนที่จะมีการลอครหัสความถี่ออกไปที่เอาต์พุตจะมีการตรวจสอบช่วงความถี่ที่เข้ามาว่ามีระยะเวลาตามกำหนดหรือไม่ โดยสังเกตจากระยะเวลา การกดปุ่มที่หน้าปิดของโทรศัพท์ ซึ่งต้องกดปุ่มให้มีความถี่ออกมาเป็นช่วงๆ เป็นเวลาพอสมควร ไม่เช่นนั้นวงจรส่วนนี้จะไม่ได้รับ โดยที่ว่าสัญญาณนั้นไม่ถูกต้อง ส่วนช่วงเวลาระยะยาวเท่าใดสามารถตั้งได้ โดย RC ต่อภายนอก สัญญาณที่ขา Est จะเป็นระดับสูง (High) นานใกล้เคียงกับระยะเวลาที่ความถี่ DTMF เข้ามา เมื่อขา Est เป็น "High" ทำให้ V_c สูงขึ้นถึงค่าเทรช โวลต์วงจรลอครหัสจึงจะลอครหัสออกเป็นเลข 4 บิต ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรตรวจสอบสัญญาณและกำหนดเวลาการ์ดใหม่

4. ภาคขยายสัญญาณความแตกต่าง (Differential Input) วงจรส่วนอินพุทของ MT 8870 เป็นภาคขยายออปแอมป์ที่สามารถปรับอัตรา โดยต่อวงจรภายนอกเพิ่มเข้าไปดังรูปที่ 3.6 แสดงการต่อวงจรภายนอกเข้ากับอินพุท ซึ่งสามารถคำนวณอัตราขยายความแตกต่างของอินพุทและอิมพีแดนซ์ได้

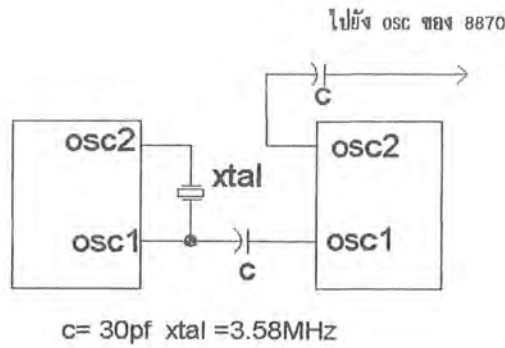
อัตราขยาย $(A_v \text{ diff}) = R_5/R_1$
 อินพุทอิมพีแดนซ์ $(Z_{in} \text{ diff}) = 2((R_1^2 + (1/Wc)^2)^{1/2})$



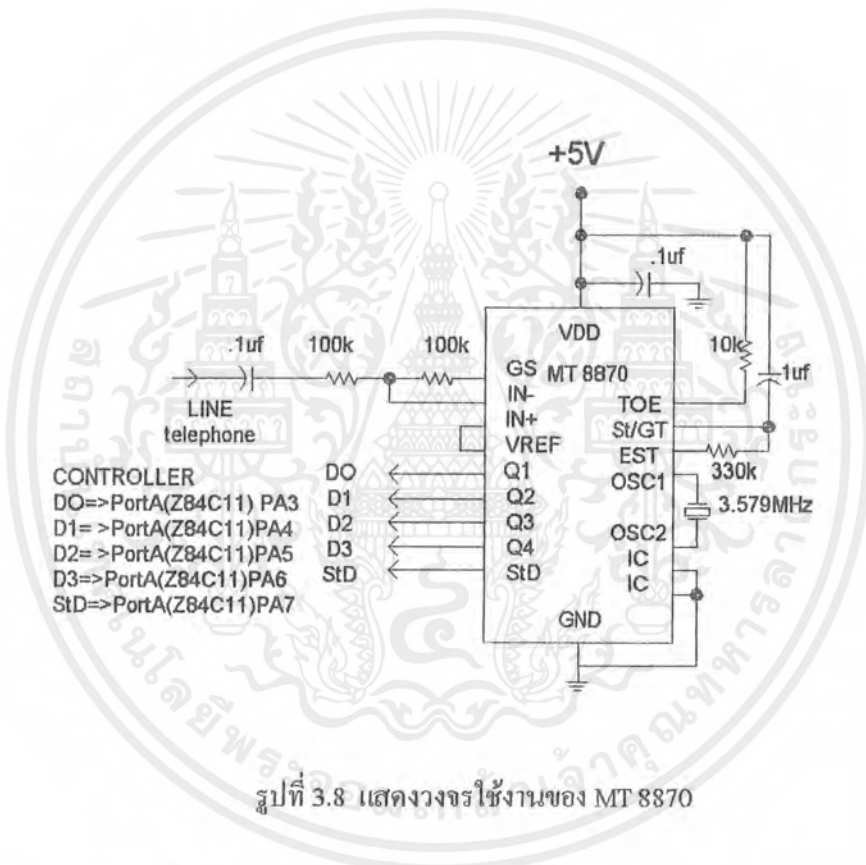
รูปที่ 3.6 แสดงการต่อวงจรภาคอินพุท

5. ภาคกำเนิดความถี่ (Oscillator) ในภาคนี้ไอซีจะมีวงจรอยู่แล้วภายใน เพียงแต่ต่อแร่คริสตัลก็สามารถใช้งานได้ทันทีดังรูปที่ 3.7 และรูปที่ 3.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 แสดงการต่อวงจรผลิตความถี่



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรใช้งานของ MT 8870

สัญญาณ DTMF ที่ถูกส่งมาจากภาคส่งสัญญาณจะถูกแยกองค์ประกอบของสัญญาณเพื่อนำเอาข้อมูลที่ได้ไปเข้ารหัสเลขฐานสองอีกครั้งหนึ่ง ก่อนส่งไปควบคุมที่ภาคเอาต์พุต เกือบทั้งหมดนี้เราสามารถทำงานโดยใช้ไอซีเพียงตัวเดียว ในโครงงานนี้ใช้ไอซีเบอร์ MT 8870 ซึ่งเป็นไอซีอครหัสที่ใช้งานกันอย่างแพร่หลาย

โครงสร้างภายในของ MT 8870 ประกอบไปด้วย ภาคกรองความถี่, ภาคลดรหัส, ภาคตรวจสอบสัญญาณ, ภาคขยายสัญญาณอินพุต และภาคกำเนิดความถี่

การทำงานจะเริ่มจากสัญญาณจากภาคส่งสัญญาณ ถูกป้อนเข้ามาทางอินพุต ซึ่งจะถูกลขยายโดยออปแอมป์ จากนั้นสัญญาณที่ถูกลขยายแล้วจะถูกส่งต่อไปยังภาคกรองสัญญาณ ซึ่งมีอยู่ 2 ส่วนคือ ส่วนกรองสัญญาณ DTMF เป็นแบนด์พาสฟิลเตอร์ ทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะสัญญาณ DTMF ออกมาเนื่องจากสัญญาณเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ส่งมาจากภาคส่งสัญญาณ อาจมีสัญญาณอื่นปะปนเข้ามาระหว่างทางได้ จึงจำเป็นต้องกรองออกไป และยังมี ส่วนกรองสัญญาณความถี่สูงกับกรองความถี่ต่ำ

ที่ภาคกรองความถี่สูงจะกรองเฉพาะกลุ่มความถี่สูงของ DTMF และภาคกรองความถี่ต่ำก็จะกรองเอา เฉพาะกลุ่มความถี่ต่ำของ DTMF จากนั้นสัญญาณทั้ง 2 ส่วน ที่ผ่านวงจรกรองแล้วจะถูกส่งต่อไปยังภาคถอดรหัสเพื่อทำการแปลงความถี่ DTMF ที่ได้ ให้เป็นรหัสเลขฐานสอง

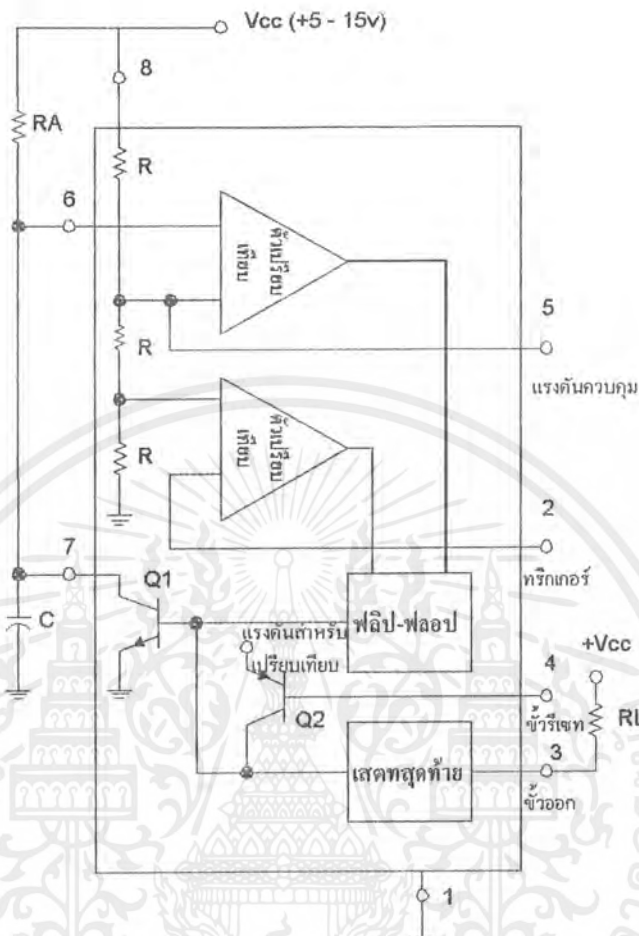
แต่ถึงแม้ว่าภาคกรองความถี่จะมีถึง 2 ส่วน แต่ก็ไม่แน่ว่าความถี่ที่ผ่านวงจรกรองมาได้จะเป็นความถี่ DTMF ที่ถูกต้องเสมอไป แต่อาจเป็นสัญญาณรบกวนที่มีความถี่ใกล้เคียงกันได้ ดังนั้นจึงต้องมีการตรวจสอบสัญญาณเพื่อตรวจสอบว่า ความถี่ที่ผ่านวงจรกรองมาได้ ใช่ความถี่ DTMF ที่ต้องการหรือไม่โดยมีการ ตรวจสอบทั้งที่ภาคถอดรหัสสัญญาณ และภาคตรวจสอบสัญญาณ ซึ่งที่ภาคตรวจสอบสัญญาณจะตรวจสอบ ดูว่าช่วงเวลาที่ยังสัญญาณปรากฏถูกต้องตามค่าที่กำหนดไว้หรือไม่ กล่าวคือถ้าเวลาที่สัญญาณปรากฏ สั้นกว่า เวลาที่ตั้งไว้ก็จะถือว่าสัญญาณนั้นมีความผิดพลาด ไม่ใช่สัญญาณที่ต้องการ ก็จะ ไปควบคุมสถานะเอาต์พุต บัพเฟอร์ของ ไอซี ให้เป็น ไฮอิมพีแดนซ์ นั่นคือจะ ไม่มีสัญญาณเอาต์พุตของ ไอซี

การถอดรหัส DTMF จะใช้ ไอซี MT 8870 เป็นตัวถอดรหัส โดยสัญญาณ DTMF ที่ถูกส่งมาจากภาค กำเนิดสัญญาณควบคุมจะถูกป้อนผ่าน C1 ไปยัง ไอซีถอดรหัส ซึ่งจะทำการแปลงสัญญาณ DTMF ให้ เป็นรหัสเลขฐานสอง 4 บิต ออกมาทางขา Q1,Q2,Q3 และ Q4 โดยที่ Q1 เป็นตำแหน่งบิตสูงสุดและ Q4 เป็น ตำแหน่งบิตต่ำสุด จากนั้นรหัสเลขฐานสอง 4 บิต จะถูกส่งต่อไปยัง ไอซีเบอร์ 74154 ซึ่งเป็น ไอซีถอดรหัสเข้า 4 ออก 16 รหัส ไบนารีจะถูกแปลงเป็นหมายเลขต่างๆ แล้วแสดงผลออกทางขาหมายเลขนั้น ซึ่งจะถูกใช้เป็น สัญญาณนาฬิกาป้อนให้กับภาคตัดต่อสวิทช์

ในส่วนของ ไอซี MT 8870 นี้จะใช้คริสตอล 3.579 MHz ต่อเข้ากับขา Oscillator ทั้ง 2 ขาของ ไอซี ซึ่งภายในจะเป็นนอร์เกต ทำหน้าที่เป็นตัวกำเนิดสัญญาณอ้างอิงภายใน ไอซีเพื่อใช้ถอดรหัสความถี่ DTMF

3.3 การทำงานของวงจรตั้งเวลา

ไอซีวงจรถัดเวลา (IC - 555)



รูปที่ 3.9 แสดง โครงสร้างภายในของไอซี 555

การทำงานของไอซี 555 อธิบายได้โดย ใช้วงจรในรูปที่ 3.9 สัญญาณพัลส์ลบถูกป้อนเข้าทางขา 2 เป็นสัญญาณทรigger เพื่อทำการทรigger ให้วงจรเริ่มทำงาน แรงดันที่ขั้วบวกของอินพุตของตัวเปรียบเทียบ 2 จะมีการวางหนึ่งในสามของแรงดันจ่ายไฟเลี้ยง (V_{cc}) และความต้านทานสามตัวที่ต่ออนุกรมกันในรูปมีค่าเท่ากัน ดังนั้นขนาดของสัญญาณพัลส์ลบจะต้องมีค่าต่ำกว่าค่าของแรงดันอินพุตของตัวเปรียบเทียบ 2 หรือมีค่าน้อยกว่าหนึ่งในสามของแรงดันจ่ายไฟเลี้ยง

เมื่อยังไม่มีสัญญาณพัลส์ลบทรานซิสเตอร์ Q1 จะนำไฟฟ้า กระแสไฟฟ้าทั้งหมดจากแรงดันจ่ายไฟเลี้ยงจะผ่าน R_A ไปยังทรานซิสเตอร์ ดังนั้นตัวเก็บประจุ C ที่อยู่ภายนอกจะยังไม่ได้รับการประจุ แต่เมื่อป้อนสัญญาณทรigger เข้าที่ขา 2 ของไอซี ตัวเปรียบเทียบ 2 จะสวิทช์ต่อไปยังวงจร ฟลิปฟลอป เมื่อฟลิปฟลอปทำงานจะยังผลให้ทรานซิสเตอร์ Q1 กัทออฟ

ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่าน R_A จึงไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q1 ไม่ได้จึงจำเป็นต้องไหลต่อลงไปยังขั้วประจุให้ตัวเก็บประจุ C เมื่อแรงดันที่ตัวเก็บประจุ C มีค่าสูงขึ้นเรื่อยๆ จนมีค่าถึงประมาณ $2/3$ ของแรงดันไฟ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลี้ยงเมื่อไรวงจรเปรียบเทียบกับ 1 ก็จะทำงานทันทีทำให้เกิดกระแสต้นฟลิปฟลอปให้เปลี่ยนสถานะกลับมายังเดิมอีกครั้ง จะเห็นได้จากวงจรว่าแรงดันคร่อม C ที่จะเป็นตัวกระตุ้นให้ตัวเปรียบเทียบ 1 ทำงานได้นั้นขึ้นอยู่กับ การควบคุมแรงดันเข้าขั้วลบของตัวเปรียบเทียบ โดยขา 5 ของ ไอซี

เมื่อฟลิปฟลอปถูกสวิตช์ให้กลับมายังสถานะเดิม ทราานซิสเตอร์ Q1 ก็นำไฟฟ้าอีกครั้ง C จะถูกคายประจุและเตรียมพร้อมสำหรับการทำงานรอบต่อไป จะเห็นว่าการทำงานเป็นการตั้งเวลา 1 ครั้งจะใช้เวลาประมาณ $1.1 \cdot R \cdot C$ และถ้าไม่มีการควบคุมแรงดันที่ขา 5 เวลาที่ใช้ในการประจุเป็นตัวตั้งเวลาจะมีค่าในการชาร์จประจุ C ให้มีค่าเพียง 2/3 ของแรงดันจ่ายไฟเลี้ยง

3.3.1 เอาท์พุทของไอซี

จากวงจรในรูปที่ 3.9 จะเห็นว่าแรงดันเอาท์พุทเกิดการเปลี่ยนแปลงทันที ในช่วงเวลาเริ่มทำงานกับช่วงสุดท้ายของการตั้งเวลา แรงดันออกที่ขา 3 จึงมีค่าอยู่สองระดับ ค่าหนึ่งที่ระดับสูงจะมีค่าน้อยกว่าแรงดันจ่ายไฟเลี้ยงเพียงเล็กน้อยส่วนค่าที่ระดับต่ำจะมีค่าเกือบเท่ากับแรงดันที่กราวด์

ถ้าวงจรต่อดังรูปที่ 3.9 จะเห็นว่าแรงดันเอาท์พุทจะมีค่าอยู่ที่ระดับต่ำ และเมื่อมีพัลส์มาทริก วงจรแรงดันเอาท์พุทก็จะถูกเปลี่ยนไปยังค่าระดับสูงทันที เมื่อสิ้นสุดของการตั้งเวลาเอาท์พุทก็จะกลับมาระดับต่ำอีกครั้ง

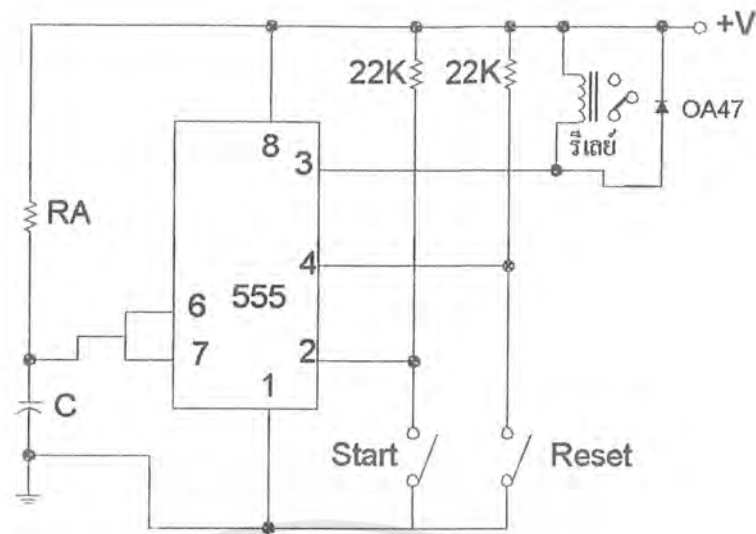
จากรูปที่ 3.9 กระแสจะไหลผ่านความต้านทานโหลด เมื่อแรงดันออกอยู่ที่ระดับต่ำ และมีกระแสเพียงเล็กน้อยไหลผ่านความต้านทานโหลดเมื่อแรงดันเอาท์พุทอยู่ระดับสูง แต่อย่างไรก็ดี ถ้าความต้านทานโหลดถูกต่อจากขาสามลงกราวด์ จะมีกระแสไหลผ่านโหลดจำนวนมากเมื่อแรงดันเอาท์พุทที่ระดับสูงกระแสสูงสุดที่ไหลที่ขา 3 จะมีค่าประมาณ 200 ma

พัลส์ที่เอาท์พุทจากวงจร 555 มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและลงได้อย่างรวดเร็ว สามารถเร็วถึงขนาด 100 นาโนวินาที

3.3.2 แรงดันจ่ายไฟเลี้ยง

แรงดันที่ป้อนเลี้ยงวงจรไอซี 555 จะมีค่าเท่าใดก็ได้อยู่ระหว่าง 4.5 V ถึง 15 V แต่ในบางครั้งสามารถใช้แรงดันไฟเลี้ยงเกิน 15 V ได้ และกระแสที่ป้อนจะมีค่าราวๆ 2-3 มิลลิแอมแปร์ ตามรูปที่ 3.10 ถ้าแรงดันจ่ายไฟเลี้ยงเพิ่มขึ้นกระแสที่ไหลผ่าน RA ไปยัง C ก็จะเพิ่มขึ้นและแรงดันที่คร่อมตัว R ในรูปก็จะเพิ่มขึ้น ดังนั้นถ้าแรงดันจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าไม่คงที่ จะมีผลต่อเวลาของการตั้งเวลามาก โดยที่เวลาที่ตั้งไว้สั้นลงไม่มากนัก ถ้าเปรียบเทียบกับ การเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟเลี้ยง

ถ้าช่วงเวลาของแรงดันจ่ายไฟเลี้ยงเปลี่ยนแปลงไปโดยช่วงที่เวลาของการเปลี่ยนแปลง มีค่าน้อยกว่าช่วงเวลาของการตั้งเวลา อาจต่อตัวเก็บประจุ C จากขา 5 ลงกราวด์ เพื่อจะทำให้แรงดันที่ขา 5 คงที่ ตัวเปรียบเทียบ 1 จะได้รับแรงดันเปรียบเทียบที่คงที่ ซึ่งจะทำให้ช่วงเวลาของการตั้งไม่ขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟเลี้ยงอีกต่อไป



รูปที่ 3.10 แสดงการใช้งานของไอซี 555

3.3.3 ช่วงเวลาที่ตั้ง

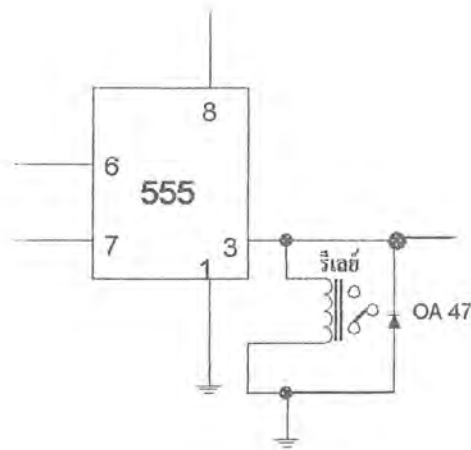
ช่วงเวลาที่ตั้งมีค่าประมาณ $1.1 RA * C$ นั่นคือ $RA = 100 \text{ k}\Omega$ $C = 10 \text{ }\mu\text{F}$ เวลาที่ตั้งได้จะมีค่า 1.1 วินาที และถ้าลด C เหลือ 10 nF โดยให้ $RA = 100 \text{ k}\Omega$ ช่วงเวลาจะมีค่า 1.1 มิลลิวินาที และถ้าให้ RA เป็น $10 \text{ M}\Omega$ และ $C = 100 \text{ }\mu\text{F}$ ช่วงเวลาจะเป็น 1100 วินาที

ค่า R สูงสุดที่ใช้ได้จะมีค่าราวๆ $10 \text{ M}\Omega$ กระแสที่ไหลผ่านขา 6 ของไอซีจะมีค่า $0.1 \text{ }\mu\text{A}$ แต่ขานี้ กระแสสูงสุดจะมีค่าราวๆ $0.25 \text{ }\mu\text{A}$ ดังนั้นเพื่อป้องกันความปลอดภัยจึงใช้ RA ไม่ควรเกิน $10 \text{ M}\Omega$ เมื่อใช้ C เป็นชนิดอิเล็กโตรไลติก กระแสรั่วใน C อาจทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม RA และถ้าแรงดันค่านี้สูงจะทำให้ วงจรไม่สามารถทำงานได้ ดังนั้น C ที่ใช้จึงมีขีดจำกัดประมาณ $1000 \text{ }\mu\text{F}$ และควรใช้ชนิดที่มีกระแสรั่วไหล น้อย

3.3.4 การควบคุมแรงดัน

แรงดันที่ขา 5 ไม่ควรอยู่ในช่วง 0.75 เท่าของแรงดันจ่ายไฟเลี้ยง แรงดันนี้ควรจะมีค่าประมาณไม่เกิน 1.5 V ซึ่งจะเป็นผลทำให้ทรานซิสเตอร์ในตัวไอซีทำงานได้ถูกต้อง ถ้าแรงดันจ่ายไฟเลี้ยงมีค่า 15 V แรงดันควบคุมจะมีค่าราวๆ จาก 0.1 ถึง 0.75 เท่าของแรงดันจ่ายไฟเลี้ยง ถ้าแรงดันจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าน้อย ช่วงแรงดันควบคุมนี้ก็ควรจะมีค่าน้อยตาม เช่นถ้าแรงดันจ่ายไฟเลี้ยง 5 V แรงดันควบคุมควรจะมีค่าอยู่ในช่วง 0.3 ถึง 0.75 เท่าของแรงดันจ่ายไฟเลี้ยง

ความต้านทาน R ตัวหนึ่งสามารถทำเป็นตัวเปลี่ยนแปลงแรงดันควบคุมที่ขา 5 ของไอซี หรือโดยการต่อความต้านทานจากขา 5 ลงกราวด์เพื่อลดแรงดันนี้ลง หรือต่อตัวต้านทานเข้ากับขั้วบวกของสายจ่ายไฟเลี้ยงเพื่อเป็นการเพิ่มแรงดัน



รูปที่ 3.11 แสดงเอาต์พุตเมื่อมีรีเลย์

3.3.5 เอาต์พุตเมื่อมีรีเลย์

แรงดันเอาต์พุตของ ไอซีนี้ นำไปใช้กับรีเลย์โดยตรง แต่ช่วงของการทำงานของรีเลย์ไม่ควรน้อยกว่า 0.1 วินาทีกระแสที่ไหลผ่านรีเลย์ก็ไม่ควรจะมีมากกว่า 200 มิลลิแอมป์ และแรงดันในการให้รีเลย์ทำงานไม่ควรจะสูงมาก (ประมาณ 15 โวลต์)

วงจรรีเลย์ 555 ใช้ในการบังคับรีเลย์แสดงให้เห็นดังในรูปที่ 3.11 เมื่อสวิตช์สตาร์ทจะทำให้เกิดพัลส์ป้อนผ่านความต้านทาน 22 K Ω เข้าขา 2 ถ้าสวิตช์รีเซ็ตในระหว่างช่วงเวลาที่ตั้งไว้แล้ว การทำงานของวงจรถูกป้อนเข้ามาสู่สถานะปกติเมื่อตอนยังไม่สตาร์ทที่ใหม่ และวงจรถูกทำงานใหม่เมื่อมีพัลส์ถูกใหม่ป้อนเข้าขา 2 อีกครั้ง

กระแสที่ไหลผ่านขา 3 ของ ไอซี ไปยังรีเลย์ถูกตัดขาดทันทีทันใด เมื่อรีเลย์ถูกทำให้เปิดวงจรขดลวดไฟรีเลย์ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงกระแสทันทีทันใดได้ จะเกิดแรงดันนี้ป้อนกลับไปยังตัว ไอซีจะทำให้ ไอซีพังได้จึงต่อ ไดโอดกร่อม เพื่อเป็นตัวผ่านของกระแสที่ถูกสะสมไว้ในคอยล์ ไดโอดที่ใช้มักเป็นพวกเซอร์แมนเนียมไดโอด

ตำแหน่งของรีเลย์ในสถานะปกติจะปิดแต่จะเปิดในช่วงเวลาของการตั้งเวลา ถ้าการต่อของรีเลย์เป็นในรูปที่ 3.11 ของการต่อระหว่างขา 3 กับกราวด์ และถ้ากลับตัวรีเลย์ โดยสถานะการทำงานของรีเลย์จะตรงข้ามคือสถานะปกติจะเปิด

วงจรรีเลย์เช่นนี้อาจนำไปใช้ในวงจรรักษาขงรูป โดยให้ RA เป็นตัวเปลี่ยนค่าเวลาของการเปิดแสง

3.3.6 การทรานส์ยูทอน

ไอซี 555 รับผิดชอบทรานส์ยูทอนได้ไวมาก กระแสทรานส์ยูทอนที่กระตุ่นเข้าไปในขา 2 มีเพียง 0.05 μ A เป็นเวลา 0.1 μ S วงจรถูกทำงานแล้ว ดังนั้นจะเห็นได้ว่าทรานส์ยูทอนจะทำงานได้ทันทีเพียงแต่นำเอาขา 2 สะเทือนเล็กน้อย วงจรถูกทำงาน

ดังนั้นจึงเป็นไปได้ง่ายมากที่วงจรถูกเริ่มทำงานอีกครั้ง เมื่อ โหลดที่ใช้เป็นอินดักทีฟโหลด (เช่น คอยล์ของรีเลย์) จึงต้องหาวิธีป้องกันไม่ให้พัลส์ที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำโดยใช้ไดโอดกร่อม โหลดไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าไม่มีไดโอดหรือไดโอดไม่เหมาะสมกับวงจร กระแสที่ไหลผ่านรีเลย์จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม และเมื่อรีเลย์ตัดทำให้เปิดวงจรรีเลย์ แต่เนื่องจากรีเลย์เปลี่ยนแปลงตัวเองทันทีทันใดไม่ได้ จึงเกิดแรงดันตกคร่อม และจะลดลงทำให้เกิดพัลส์ย้อนเข้าวงจร ไอซี 555 อีก วงจร 555 ก็จะทำงานดังนั้นการทำงานของวงจร จึงผิดหน้าที่ ไดโอดที่เหมาะสมควรจะเป็นไดโอดชนิดเยอรมันเนียม เช่น OA 47 นอกจากนี้กระแสย้อนกลับอาจทำให้ไอซีเกิดเสียหายได้

3.3.7 แรงดันเอาต์พุต

แรงดันเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงตามการไหลของกระแสที่ขา 3 ในกรณีนี้ เมื่อแรงดันเอาต์พุตอยู่ที่ระดับสูง แรงดันที่ขา 3 จะมีค่าต่ำกว่าแรงดันจ่ายไฟมาประมาณ 1-2 โวลต์ แรงดันเอาต์พุตเมื่ออยู่ระดับที่ต่ำ จะเปลี่ยนแปลงไปตามกระแส

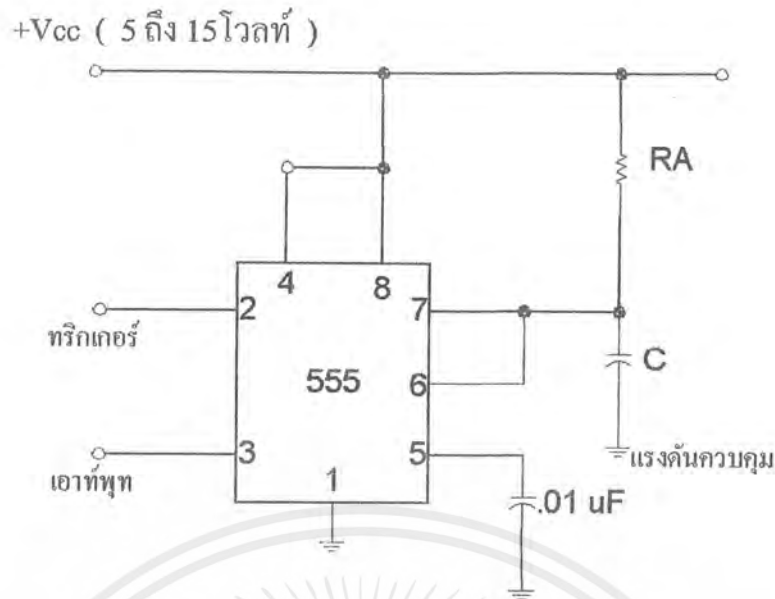
การใช้เป็นวงจร โมโนสเตเบิล

วงจรแบบง่ายของ โมโนสเตเบิล ดังรูปที่ 3.12 ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในเครื่องจับการเต้นของหัวใจ เครื่องหารความถี่ การมอดูเลตด้วยพัลส์หรือในเครื่องจ่ายไฟสวิทชิงเรกูลเตอร์

การทำงานของวงจรกล่าวโดยย่อได้ดังนี้ เมื่อวงจรทำงานในหน้าที่ เป็นโมโนสเตเบิล เราจะต้องต่อตัวต้านทานหนึ่งตัวและตัวเก็บประจุเพื่อกำหนดเวลาของพัลส์เอาต์พุต

เมื่อพิจารณาจากรูปตัวเก็บประจุ C ที่ต่อภายนอกจะคายประจุผ่านทรานซิสเตอร์ภายใน ขณะที่ทรานซิสเตอร์อยู่ในภาวะอิ่มตัว เมื่อป้อนสัญญาณทริกเกอร์เข้าที่ขาทริกเกอร์ของไอซี ไอซีจะทริกฟลิปฟลอป พัลส์ของสัญญาณทริกเกอร์จะต้องเป็นพัลส์ลบ โดยจะย้อนผ่านตัวเปรียบเทียบหลังจาก ทริกผ่านพัลส์ไปแล้ว ฟลิปฟลอปจะทำให้ทรานซิสเตอร์ลัดวงจรตัวเก็บประจุ C เอาต์พุตจะออกที่ขา เอาต์พุตของ ไอซีในขณะที่ C คายประจุแรงดันจะลดลง เมื่อแรงดันลดลงถึงค่าหนึ่งต่ำกว่า $\frac{2}{3}$ ของ V_{cc} ก็จะไปทริกฟลิปฟลอปทำให้เอาต์พุตเปลี่ยนเป็นพัลส์ได้ ดังนั้นเอาต์พุตพัลส์จะไม่ขึ้นอยู่กับรูปร่างของอินพุต แต่จะถูกควบคุมโดยค่าคงตัวเวลา RC ซึ่งช่วงเวลาของพัลส์เอาต์พุต T จะมีค่าความกว้างพัลส์ประมาณ

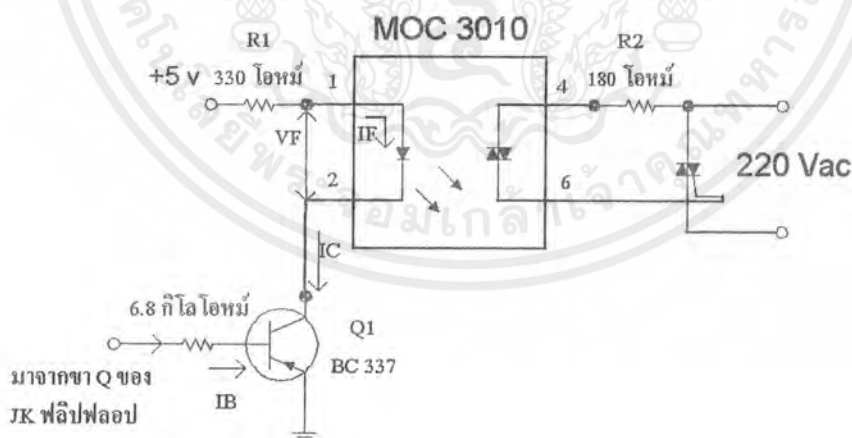
$$T = 1.1 * R * C$$



รูปที่ 3.12 แสดงวงจร โมโนสเตเบิล

3.4 ภาคควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า

ในส่วนของ ภาคควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า ในโครงการนี้ ได้ใช้อุปกรณ์ไดคัทเพลอร์แบบ ไครเอคัพเพลอร์ มาใช้แสดง ได้ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 แสดงการนำเอาออปโตคัพเพลอร์แบบ ไครเอคามาใช้

ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าต่างๆ ได้ดังนี้

$$I_{C(SAT)} = I_F = (V_{CC} - V_F) / R_1 \quad ; \quad V_F = 1.2 \text{ V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= (5 - 1.2) / 330 = 11.51 \text{ mA}$$

ทรานซิสเตอร์เบอร์ BC337 มีค่า $hFE = 100$

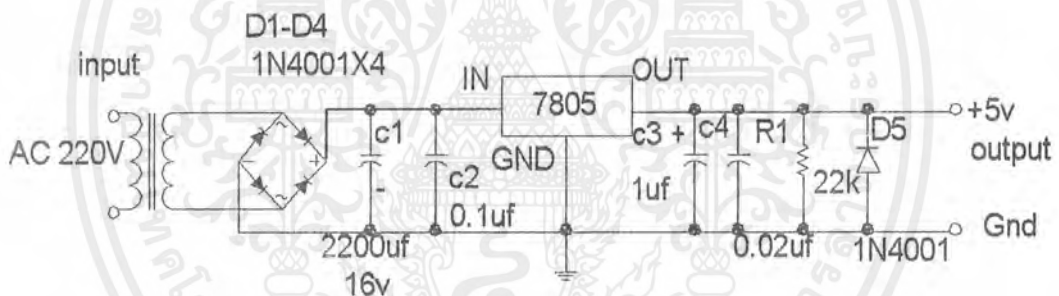
$$\text{จะได้ } I_{B(SAT)} = I_{C(SAT)} / hFE = 11.51 / 100 = 0.1151 \text{ mA}$$

$$V_{in} = (0.1151 \text{ mA} \times 6.8K) + 0.7 = 1.48 \text{ V}$$

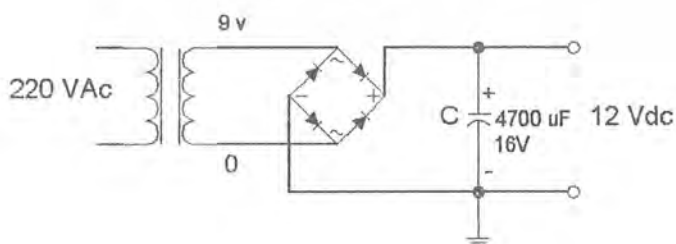
V_{in} จะต้องเท่ากับ 1.48 V จึงจะทำให้ทรานซิสเตอร์ (ทำหน้าที่เป็นสวิทช์) ทำงาน

3.5 ภาคจ่ายไฟ

ภาคจ่ายไฟกระแสตรงจากรูปที่ 3.14 เป็นภาคแปลงแรงดันกระแสสลับระบบ 1 เฟส 220 โวลต์ 50Hz เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง +5 โวลต์จ่ายให้กับอุปกรณ์ต่างๆในวงจร โดยมีหม้อแปลง ทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ลดลงเหลือ 5 โวลต์ ผ่านวงจรเรกติฟลาย เปลี่ยนเป็นไฟฟ้ากระแสตรง +5 โวลต์ มี C1 ทำหน้าที่กรองกระแสให้เรียบ C2,C3 ทำหน้าที่ป้องกันการออสซิลเลทที่อาจเกิดขึ้นแก่ ไอซี (7805) ซึ่งเป็นไอซี เรกกูเลเตอร์ จะเรกกูเรตให้ไฟกระแสตรง +5 โวลต์ D5 ทำหน้าที่ป้องกันแรงดันจากภายนอกย้อนกลับเข้ามาในตัวไอซี



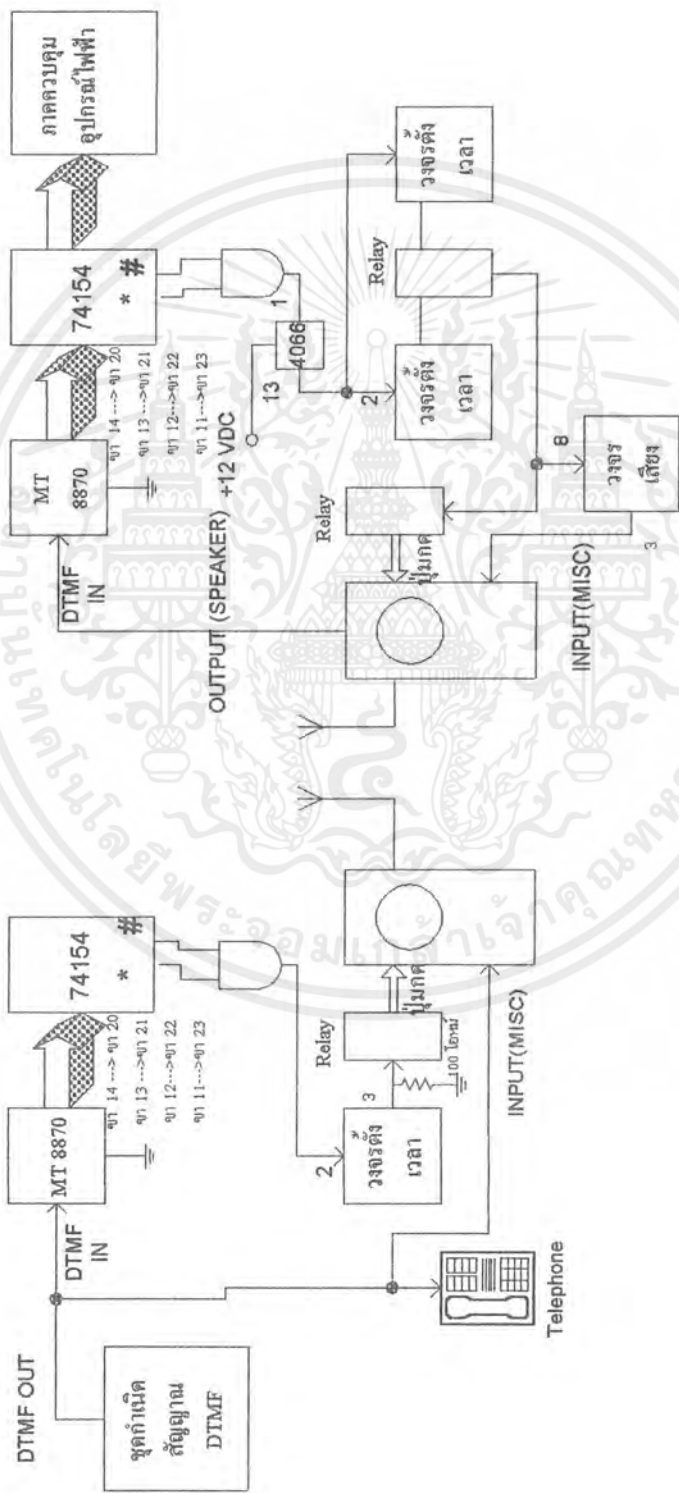
รูปที่ 3.14 วงจรภาคจ่ายไฟกระแสตรง 5 vdc



รูปที่ 3.15 วงจรภาคจ่ายไฟกระแสตรง 12 vdc

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

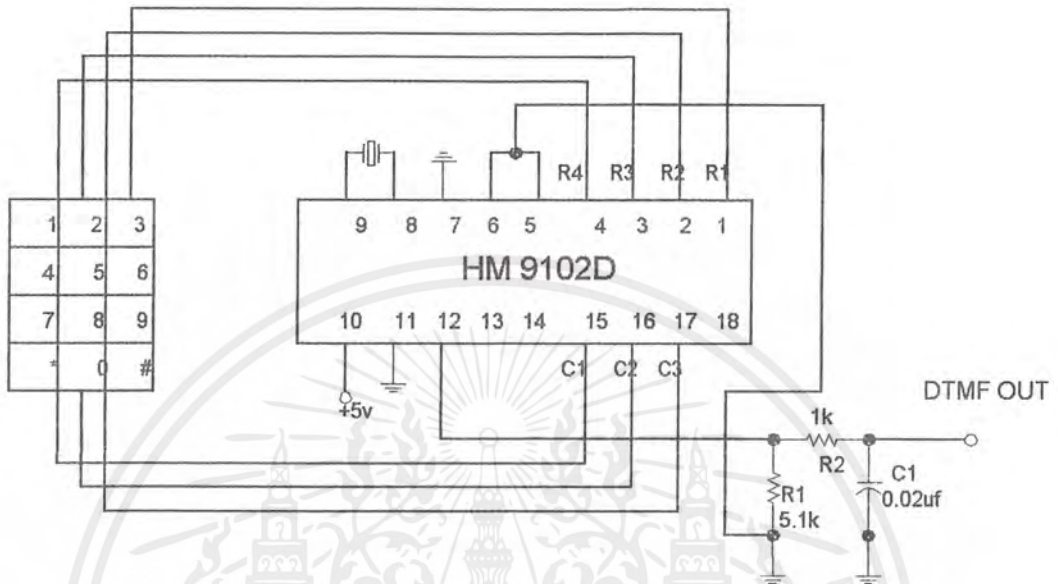
3.6 วงจรรวม



รูปที่ 3.16
Block Diagram ของวงจรรวมทั้งหมด

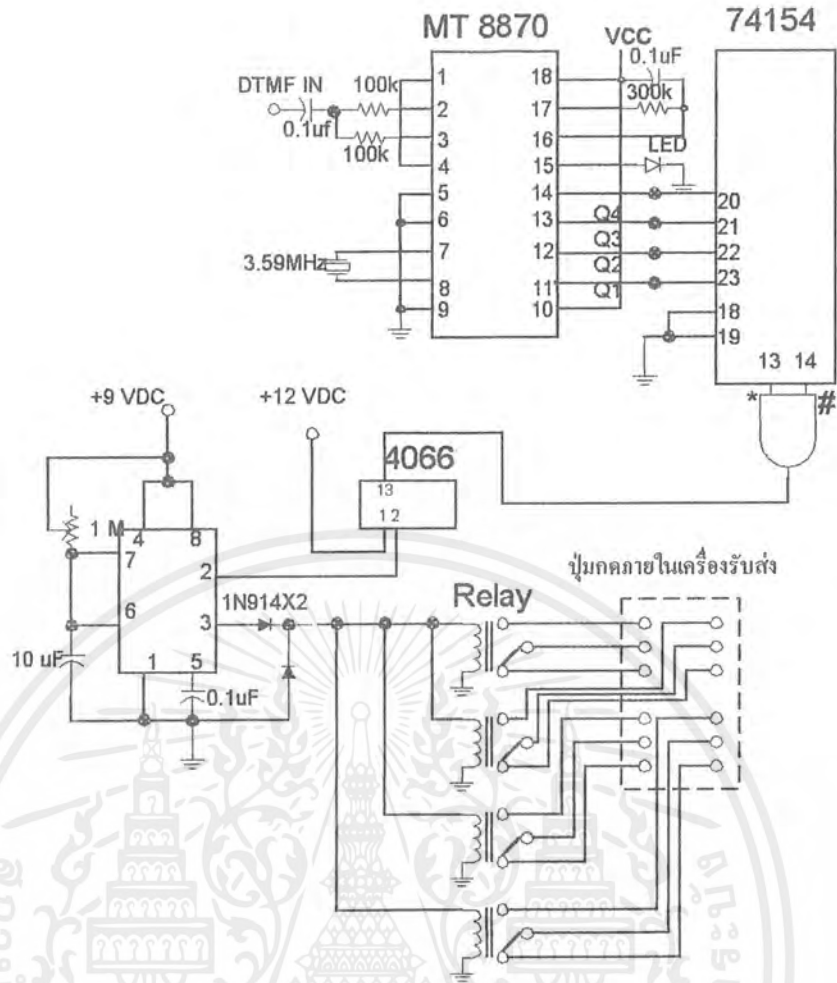
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ชุดเครื่องส่งสัญญาณ DTMF ประกอบด้วยส่วนที่สำคัญ 2 ภาคดังรูปที่ 3.17 และ 3.18



รูปที่ 3.17 แสดงภาคสร้างสัญญาณ DTMF

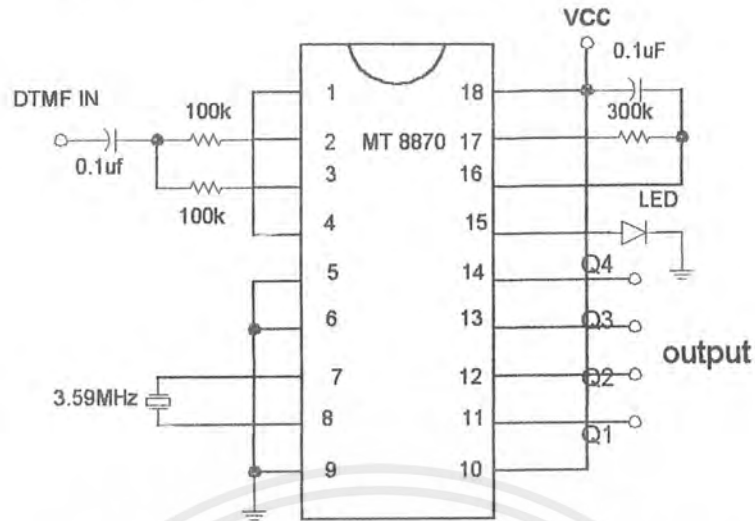
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



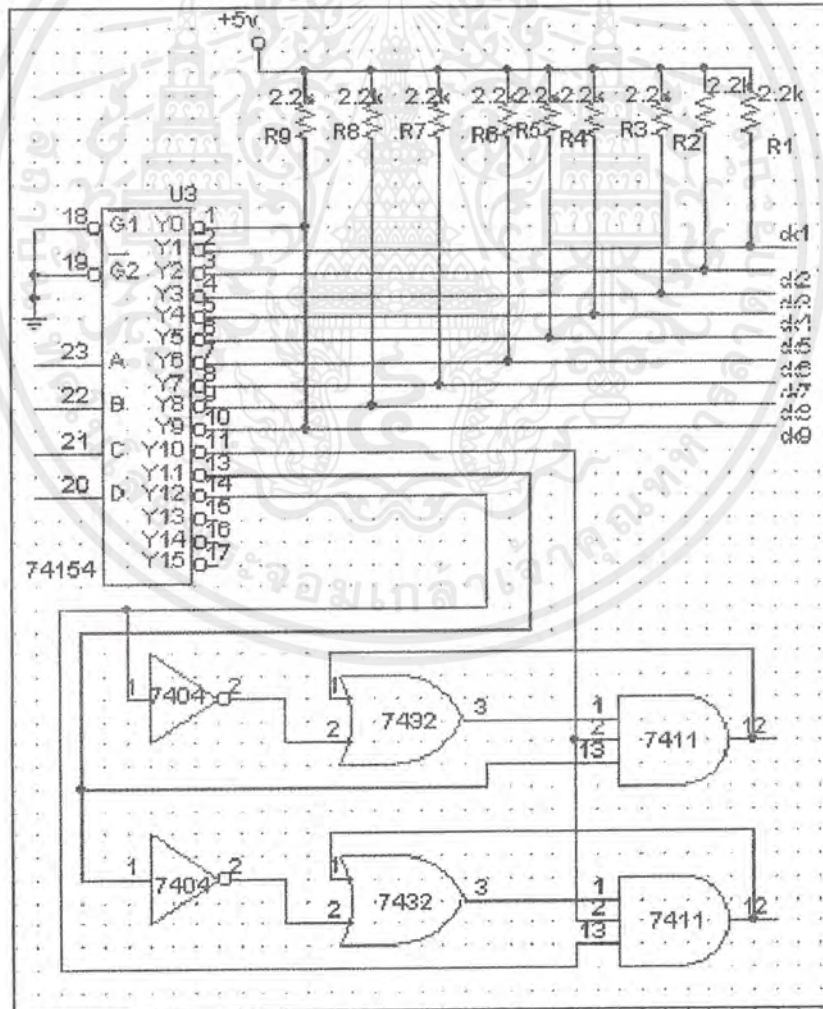
รูปที่ 3.18 แสดงภาคตั้งเวลาส่งสัญญาณ DTMF และรับสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่หุ้รรับสัญญาณ DTMF ประกอบไปด้วยส่วนที่สำคัญ 4 ภาค ดังนี้

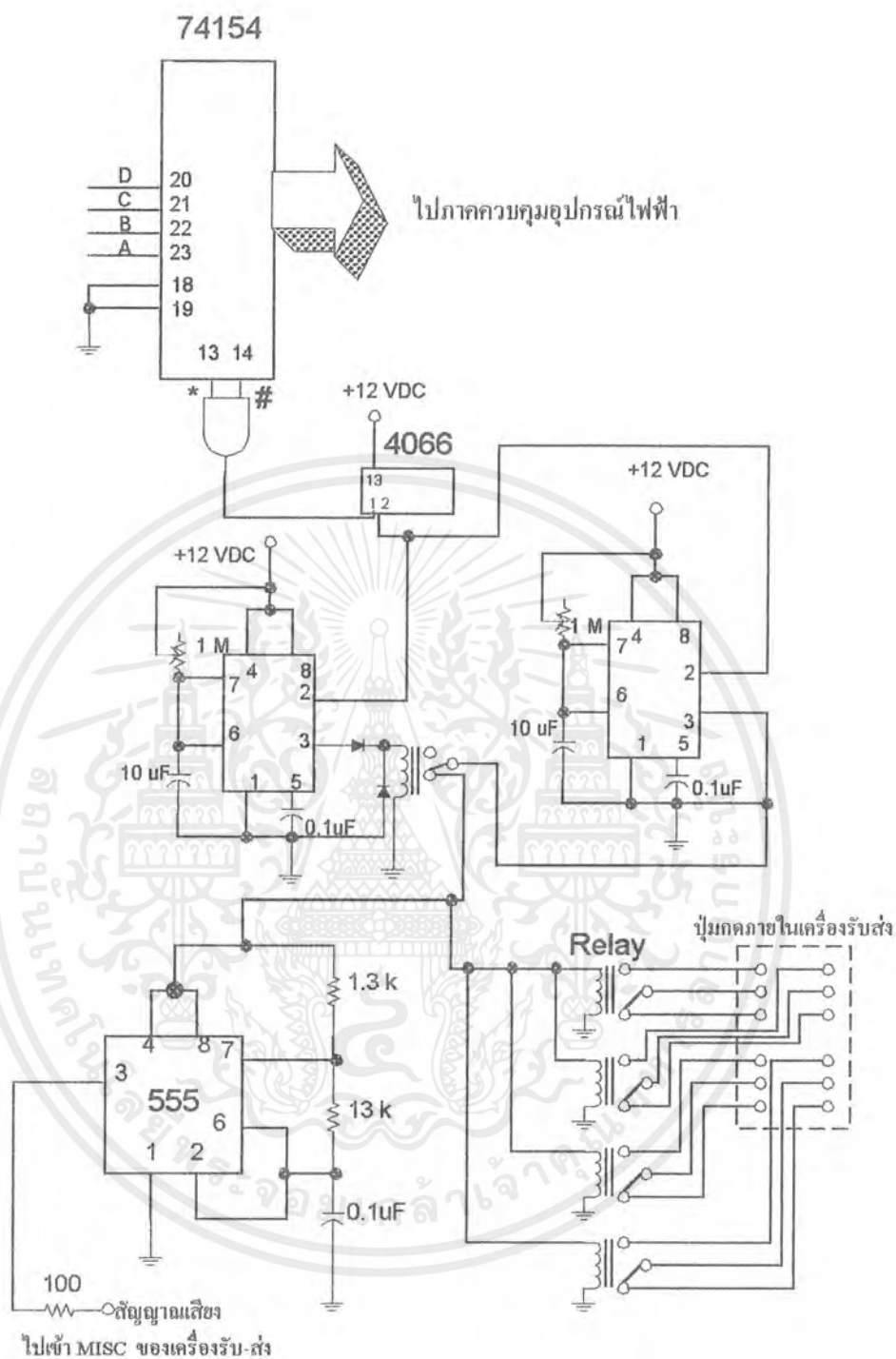


รูปที่ 3.19 แสดงภาคถอดรหัสสัญญาณ DTMF



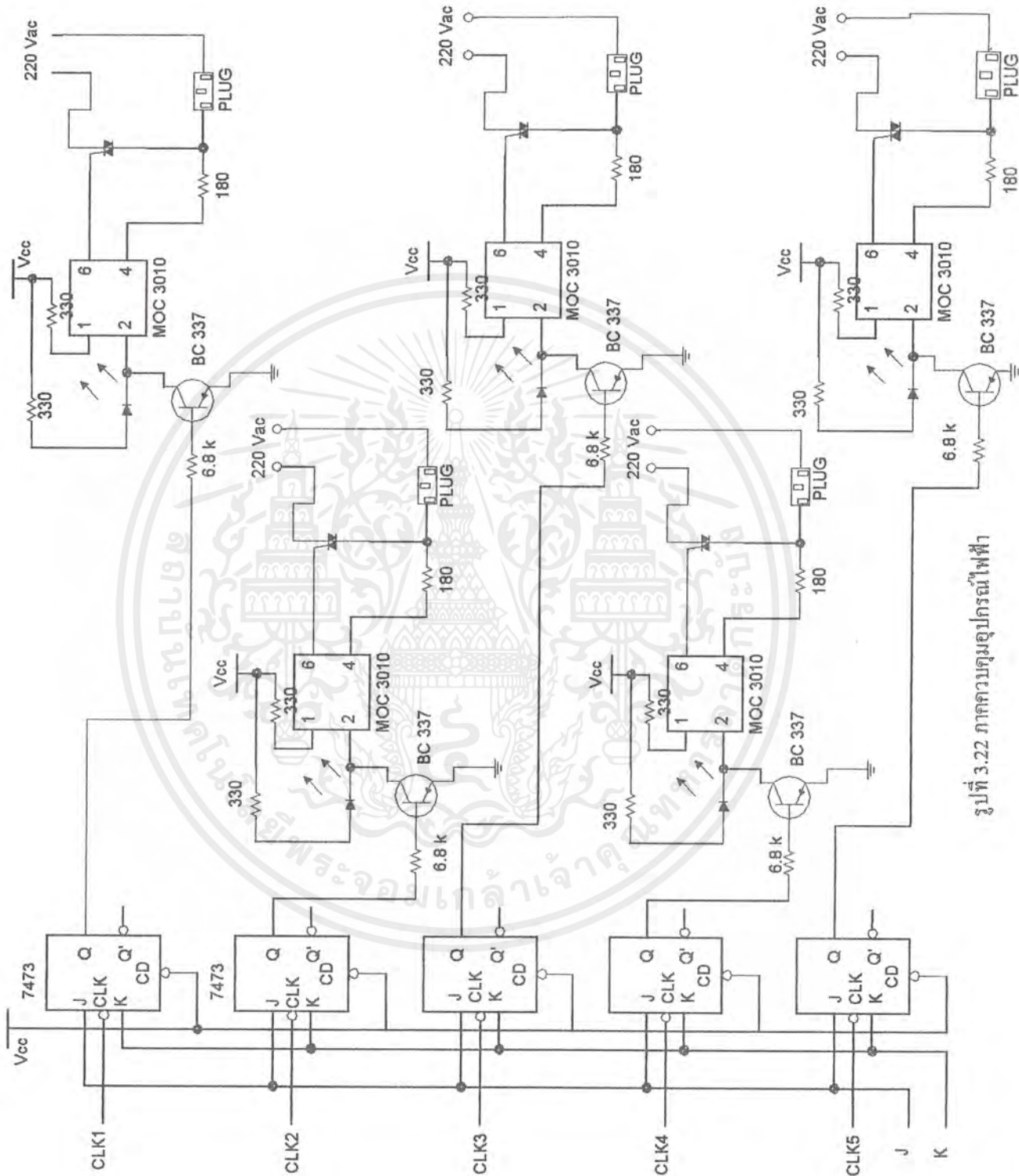
รูปที่ 3.20 แสดงภาคถอดรหัสสัญญาณเพื่อใช้ควบคุม โหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



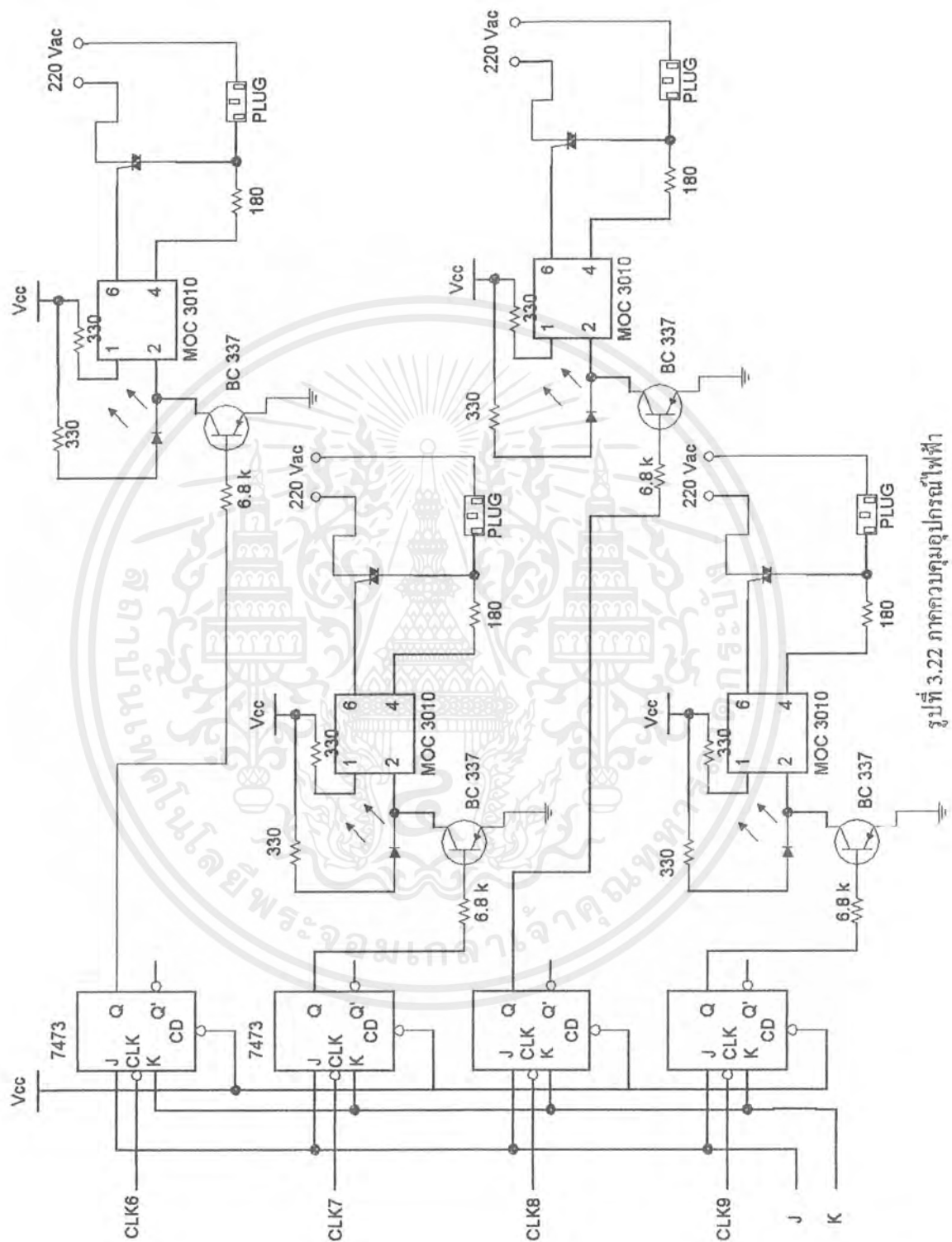
รูปที่ 3.21 แสดงภาคตั้งเวลารับสัญญาณ DTMF และส่งสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.22 ภาคควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.22 ภาคควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลอง และ ผลการทดลอง

4.1 การทดลองที่ 1

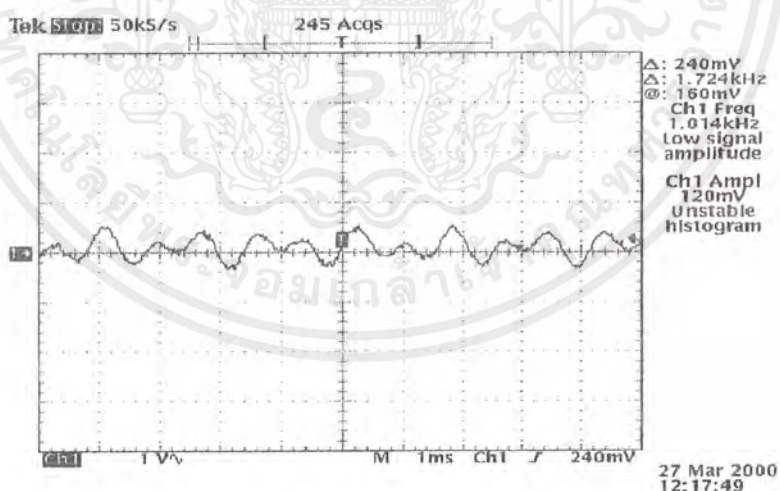
วัตถุประสงค์ เพื่อตรวจสอบสัญญาณทางด้านส่ง

ขั้นตอนการทดลอง

1. เตรียมออสซิลโลสโคป เพื่อใช้ในการวัดสัญญาณ DTMF ที่ภาคกำเนิดสัญญาณ DTMF
2. ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณ DTMF จากขา Tone Out ของ ไอซีกำเนิดสัญญาณ DTMF (HM 9102D)
3. เริ่มทำการกดปุ่ม * ซึ่งเป็นคำสั่งให้เริ่มทำงาน
4. กดปุ่มหมายเลข 1 ที่เป็นหมายเลข
5. ทำการบันทึกสัญญาณที่วัดได้
6. ทำการทดลองซ้ำข้อ 3 ใหม่อีกครั้ง โดยเปลี่ยนหมายเลขไปเรื่อยๆ

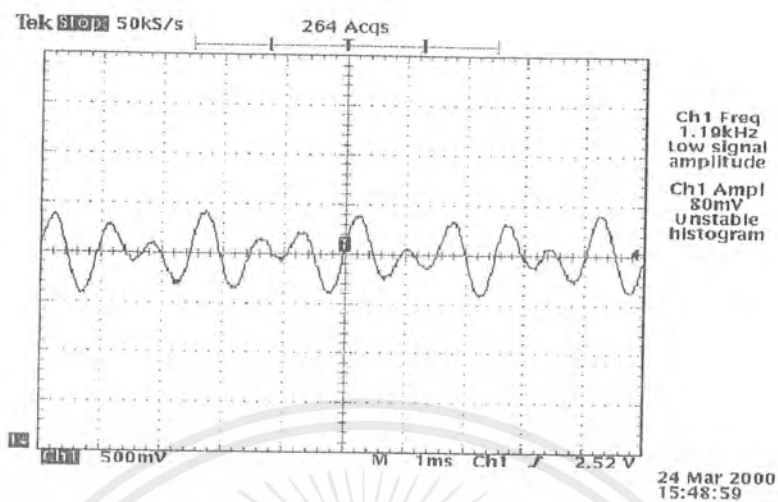
ผลการทดลอง

จากขั้นตอนการทดลองสามารถแสดง ได้ดังรูปต่อไปนี้

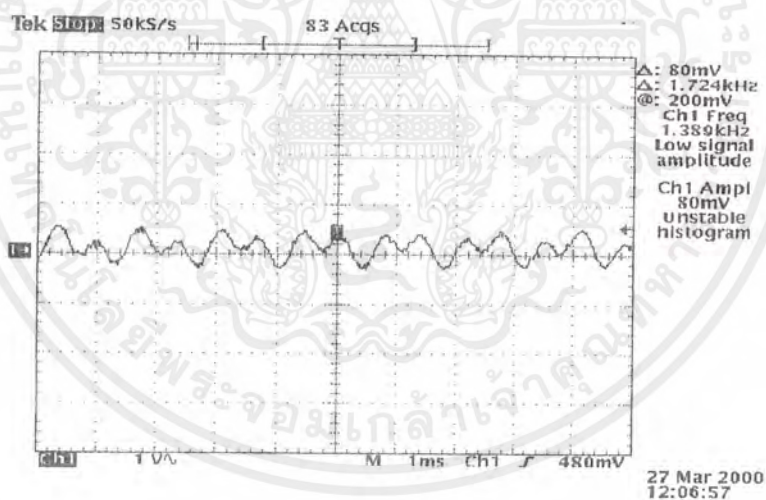


รูปที่ 4.1 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

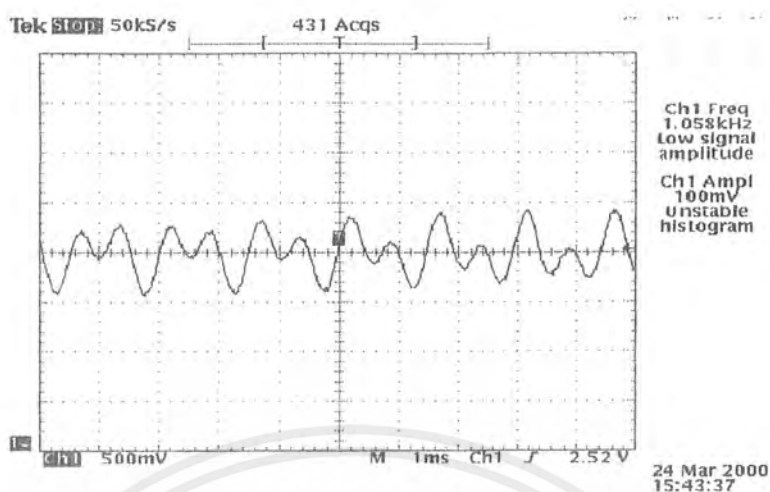


รูปที่ 4.2 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 2

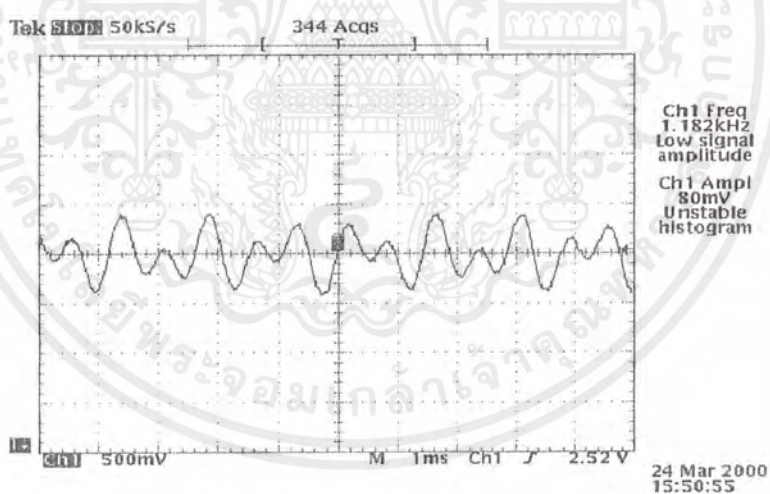


รูปที่ 4.3 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

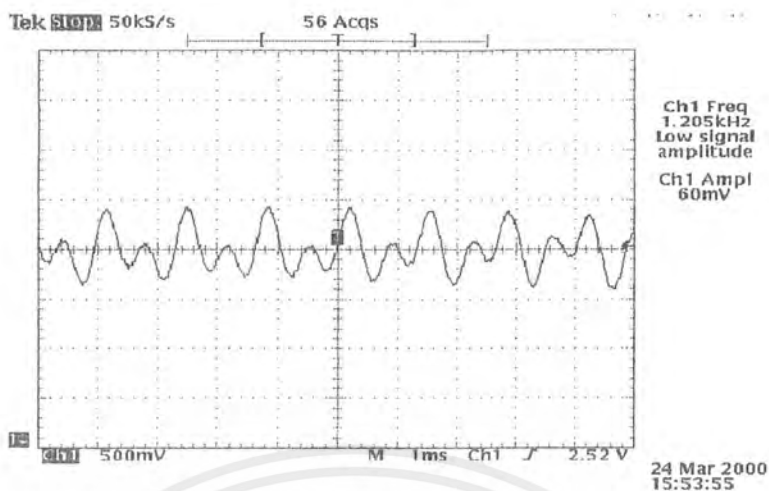


รูปที่ 4.4 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 4

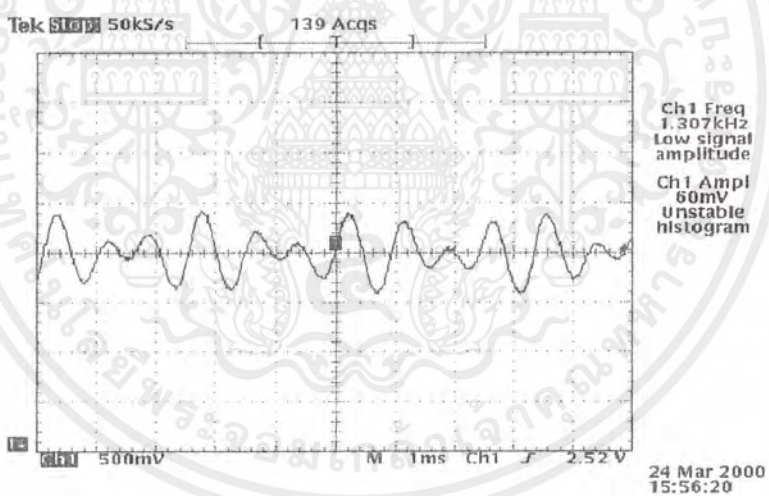


รูปที่ 4.5 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

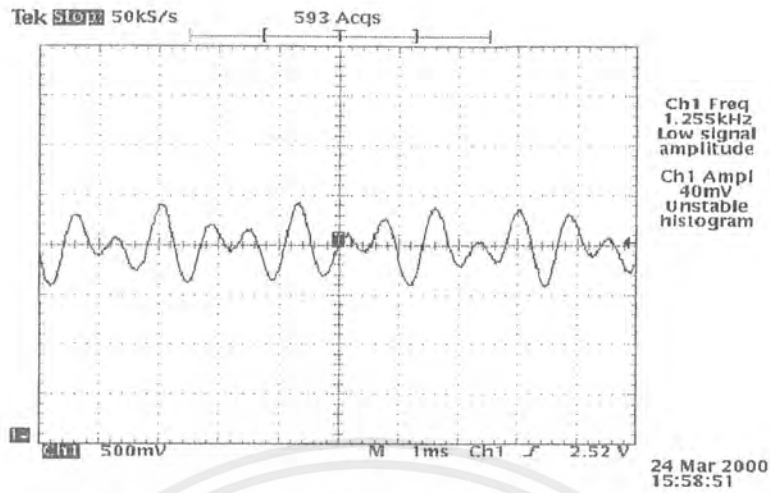


รูปที่ 4.6 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 6

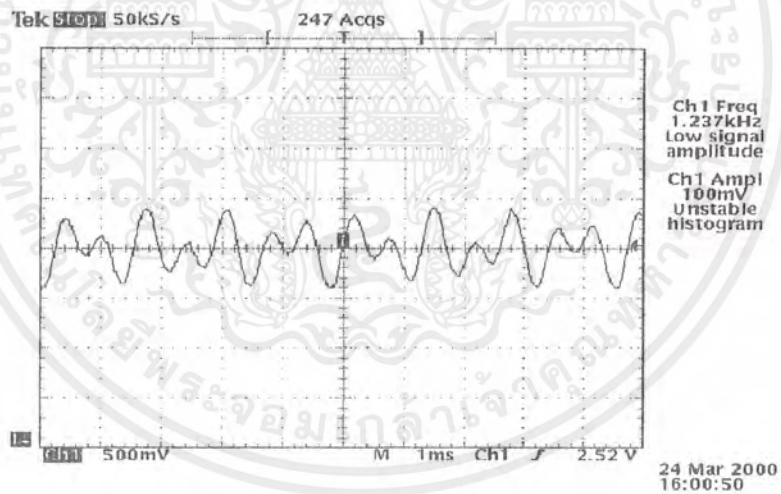


รูปที่ 4.7 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

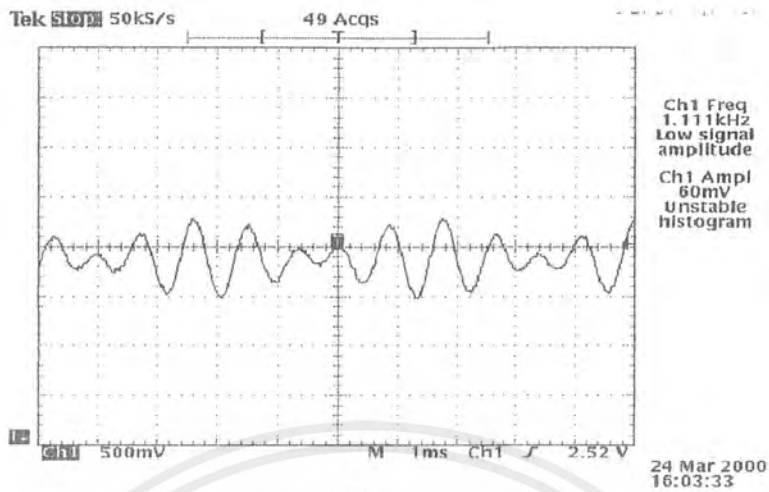


รูปที่ 4.8 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 8

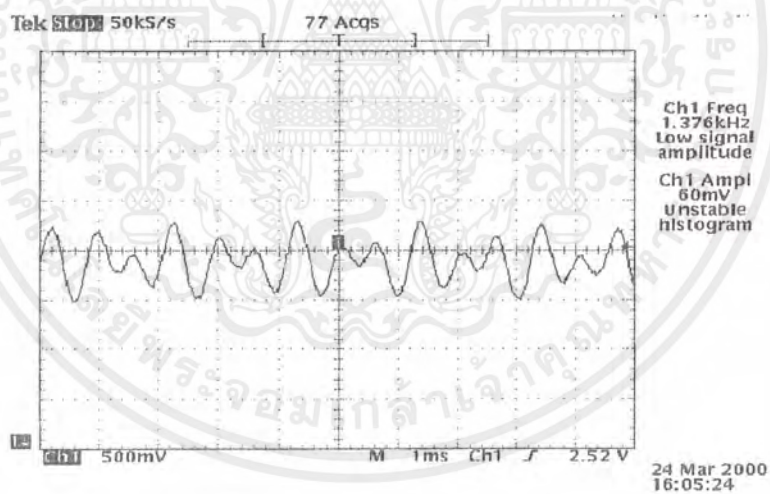


รูปที่ 4.9 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข 9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข *



รูปที่ 4.11 รูปสัญญาณ DTMF ที่ได้จากการกดหมายเลข #

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การทดลองที่ 2

วัตถุประสงค์ เพื่อให้ทราบสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกส่งออกจากสายอากาศที่ขูดส่งสัญญาณ DTMF

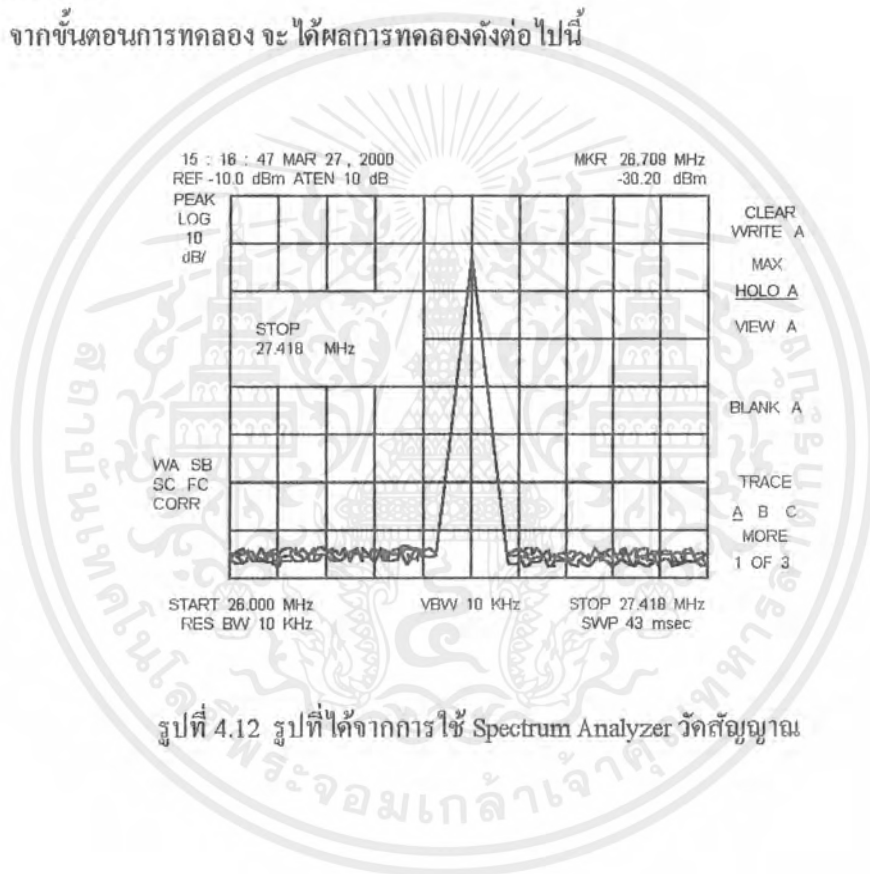
ขั้นตอนการทดลอง

1. เตรียมเครื่อง Spectrum Analyzer เพื่อใช้ในการวัดสเปกตรัมของสัญญาณ
2. กดที่ปุ่ม * ของขูดส่งสัญญาณ DTMF แล้วใช้เครื่อง Spectrum Analyzer วัดสัญญาณที่ออกจากสาย

อากาศ

ผลการทดลอง

จากขั้นตอนการทดลอง จะ ได้ผลการทดลองดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.12 รูปที่ได้จากการใช้ Spectrum Analyzer วัดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์ และ บทสรุป

5.1 บทวิจารณ์เกี่ยวกับโครงการนี้

ในโครงการชิ้นนี้ได้พบว่า ยังมีปัญหาเกิดขึ้นซึ่งเกิดจากการที่เรานำ เครื่องรับ – ส่ง สัญญาณวิทยุมาประยุกต์ใช้ในการส่งสัญญาณ DTMF จะเห็นได้ว่า ในบางครั้ง ถ้าทำการปรับความแรงของสัญญาณของเครื่องรับ-ส่งสัญญาณเสียงทางด้านรับให้มีความแรงมากขึ้น จะทำให้ชุดรับสัญญาณ DTMF รับสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนปนมากับสัญญาณ DTMF มีผลทำให้เกิดการควบคุมผิดพลาดไป ทำให้ไม่สามารถควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าได้ตรงตามต้องการ ซึ่งในบางครั้งจะต้องปรับความแรงของสัญญาณทางเครื่องรับให้ต่ำลงเพื่อช่วยลดสัญญาณสอกระหว่างจากภายนอก

และในโครงการชิ้นนี้ยังได้พบปัญหาอีกอย่างหนึ่ง คือ เครื่องรับ-ส่งสัญญาณวิทยุที่นำมาประยุกต์ใช้งาน มีความแรงในการส่งสัญญาณไม่มากมีผลทำให้ไม่สามารถควบคุมได้ในระยะทางไกลๆ แต่สามารถควบคุมการปิด-เปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าได้ในระยะทางไม่ไกลมากนักได้อย่างถูกต้อง ส่วนสัญญาณเสียงที่ส่งมาจากชุดรับสัญญาณ DTMF มายังชุดส่งสัญญาณ DTMF นั้น ถ้าควบคุมในระยะทางไกลๆ จะมีเสียงดังผิดเพี้ยนออกมาที่ลำโพงของเครื่องรับ-ส่งสัญญาณวิทยุนี้ อันเนื่องมาจากที่ภาครับสัญญาณของเครื่องรับ-ส่งสัญญาณวิทยุที่นำมาประยุกต์ใช้ที่ชุดส่งสัญญาณ DTMF นั้นไม่เพียงพอทำให้สัญญาณเสียงผิดเพี้ยนไป ทำให้ไม่สามารถตรวจสอบการรับส่งสัญญาณ DTMF ได้ แต่ถ้าควบคุมในระยะทางใกล้มากๆจะพบว่าเสียงที่ถูกส่งมายังลำโพงของชุดส่งสัญญาณ DTMF นั้นดังโดยไม่ผิดเพี้ยนไปจากเดิม

ส่วนในภาคควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ใช้ ไตรแอกเป็นสวิตช์ตัดต่อสัญญาณไฟสลับนั้น ถ้าเราต้องการควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ใช้กระแสสูงๆ เราสามารถเปลี่ยนแปลง ไตรแอก ได้ตามอัตรากระแสสูงสุดของเครื่องใช้ไฟฟ้าชนิดนั้นตามความเหมาะสม

5.2 สรุปการทำงานและผลการทดลอง

เมื่อเรากดที่ปุ่มหมายเลขของโทรศัพท์ แล้วที่ ไอซี เบอร์ HM9102D ก็จะผลิตสัญญาณ DTMF ขึ้นมา แล้วจะส่งสัญญาณ DTMF ที่ได้ไปยังเครื่องรับ-ส่งสัญญาณเสียง เพื่อ ไปมอดกับ CARRIER ส่งออกไปยังชุดด้านรับสัญญาณ DTMF เมื่อชุดรับสัญญาณ DTMF รับเข้ามาแล้วก็จะตัด CARRIER ทิ้ง แล้วส่งสัญญาณ DTMF เข้าที่ ไอซี เบอร์ MT 8870 ซึ่งจะถอดรหัสสัญญาณ DTMF ให้เป็นเลขฐานสองขนาด 4 บิต แล้วส่งไปให้ ไอซี เบอร์ 74154 เพื่อใช้ในการกำหนดการทำงานของ โหลดทั้ง 9 ช่อง โดยทำงานอยู่กับวงจร GATE ต่างๆ ซึ่งสัญญาณที่ได้จะถูกส่ง ไปยังภาคควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าต่อไป

ในขั้นตอนการกดที่ปุ่มกดของโทรศัพท์ทำ ได้ดังนี้ เช่นเมื่อเราต้องการให้ที่ โหลด 2 ทำงานทำได้โดยกดที่ปุ่ม * แล้วกดที่ปุ่ม 2 ก็จะทำให้ที่ โหลด 2 ทำงาน เมื่อเราต้องการให้ที่ โหลด 2 หยุดทำงานทำได้โดยกดที่ ปุ่ม # แล้วกดที่ปุ่ม 2 ก็จะทำให้ที่ โหลด 2 หยุดทำงาน หรือในขณะที่เรากดปุ่ม * แล้วเราสามารถที่จะเปิด อุปกรณ์ไฟฟ้าได้หลายๆตัวในคราวเดียวกัน โดยกดที่ปุ่มหมายเลข 1-9 หมายเลขใดหมายเลขหนึ่ง ไปเรื่อยๆ จนกระทั่งวงจรตั้งเวลาที่ชุดส่งสัญญาณ DTMF ตั้งเวลาครบก็จะหยุดการส่ง เช่นเดียวกันในขณะที่เรากดที่ปุ่ม # แล้วเราสามารถที่จะปิดอุปกรณ์ไฟฟ้าได้หลายๆตัวในคราวเดียวกัน โดยกดที่ปุ่มหมายเลข 1-9 หมายเลขใด หมายเลขหนึ่งที่ โหลดตัวนั้นคิดอยู่ เมื่อเราต้องการดับ

โดยในขณะที่เราทำการกดปุ่ม * แล้วกดที่ปุ่มหมายเลข 2 สักพัก ก็จะได้ยินเสียงดังออกลำโพงที่ เครื่องรับ-ส่งสัญญาณเสียงทางด้านชุดส่งสัญญาณ DTMF ซึ่งเป็นการตรวจสอบว่า ชุดเครื่องรับสัญญาณ DTMF รับสัญญาณ DTMF ที่ถูกส่งมาจากชุดส่งสัญญาณ DTMF ได้ถูกต้อง โดยได้ใช้วงจรตั้งเวลา (Timer) และรีเลย์ในการควบคุมการรับ-ส่ง สัญญาณ DTMF ให้ถูกต้องในช่วงเวลาที่เหมาะสม

จากการทดลองวัดสัญญาณ DTMF ที่ได้โดยการกดเลขหมายที่ปุ่ม โทรศัพท์ โดยใช้ Oscilloscope จับ เราจะเห็นได้ว่ารูปสัญญาณที่วัด ได้เป็นรูปสัญญาณอนาลอก ประกอบด้วยสัญญาณที่มี 2 ความถี่รวมกัน คือ สัญญาณที่มีความถี่สูง และสัญญาณที่มีความถี่ต่ำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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	Ⓛ	W1	SN54H04	J	Ⓛ	W1	SN54LS04	J	Ⓛ	W2	SN5404	J	Ⓛ	W2	SN54L04	J	Ⓛ	W2	
	SN74S04	J	Ⓛ	W1	SN74H04	J	Ⓛ	W1	SN74LS04	J	Ⓛ	W2	SN7404	J	Ⓛ	W2	SN74L04	J	Ⓛ	W2	
FAIRCHILD	FM54S04/FM9S04	D	Ⓛ		FM54H04/FM9H04	D	Ⓛ	F 2	FM54LS04/FM9LS04	D	Ⓛ	F 2	FM5404/FM9N04	D	Ⓛ	F 2					
	FC74S04/FC9S04	D	Ⓛ		FC74H04/FC9H04	D	Ⓛ	P 1	FC74LS04/FC9LS04	D	Ⓛ	P 1	FM7404/FC9N04	D	Ⓛ	P 1					
MOTOROLA					MC3108	L	Ⓛ	F 1					MC5404	L	Ⓛ	F 2					
					MC3008	L	Ⓛ	F 1	SN74LS04	P	Ⓛ		MC7404	L	Ⓛ	P 1					
N.S.C.					DM54H04	J	Ⓛ	W1	DM54LS04	J	Ⓛ	W2	DM5404	J	Ⓛ	W2	DM54L04	J	Ⓛ	W2	F 2
	DM74S04			N 1	DM74H04	J	Ⓛ	N 1	DM74LS04	J	Ⓛ	N 1	DM7404	J	Ⓛ	N 1	DM74L04	J	Ⓛ	N 1	F 2
PHILIPS					N74S04				N74LS04				FJH241/7404								
	SS54S04	F	Ⓛ	W1	SS54H04	F	Ⓛ	W2				SS5404	F	Ⓛ	W2						
SIGNETICS	N74S04	F	Ⓛ	W1	N74H04	F	Ⓛ	W2	N74LS04	A	Ⓛ		N7404	F	Ⓛ	W2					
SIEMENS													FLH211								
FUJITSU									74LS04	M	Ⓛ		MB418	Ⓛ	M						
HITACHI									HD74LS04	P	Ⓛ		HD7404/HD2522	Ⓛ	P						
MITSUBISHI									M74LS04	P	Ⓛ		M53204	P	Ⓛ						
NEC									74LS04	C	Ⓛ		μPB235	D	Ⓛ						
TOSHIBA													TD3404A	P	Ⓛ						

Electrical Characteristics SN54LS04/SN74LS04

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range

Supply voltage, V _{CC}	7V	Operating free-air temperature range	SN54LS	-55°C to 125°C
Input voltage	7V		SN74LS	0°C to 10°C
		Storage temperature range		-65°C to 150°C

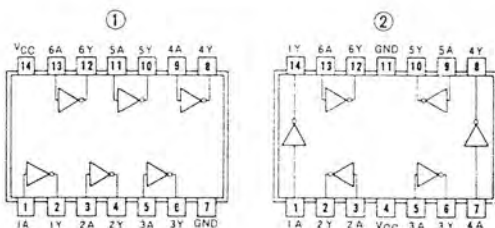
recommended operating conditions

	SN54LS04			SN74LS04			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}			-400			-400	μA
Low-level output current, I _{OL}			4			8	mA
Operating free-air temperature, T _A	-55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

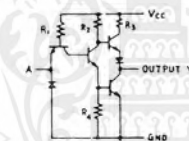
PARAMETER	TEST CONDITIONS †	MIN	TYP ‡	MAX	UNIT	
V _{IH}	High-level input voltage		2		V	
V _{IL}	Low-level input voltage			0.8	V	
V _I	Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -18mA		-1.5	V	
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} = MIN, I _{OH} = MAX, V _{IL} = V _{IL} max.	2.7	3.4	V	
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2V, I _{OL} = 4mA		0.4	V	
I _I	Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 7V		0.1	mA	
I _{IH}	High-level input current	V _{CC} = MAX, V _{IH} = 2.7V		20	μA	
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _{IL} = 0.4V		-0.4	mA	
I _{OS}	Short-circuit output current *	V _{CC} = MAX	54LS Family	-20	-100	mA
I _{COH}	Supply current	V _{CC} = MAX	Total, outputs high	1.2	2.4	mA
I _{COL}	Supply current	V _{CC} = MAX	Total, outputs low	3.6	6.6	mA
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = 5V	Average per gate (50% duty cycle)	0.4		mA
t _{PLH}	Propagation delay time, low-to-high-level output	V _{CC} = 5V, T _A = 25°C, C _L = 15PF, R _L = 2KΩ		9	15	ns
t _{PHL}	Propagation delay time, high-to-low-level output			10	15	ns

Pin Assignments (Top View)



positive logic
Y = \bar{A}

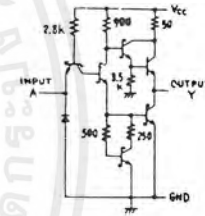
Schematics (each gate)



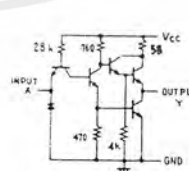
CIRCUIT	R1	R2	R3	R4
'04	4k	1.6k	130	1k
'L04	40k	20k	500	12k

Input clamp diodes not on SN54LS04/SN74LS04 circuits.

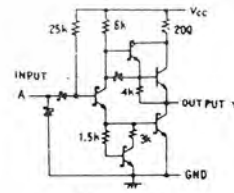
'04, 'L04 CIRCUITS



'S04 CIRCUIT



'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_{CC} = 5V, T_A = 25°C.

*Not more than one output should be shorted at a time, and for SN54H04, SN74H04 and SN54LS04, SN74LS04, duration of short-circuit should not exceed 1 second.

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	Q	W	Q	W	Q	W	SN54LS11	J	Q	W	Q	W								
FAIRCHILD	SN74S11	J	Q	N	Q	W	Q	W	SN74LS11	J	Q	N	Q	W								
MOTOROLA	FM54S11	D	Q	P	D	Q	P	F	Q	FM54LS11/FM74LS11	D	Q	P	F	Q							
N.S.C.	DM74S11	N	Q						DM74LS11	N	Q											
PHILIPS	N74S11	Q							N74LS11	Q												
SIGNETICS	N74S11								N74LS11													
SIEMENS																						
FUJITSU									74LS11													
HITACHI	HD74S11	Q	P	Q					HD74LS11	P	Q											
MITSUBISHI	M5S011	P	Q						M74LS11	P	Q											
NEC	μPB233	D	Q	C					74LS11	C	Q											
TOSHIBA																						

Electrical Characteristics SN54LS11/SN74LS11

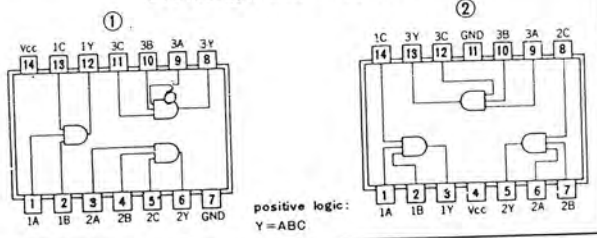
absolute maximum ratings over operating free-air temperature range			
Supply voltage, V _{CC}	7V	Operating free-air temperature range	-55°C to 125°C
Input voltage	7V	Storage temperature range	-65°C to 150°C
Intermittent voltage	5.5V		

recommended operating conditions							
	SN54LS11			SN74LS11			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}			-400			8	mA
Low-level output current, I _{OL}			4			8	mA
Operating free-air temperature, T _a	-55		125	0		70	°C

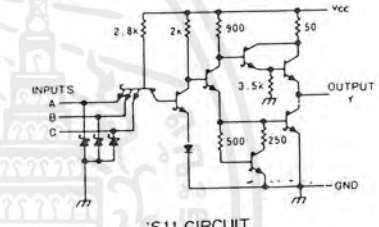
electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	MIN	TYP ‡	MAX	UNIT	
V _{IH}	High-level input voltage		2		V	
V _{IL}	Low-level input voltage			0.8	V	
V _I	Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -18mA		-1.5	V	
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2V, I _{OH} = MAX	54LS Family: 2.5 74LS Family: 2.7	3.4	V	
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IL} = V _{IL} max, I _{OL} = 4mA		0.25, 0.4	V	
I _I	Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 7V		0.1	mA	
I _{IH}	High-level input current	V _{CC} = MAX, V _{IH} = 2.7V		20	μA	
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _{IL} = 0.5V		-0.4	mA	
I _{OS}	Short circuit output current	V _{CC} = MAX		-20	mA	
I _{CC} H	Supply current	V _{CC} = MAX, Total outputs high		1.8	3.6	mA
I _{CC} L	Supply current	V _{CC} = MAX, Total outputs low		3.3	6.6	mA
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = 5V, Average per gate (50% duty cycle)		0.85	mA	
t _{PLH}	Propagation delay time, low-to-high-level output	V _{CC} = 5V, T _A = 25°C, C _L = 15pF, R _L = 2kΩ		8, 15	ns	
t _{PHL}	Propagation delay time, high-to-low-level output			10, 20	ns	

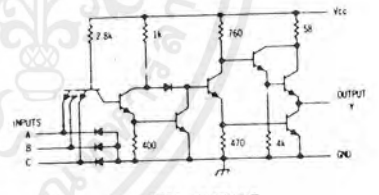
Pin Assignments (Top View)



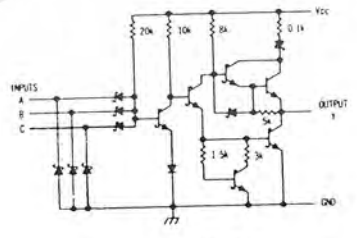
Schematics (each gate)



S11 CIRCUIT



H11 CIRCUIT



LS11 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_{CC} = 5V, T_A = 25°C.
 • Not more than one output should be shorted at a time, and for SN54H/SN74H* and SN54S/SN74S*, duration of output short should not exceed one second.

5432/7432 Quadruple 2-Input Positive-OR 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.	SN54S32	J	Ⓚ	WD					SN54LS32	J	Ⓚ	WD	SN5432	J	Ⓚ	WD				
	SN74S32	J	Ⓚ	WD					SN74LS32	J	Ⓚ	WD	SN7432	J	Ⓚ	WD				
FAIRCHILD	FMS432/FM9532	D	Ⓚ	F					FMS4LS32/FM9LS32	D	Ⓚ	F	FMS432/FM9N32	D	Ⓚ	F				
	FC7432/FC9532	D	Ⓚ	F					FC74LS32/FC9LS32	D	Ⓚ	F	FC7432/FC9N32	D	Ⓚ	F				
MOTOROLA									SN74LS32											
									DM74LS32				DM5432	J	Ⓚ	WD				DM54LS32
									DM54LS32				DM74232	J	Ⓚ	WD				DM74LS32
N.S.C.																				
PHILIPS	N74S32								N74LS32				N7432							
													S5432	F	Ⓚ	WD				
													W432	F	Ⓚ	WD				
SIGNETICS									N74LS32											
SIEMENS													FLH631							
FUJITSU									74LS32											
HITACHI									HD74LS32				HD7432							
MITSUBISHI									MS3LS32											
NEC									74LS32											
TOSHIBA																				

Electrical Characteristics SN54LS32/SN74LS32
absolute maximum ratings over operating free-air temperature range

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

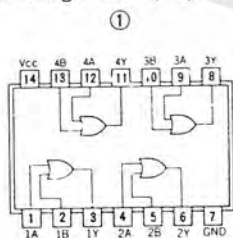
recommended operating conditions

	SN54LS32			SN74LS32			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}			-400			-400	μA
Low-level output current, I _{OL}			4			8	mA
Operating free-air temperature, T _a	-55	125	0	70			°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

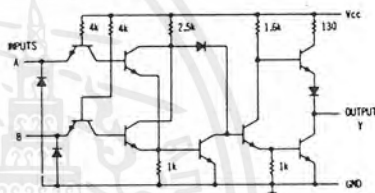
PARAMETER	TEST CONDITIONS †	MIN	TYP ‡	MAX	UNIT	
V _{IH}	High-level input voltage		2		V	
V _{IL}	Low-level input voltage			0.8	V	
V _I	Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -18 mA		-1.5	V	
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} = MIN, I _{OH} = MAX, V _{IH} = 2V	2.7	3.4	V	
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, I _{OL} = 4 mA, V _{IL} = V _{IL} max.	0.25	0.4	V	
I _I	Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 7V		0.1	nA	
I _{IH}	High-level input current	V _{CC} = MAX, V _{IH} = 2.7V		20	μA	
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _{IL} = 0.4V		-0.4	mA	
I _{OS}	Short-circuit output current ♦	V _{CC} = MAX	54LS Family 74LS Family	-20 -100	mA	
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = MAX	Total, outputs high Total, outputs low	3.1 4.5	6.2 9.8	mA
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = 5V	Average per gate (50% duty cycle)	1.0	mA	
t _{PLH}	Propagation delay time, low-to-high-level output	V _{CC} = 5V, T _a = 25°C, C _L = 15pF, R _L = 2kΩ		14	22	ns
t _{PHL}	Propagation delay time, high-to-low-level output			14	22	ns

Pin Assignment (Top View)

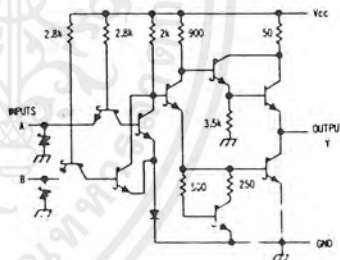


positive logic:
Y = A + B

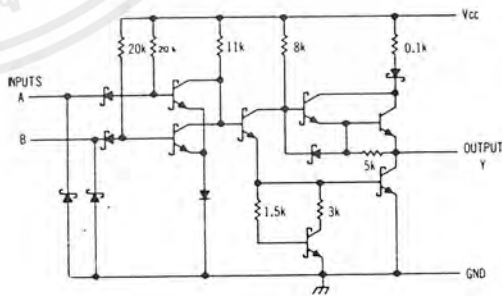
Schematics (each gate)



'32 CIRCUIT



'532 CIRCUIT



'LS32 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_{CC} = 5V, T_a = 25°C.
♦ Not more than one output should be shorted at a time.

NE/SA/SE555/SE555C Timer

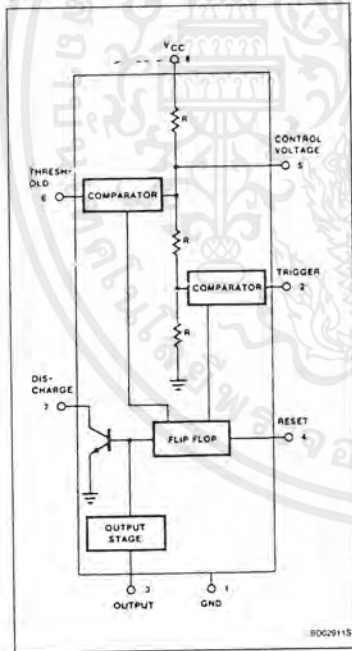
Product Specification

Linear Products

DESCRIPTION

The 555 monolithic timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays, or oscillation. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For a stable operation as an oscillator, the free running frequency and the duty cycle are both accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output structure can source or sink up to 200mA.

BLOCK DIAGRAM



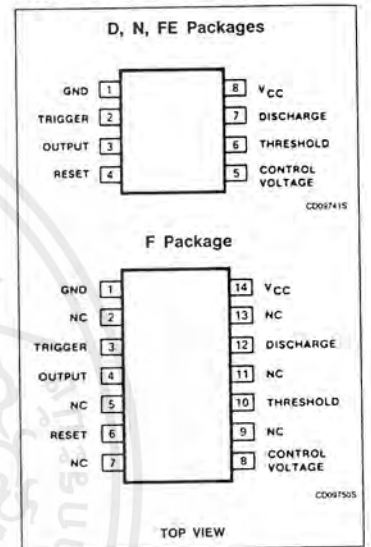
FEATURES

- Turn-off time less than $2\mu\text{s}$
- Max. operating frequency greater than 500kHz
- Timing from microseconds to hours
- Operates in both astable and monostable modes
- High output current
- Adjustable duty cycle
- TTL compatible
- Temperature stability of 0.005% per $^{\circ}\text{C}$

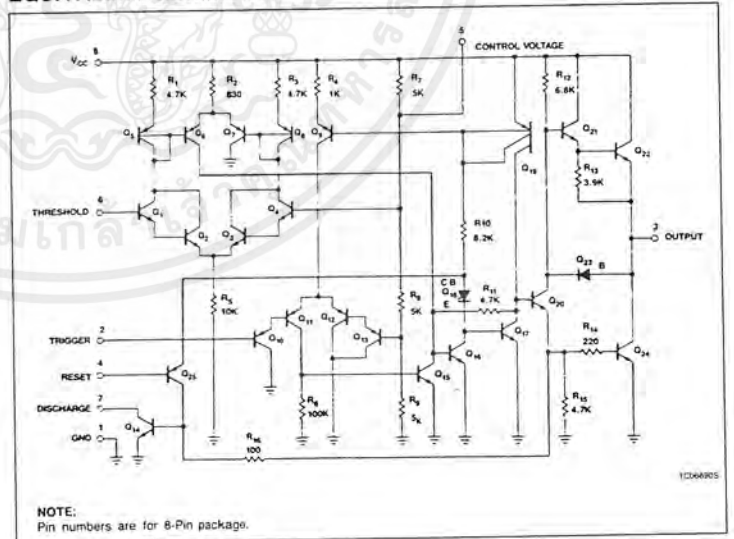
APPLICATIONS

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Missing pulse detector

PIN CONFIGURATIONS



EQUIVALENT SCHEMATIC



Timer

NE/SA/SE555/SE555C

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE
8-Pin Hermetic Cerdip	0 to +70°C	NE555FE
8-Pin Plastic SO	0 to +70°C	NE555D
8-Pin Plastic DIP	0 to +70°C	NE555N
8-Pin Plastic DIP	-40°C to +85°C	SA555N
8-Pin Plastic SO	-40°C to +85°C	SA555D
8-Pin Hermetic Cerdip	-55°C to +125°C	SE555CFE
8-Pin Plastic DIP	-55°C to +125°C	SE555CN
14-Pin Plastic DIP	-55°C to +125°C	SE555N
8-Pin Hermetic Cerdip	-55°C to +125°C	SE555FE
14-Pin Ceramic DIP	0 to +70°C	NE555F
14-Pin Ceramic DIP	-55°C to +125°C	SE555F
14-Pin Ceramic DIP	-55°C to +125°C	SE555CF

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V _{CC}	Supply voltage	+18	V
	SE555 NE555, SE555C, SA555	+16	V
P _D	Maximum allowable power dissipation ¹	600	mW
T _A	Operating ambient temperature range	0 to +70	°C
		-40 to +85	°C
		-55 to +125	°C
T _{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	°C
T _{SOLD}	Lead soldering temperature (10sec max)	+300	°C

NOTE:

1. The junction temperature must be kept below 125°C for the D package and below 150°C for the FE, N and F packages. At ambient temperatures above 25°C, where this limit would be derated by the following factors:

- D package 160 °C/W
- FE package 150 °C/W
- N package 100 °C/W
- F package 105 °C/W

Timer

NE/SA/SE555/SE555C

DC AND AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE555			NE555/SE555C			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{CC}	Supply voltage		4.5		18	4.5		16	V
I_{CC}	Supply current (low state) ¹	$V_{CC} = 5\text{V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V}$, $R_L = \infty$		3 10	5 12		3 10	6 15	mA mA
t_M $\Delta t_M/\Delta T$ $\Delta t_M/\Delta V_S$	Timing error (monostable) Initial accuracy ² Drift with temperature Drift with supply voltage	$R_A = 2\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$		0.5 30 0.05	2.0 100 0.2		1.0 50 0.1	3.0 150 0.5	% ppm/ $^\circ\text{C}$ %/V
t_A $\Delta t_A/\Delta T$ $\Delta t_A/\Delta V_S$	Timing error (astable) Initial accuracy ² Drift with temperature Drift with supply voltage	$R_A, R_B = 1\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$ $V_{CC} = 15\text{V}$		4 0.15	6 500 0.6		5 0.3	13 500 1	% ppm/ $^\circ\text{C}$ %/V
V_C	Control voltage level	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9.6 2.9	10.0 3.33	10.4 3.8	9.0 2.6	10.0 3.33	11.0 4.0	V V
V_{TH}	Threshold voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9.4 2.7	10.0 3.33	10.6 4.0	8.8 2.4	10.0 3.33	11.2 4.2	V V
I_{TH}	Threshold current ³			0.1	0.25		0.1	0.25	μA
V_{TRIG}	Trigger voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	4.8 1.45	5.0 1.67	5.2 1.9	4.5 1.1	5.0 1.67	5.6 2.2	V V
I_{TRIG}	Trigger current	$V_{TRIG} = 0\text{V}$		0.5	0.9		0.5	2.0	μA
V_{RESET}	Reset voltage ⁴		0.3		1.0	0.3		1.0	V
I_{RESET}	Reset current Reset current	$V_{RESET} = 0.4\text{V}$ $V_{RESET} = 0\text{V}$		0.1 0.4	0.4 1.0		0.1 0.4	0.4 1.5	mA mA
V_{OL}	Output voltage (low)	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SINK} = 10\text{mA}$ $I_{SINK} = 50\text{mA}$ $I_{SINK} = 100\text{mA}$ $I_{SINK} = 200\text{mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SINK} = 8\text{mA}$ $I_{SINK} = 5\text{mA}$		0.1 0.4 2.0 2.5	0.15 0.5 2.2		0.1 0.4 2.0 2.5	0.25 0.75 2.5	V V V V
V_{OH}	Output voltage (high)	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SOURCE} = 200\text{mA}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$	13.0 3.0	12.5 3.3		12.75 2.75	12.5 3.3		V V V
t_{OFF}	Turn-off time ⁵	$V_{RESET} = V_{CC}$		0.5	2.0		0.5	2.0	μs
t_R	Rise time of output			100	200		100	300	ns
t_F	Fall time of output			100	200		100	300	ns
	Discharge leakage current			20	100		20	100	ns

NOTES:

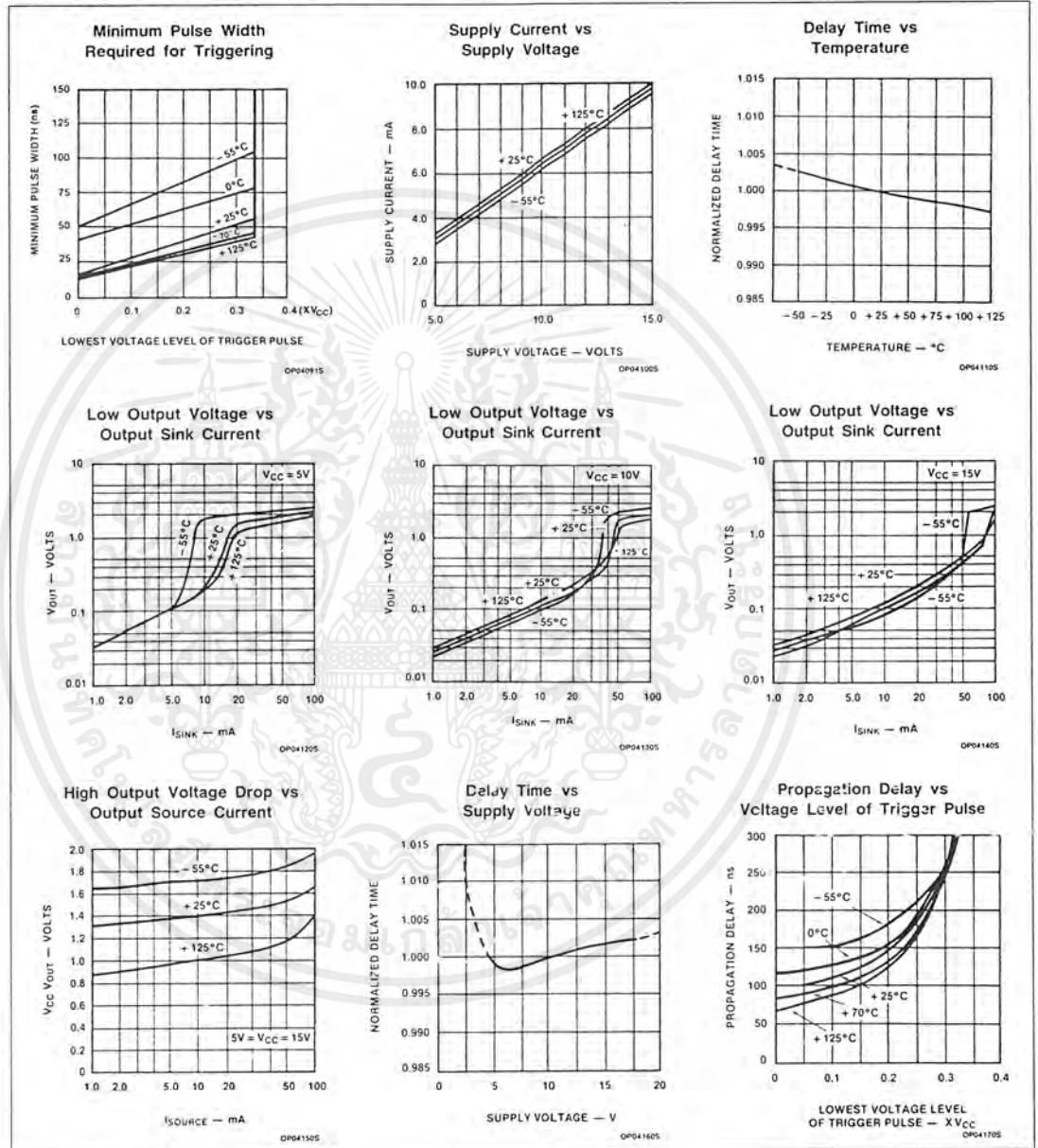
- Supply current when output high typically 1mA less.
- Tested at $V_{CC} = 5\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$.
- This will determine the max value of $R_A + R_B$, for 15V operation, the max total $R = 10\text{M}\Omega$, and for 5V operation, the max. total $R = 3.4\text{M}\Omega$.
- Specified with trigger input high.
- Time measured from a positive going input pulse from 0 to $0.8 \times V_{CC}$ into the threshold to the drop from high to low of the output. Trigger is tied to threshold.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Timer

NE/SA/SE555/SE555C

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

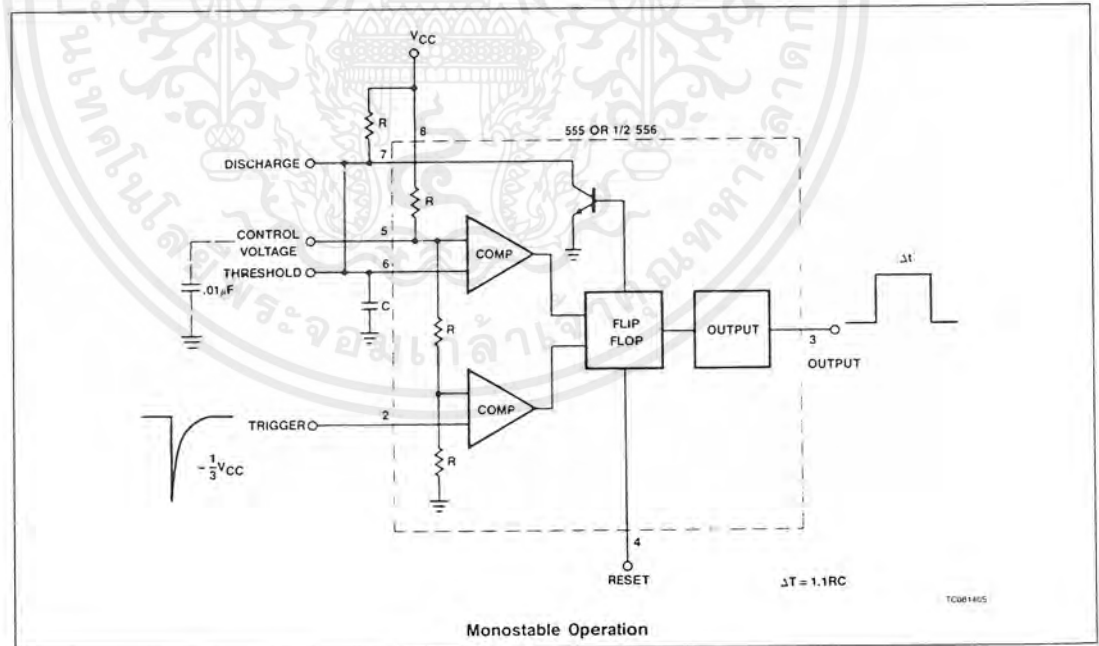
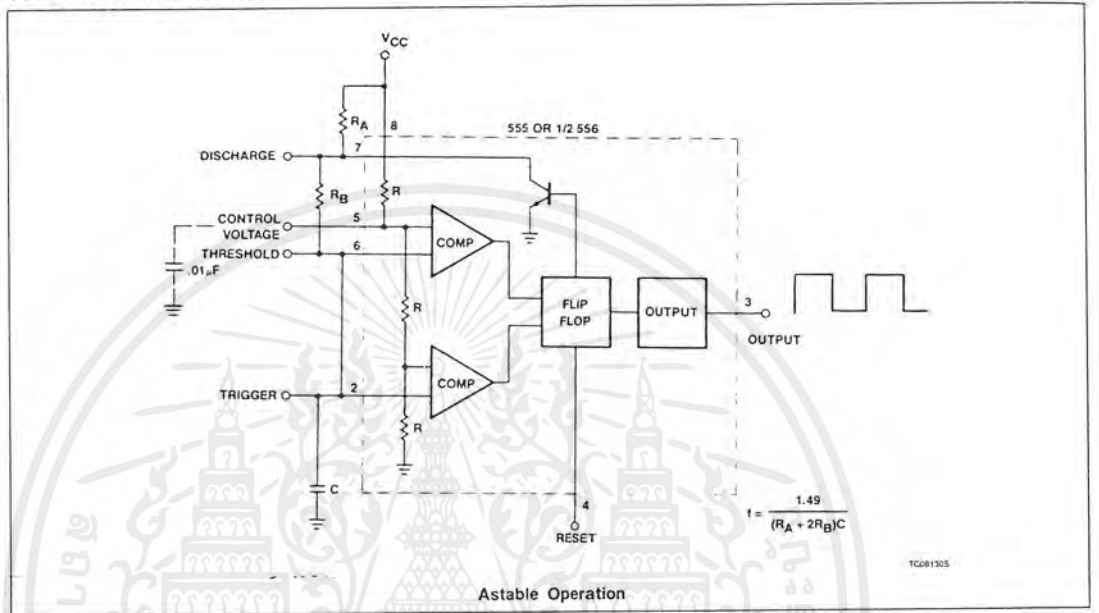


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Timer

NE/SA/SE555/SE555C

TYPICAL APPLICATIONS

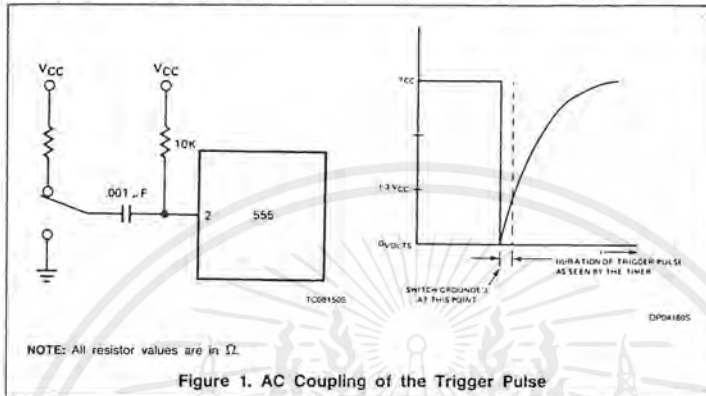


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Timer

NE/SA/SE555/SE555C

TYPICAL APPLICATIONS



Trigger Pulse Width Requirements and Time Delays

Due to the nature of the trigger circuitry, the timer will trigger on the negative going edge of the input pulse. For the device to time out properly, it is necessary that the trigger voltage level be returned to some voltage greater than one third of the supply before the time out period. This can be achieved by making either the trigger pulse sufficiently short or by

AC coupling into the trigger. By AC coupling the trigger, see Figure 1, a short negative going pulse is achieved when the trigger signal goes to ground. AC coupling is most frequently used in conjunction with a switch or a signal that goes to ground which initiates the timing cycle. Should the trigger be held low, without AC coupling, for a longer duration than the timing cycle the output will remain in a high state for the duration of the

low trigger signal, without regard to the threshold comparator state. This is due to the predominance of Q_{15} on the base of Q_{16} , controlling the state of the bistable flip-flop. When the trigger signal then returns to a high level, the output will fall immediately. Thus, the output signal will follow the trigger signal in this case.

Another consideration is the "turn-off time". This is the measurement of the amount of time required after the threshold reaches $2/3 V_{CC}$ to turn the output low. To explain further, Q_1 at the threshold input turns on after reaching $2/3 V_{CC}$, which then turns on Q_5 , which turns on Q_6 . Current from Q_6 turns on Q_{16} which turns Q_{17} off. This allows current from Q_{19} to turn on Q_{20} and Q_{24} to give an output low. These steps cause the $2\mu s$ max. delay as stated in the data sheet.

Also, a delay comparable to the turn-off time is the trigger release time. When the trigger is low, Q_{10} is on and turns on Q_{11} which turns on Q_{15} . Q_{15} turns off Q_{16} and allows Q_{17} to turn on. This turns off current to Q_{20} and Q_{24} , which results in output high. When the trigger is released, Q_{10} and Q_{11} shut off, Q_{15} turns off, Q_{16} turns on and the circuit then follows the same path and time delay explained as "turn off time". This trigger release time is very important in designing the trigger pulse width so as not to interfere with the output signal as explained previously.

Linear Products

INTRODUCTION

In mid 1972, Signetics introduced the 555 timer, a unique functional building block that has enjoyed unprecedented popularity. The timer's success can be attributed to several inherent characteristics foremost of which are versatility, stability and low cost. There can be no doubt that the 555 timer has altered the course of the electronics industry with an impact not unlike that of the IC operational amplifier.

The simplicity of the timer, in conjunction with its ability to produce long time delays in a variety of applications, has lured many designers from mechanical timers, op amps, and various discrete circuits into the ever increasing ranks of timer users.

DESCRIPTION

The 555 timer consists of two voltage comparators, a bistable flip-flop, a discharge transistor, and a resistor divider network. To understand the basic concept of the timer let's first examine the timer in block form as in Figure 1.

The resistive divider network is used to set the comparator levels. Since all three resistors are of equal value, the threshold comparator is referenced internally at $\frac{2}{3}$ of supply voltage level and the trigger comparator is referenced at $\frac{1}{3}$ of supply voltage. The out-

puts of the comparators are tied to the bistable flip-flop. When the trigger voltage is moved below $\frac{1}{3}$ of the supply, the comparator changes state and sets the flip-flop driving the output to a high state. The threshold pin normally monitors the capacitor voltage of the RC timing network. When the capacitor voltage exceeds $\frac{2}{3}$ of the supply, the threshold comparator resets the flip-flop which in turn drives the output to a low state. When the output is in a low state, the discharge transistor is "on", thereby discharging the external timing capacitor. Once the capacitor is discharged, the timer will await another trigger pulse, the timing cycle having been completed.

The 555 and its complement, the 556 Dual Timer, exhibit a typical initial timing accuracy of 1% with a 50ppm/ $^{\circ}$ C timing drift with temperature. To operate the timer as a one-shot, only two external components are necessary; resistance & capacitance. For an oscillator, only one additional resistor is necessary. By proper selection of external components, oscillating frequencies from one cycle per half hour to 500kHz can be realized. Duty cycles can be adjusted from less than one percent to 99 percent over the frequency spectrum. Voltage control of timing and oscillation functions is also available.

Timer Circuitry

The timer is comprised of five distinct circuits: two voltage comparators; a resistive voltage divider reference; a bistable flip-flop; a discharge transistor; and an output stage that is the "totem-pole" design for sink or source capability. Q₁₀-Q₁₃ comprise a Darlington differential pair which serves as a trigger comparator. Starting with a positive voltage on the trigger, Q₁₀ and Q₁₁ turn on when the voltage at Pin 2 is moved below one third of the supply voltage. The voltage level is derived from a resistive divider chain consisting of R₇, R₈ and R₉. All three resistors are of equal value (5k Ω). At 15V supply, the triggering level would be 5V. When Q₁₀ and Q₁₁ turn on, they provide a base drive for Q₁₅, turning it on. Q₁₆ and Q₁₇ form a bistable flip-flop. When Q₁₅ is saturated, Q₁₆ is "off" and Q₁₇ is saturated. Q₁₆ and Q₁₇ will remain in these states even if the trigger is removed and Q₁₅ is turned "off". While Q₁₇ is saturated, Q₂₀ and Q₁₄ are turned off.

The output structure of the timer is a "totem-pole" design, with Q₂₂ and Q₂₄ being large geometry transistors capable of providing 200mA with a 15V supply. While Q₂₀ is "off", base drive is provided for Q₂₂ by Q₂₁, thus providing a high output.

For the duration that the output is in a high state, the discharge transistor is "off". Since the collector of Q₁₄ is typically connected to the external timing capacitor, C, while Q₁₄ is off, the timing capacitor now can charge through the timing resistor, R_A.

The capacitor voltage is monitored by the threshold comparator (Q₃-Q₄) which is a Darlington differential pair. When the capacitor voltage reaches two thirds of the supply voltage, the current is directed from Q₃ and Q₄ thru Q₁ and Q₂. Amplification of the current change is provided by Q₅ and Q₆. Q₅-Q₆ and Q₇-Q₈ comprise a diode-biased amplifier. The amplified current change from Q₆ now provides a base drive for Q₁₆ which is part of the bistable flip-flop, to change states. In doing so, the output is driven "low", and Q₁₄, the discharge transistor, is turned "on", shorting the timing capacitor to ground.

The discussion to this point has only encompassed the most fundamental of the timer's operating modes and circuitry. Several points of the circuit are brought out to the real world which allow the timer to function in a variety of modes. It is essential that one understands

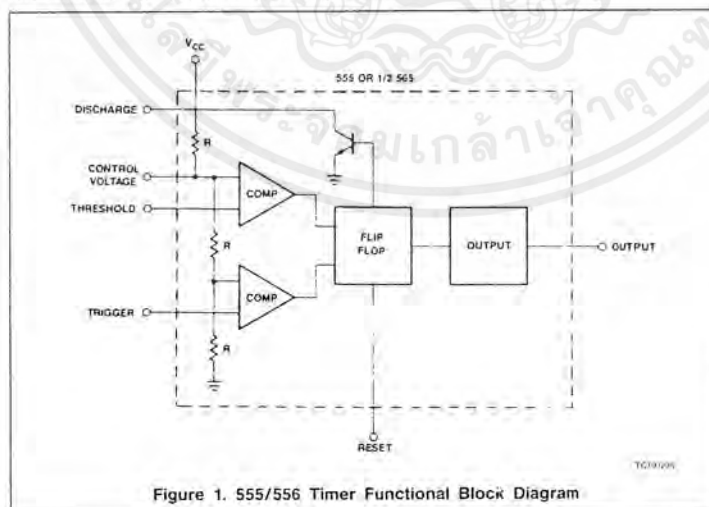
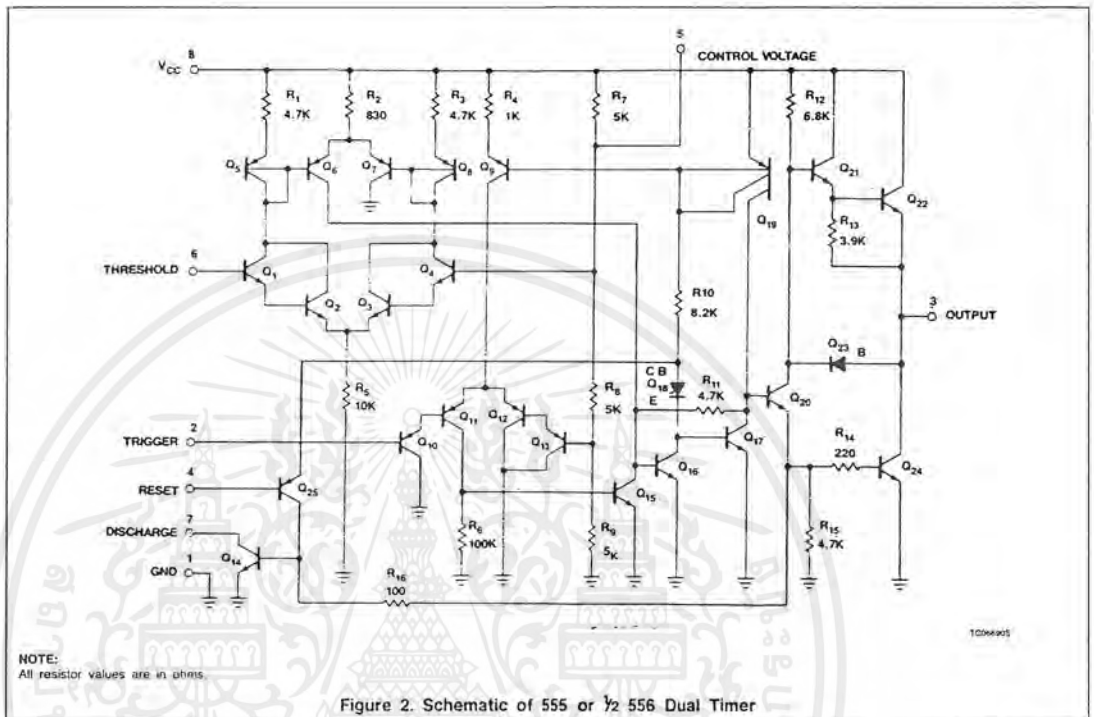


Figure 1. 555/556 Timer Functional Block Diagram

NE555 and NE556 Applications

AN170



all the variations possible in order to utilize this device to its fullest extent.

Reset Function

Regressing to the trigger mode, it should be noted that once the device has triggered and the bistable flip-flop is set, continued triggering will not interfere with the timing cycle. However, there may come a time when it is necessary to interrupt or halt a timing cycle. This is the function that the reset accomplishes.

In the normal operating mode the reset transistor, Q_{25} , is off with its base held high. When the base of Q_{25} is grounded, it turns on, providing base drive to Q_{14} , turning it on. This discharges the timing capacitor, resets the flip-flop at Q_{17} , and drives the output low. The reset overrides all other functions within the timer.

Trigger Requirements

Due to the nature of the trigger circuitry, the timer will trigger on the negative-going edge of the input pulse. For the device to time-out properly, it is necessary that the trigger voltage level be returned to some voltage greater than one third of the supply before the timeout period. This can be achieved by making either the trigger pulse sufficiently short or by AC coupling into the trigger. By AC

coupling the trigger (see Figure 3), a short negative-going pulse is achieved when the trigger signal goes to ground. AC coupling is most frequently used in conjunction with a switch or a signal that goes to ground which initiates the timing cycle. Should the trigger be held low, without AC coupling, for a longer duration than the timing cycle the output will remain in a high state for the duration of the low trigger signal, without regard to the threshold comparator state. This is due to the predominance of Q_{15} on the base of Q_{16} , controlling the state of the bistable flip-flop. When the trigger signal then returns to a high level, the output will fall immediately. Thus, the output signal will follow the trigger signal in this case.

Control Voltage

One additional point of significance, the control voltage, is brought out on the timer. As mentioned earlier, both the trigger comparator, $Q_{10}-Q_{13}$, and the threshold comparator, Q_1-Q_4 , are referenced to an internal resistor divider network, R_7, R_8, R_9 . This network establishes the nominal two thirds of supply voltage (V_{CC}) trip point for the threshold comparator and one third of V_{CC} for the trigger comparator. The two thirds point at the junction of R_7, R_8 and the base of Q_4 is

brought out. By imposing a voltage at this point, the comparator reference levels may be shifted either higher or lower than the nominal levels of one third and two thirds of the supply voltage. Varying the voltage at this point will vary the timing. This feature of the timer opens a multitude of application possibilities such as using the timer as a voltage-controlled oscillator, pulse-width modulator, etc. For applications where the control voltage function is not used, it is strongly recommended that a bypass capacitor ($0.01\mu F$) be placed across the control voltage pin and ground. This will increase the noise immunity of the timer to high frequency trash which may monitor the threshold levels causing timing error.

Monostable Operation

The timer lends itself to three basic operating modes:

1. Monostable (one-shot)
2. Astable (oscillatory)
3. Time delay

By utilizing one or any combination of basic operating modes and suitable variations, it is possible to utilize the timer in a myriad of applications. The applications are limited only to the imagination of the designer.

NE555 and NE556 Applications

AN170

One of the simplest and most widely used operating modes of the timer is the monostable (one-shot). This configuration requires only two external components for operation (see Figure 4). The sequence of events starts when a voltage below one third V_{CC} is sensed by the trigger comparator. The trigger is normally applied in the form of a short negative-going pulse. On the negative-going edge of the pulse, the device triggers, the output goes high and the discharge transistor turns off. Note that prior to the input pulse, the discharge transistor is on, shorting the timing capacitor to ground. At this point the timing capacitor, C, starts charging through the timing resistor, R. The voltage on the capacitor increases exponentially with a time constant $T = RC$. Ignoring capacitor leakage, the capacitor will reach the two thirds V_{CC} level in 1.1 time constants or

$$T = 1.1 RC \quad (1)$$

Where T is in seconds, R is in ohms, and C is in Farads. This voltage level trips the threshold comparator, which in turn drives the output low and turns on the discharge transistor. The transistor discharges the capacitor, C, rapidly. The timer has completed its cycle and will now await another trigger pulse.

Astable Operation

In the astable (free-run) mode, only one additional component, R_B , is necessary. The trigger is now tied to the threshold pin. At power-up, the capacitor is discharged, holding the trigger low. This triggers the timer, which establishes the capacitor charge path through R_A and R_B . When the capacitor reaches the threshold level of $\frac{2}{3} V_{CC}$, the output drops low and the discharge transistor turns on.

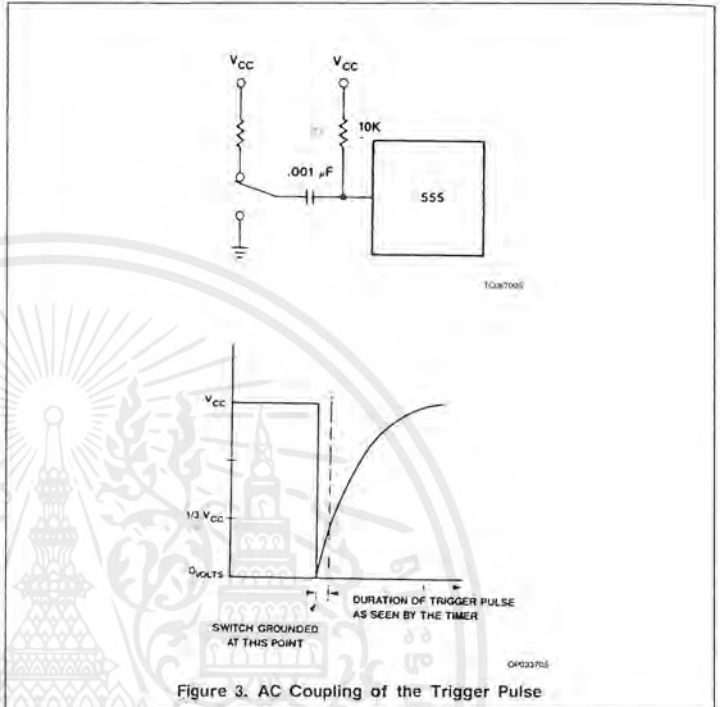


Figure 3. AC Coupling of the Trigger Pulse

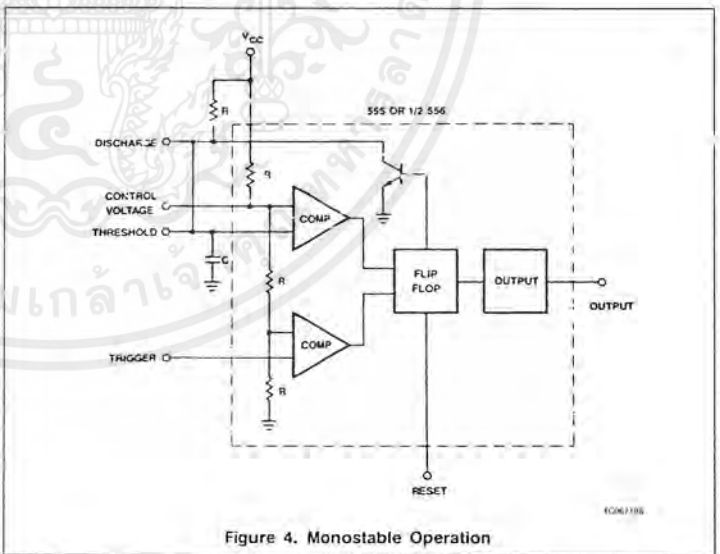


Figure 4. Monostable Operation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NE555 and NE556 Applications

AN170

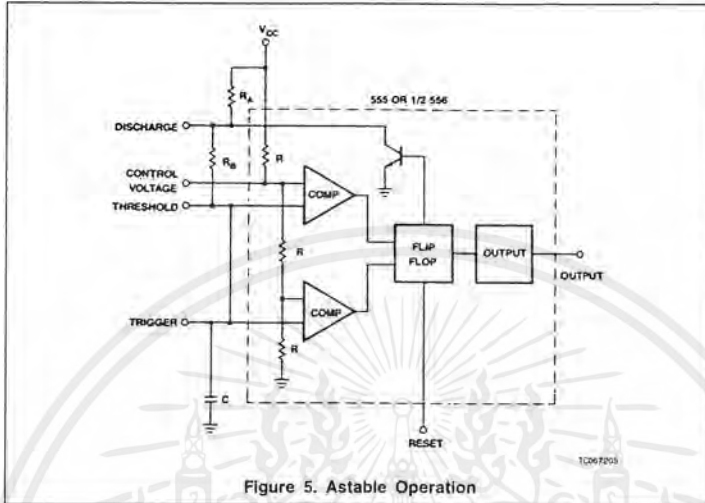


Figure 5. Astable Operation

The timing capacitor now discharges through R_B . When the capacitor voltage drops to $\frac{1}{3} V_{CC}$, the trigger comparator trips, automatically retriggering the timer, creating an oscillator whose frequency is given by:

$$f = \frac{1.49}{(R_A + 2R_B) C} \quad (2)$$

Selecting the ratios of R_A and R_B varies the duty cycle accordingly. Lo and behold, we have a problem. If a duty cycle of less than fifty percent is required, then what? Even if $R_A = 0$, the charge time cannot be made smaller than the discharge time because the charge path is $R_A + R_B$ while the discharge path is R_B alone. In this case it becomes necessary to insert a diode in parallel with R_B , cathode toward the timing capacitor. Another diode is desirable, but not mandatory (this one in series with R_B), cathode away from the timing capacitor. Now the charge path becomes R_A , through the parallel diode into C. Discharge is through the series diode and R_B to the discharge transistor. This scheme will afford a duty cycle range from less than 5% to greater than 95%. It should be noted that for reliable operation a minimum value of $3k\Omega$ for R_B is recommended to assure that oscillation begins.

Time Delay

In this third basic operating mode, we aim to accomplish something a little different from monostable operation. In the monostable mode, when a trigger was applied,

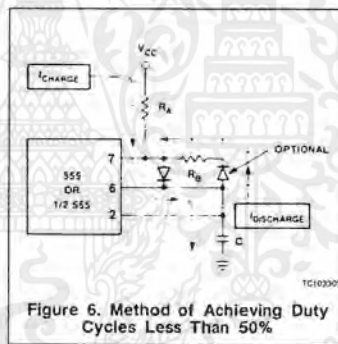


Figure 6. Method of Achieving Duty Cycles Less Than 50%

immediately changed to the high state, timed out, and returned to its pre-trigger low state. In the time delay mode, we require the output not to change state upon triggering, but at some precalculated time after trigger is received.

The threshold and trigger are tied together, monitoring the capacitor voltage. The discharge function is not used. The operation sequence begins as transistor (T_1) is turned on, keeping the capacitor grounded. The trigger sees a low state and forces the timer output high. When the transistor is turned off, the capacitor commences its charge cycle. When the capacitor reaches the threshold level, only then does the output change from its normally high state to the low state. The

output will remain low until T_1 is again turned on.

GENERAL DESIGN CONSIDERATIONS

The timer will operate over a guaranteed voltage range of 4.5V to 15V_{DC} with 16V_{DC} being the absolute maximum rating. Most of the devices, however, will operate at voltage levels as low as 3V_{DC}. The timing interval is independent of supply voltage since the charge rate and threshold level of the comparator are both directly proportional to supply. The supply voltage may be provided by any number of sources, however, several precautions should be taken. The most important, the one which provides the most headaches if not practiced, is good power supply filtering and adequate bypassing. Ripple on the supply line can cause loss of timing accuracy. The threshold level shifts, causing a change of charging current. This will cause a timing error for that cycle.

Due to the nature of the output structure, a high power totem-pole design, the output of the timer can exhibit large current spikes on the supply line. Bypassing is necessary to eliminate this phenomenon. A capacitor across the V_{CC} and ground, directly across the device, is necessary and ideal. The size of a capacitor will depend on the specific application. Values of capacitance from 0.01 μ F to 10 μ F are not uncommon, but note that the bypass capacitor would be as close to the device as physically possible.

Selecting External Components

In selecting the timing resistor and capacitor, there are several considerations to be taken into account.

Stable external components are necessary for the RC network if good timing accuracy is to be maintained. The timing resistor(s) should be of the metal film variety if timing accuracy and repeatability are important design criteria. The timer exhibits a typical initial accuracy of one percent. That is, with any one RC network, from timer to timer only one percent change is to be expected. Most of the initial timing error (i.e., deviation from the formula) is due to inaccuracies of external components. Resistors range from their rated values by 0.01% to 10% and 20%. Capacitors may have a 5% to 10% deviation from rated capacity. Therefore, in a system where

NE555 and NE556 Applications

AN170

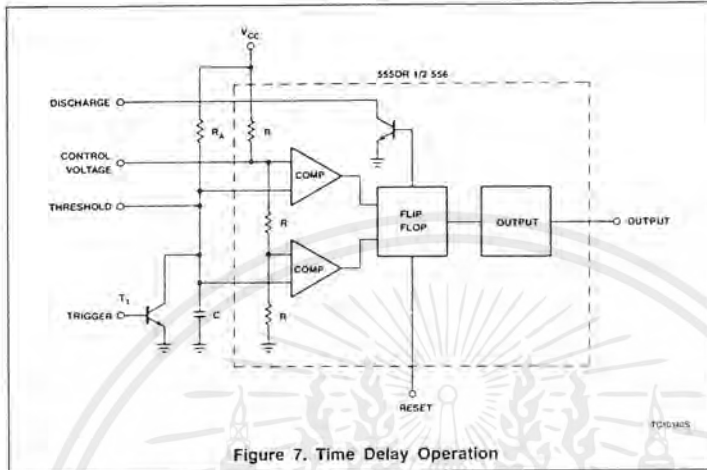


Figure 7. Time Delay Operation

timing is critical, an adjustable timing resistor or precision components are necessary. For best results, a good quality trim pot, placed in series with the largest feasible resistance, will allow for best adjustability and performance.

The timing capacitor should be a high quality, stable component with very low leakage characteristics. *Under no circumstances should ceramic disc capacitors be used in the timing network!* Ceramic disc capacitors are not sufficiently stable in capacitance to operate properly in an RC mode. Several acceptable capacitor types are: silver mica, mylar, polycarbonate, polystyrene, tantalum, or similar types.

The timer typically exhibits a small negative temperature coefficient (50ppm/°C). If timer accuracy over temperature is a consideration, timing components with a small positive temperature coefficient should be chosen. This combination will tend to cancel timing drift due to temperature.

In selecting the values for the timing resistors and capacitor, several points should be considered. A minimum value of threshold current is necessary to trip the threshold comparator. This value is 0.25µA. To calculate the maximum value of resistance, keep in mind that at the time the threshold current is required, the voltage potential on the threshold pin is two thirds of supply. Therefore:

$$V_{\text{potential}} = V_{CC} - V_{\text{capacitor}}$$

$$V_{\text{potential}} = V_{CC} - \frac{2}{3} V_{CC}$$

Maximum resistance is then defined as

$$R_{\text{MAX}} = \frac{V_{CC} - V_{\text{cap}}}{I_{\text{thresh}}} \tag{3}$$

Example: $V_{CC} = 15V$

December 1988

$$R_{\text{MAX}} = \frac{15 - 10}{0.25(10^{-6})} = 20M\Omega$$

$$V_{CC} = 5V$$

$$R_{\text{MAX}} = \frac{5 - 3.33}{0.25(10^{-6})} = 6.6M\Omega$$

NOTE:

If using a large value of timing resistor, be certain that the capacitor leakage is significantly lower than the charging current available to minimize timing error.

On the other end of the spectrum, there are certain minimum values of resistance that should be observed. The discharge transistor, Q₁₄, is current-limited at 35mA to 55mA internally. Thus, at the current limiting values, Q₁₄ establishes high saturation voltages. When examining the currents at Q₁₄, remember that the transistor, when turned on, will be carrying two current loads. The first being the constant current through timing resistor, R_A. The second will be the varying discharge current from the timing capacitor. To provide best operation, the current contributed by the R_A path should be minimized so that the majority of discharge current can be used to reset the capacitor voltage. Hence it is recommended that a 5kΩ value be the minimum feasible value for R_A. This does not mean lower values cannot be used successfully in certain applications, yet there are extreme cases that should be avoided if at all possible.

Capacitor size has not proven to be a legitimate design criteria. Values ranging from picofarads to greater than one thousand microfarads have been used successfully. One precaution need be utilized, though. (It should be a cardinal rule that applies to the usage of all ICs.) Make certain that the package power dissipation is not exceeded. With extremely

large capacitor values, a maximum duty cycle which allows some cooling time for the discharge transistor may be necessary.

The most important characteristic of the capacitor should be as low a leakage as possible. Obviously, any leakage will subtract from the charge count, causing the calculated time to be longer than anticipated.

Control Voltage

Regressing momentarily, we recall that the control voltage pin is connected directly to the threshold comparator at the junction of R₇, or R₈. The combination of R₇, R₈ and R₉ comprises the resistive voltage divider network that establishes the nominal 1/3 V_{CC} trigger comparator level (junction R₈, R₉) and the 2/3 V_{CC} level for the threshold comparator (junction R₇, R₈).

For most applications, the control voltage function is not used and therefore is bypassed to ground with a small capacitor for noise filtering. The control voltage function, in other applications, becomes an integral part of the design. By imposing a voltage at this pin, it becomes possible to vary the threshold comparator "set" level above or below the 2/3 V_{CC} nominal, thereby varying the timing. In the monostable mode, the control voltage may be varied from 45% to 90% of V_{CC}. The 45-90% figure is not firm, but only an indication to a safe usage. Control voltage levels below and above those stated have been used successfully in some applications.

In the oscillatory (free-run) mode, the control voltage limitations are from 1.7V to V_{CC}. These values should be heeded for reliable operation. Keep in mind that in this mode the trigger level is also important. When the control voltage raises the threshold comparator level, it also raises the trigger comparator level by one-half that amount due to R₈ and R₉ of Figure 2. As a voltage-controlled oscillator, one can expect ±25% around center frequency (f₀) to be virtually linear with a normal RC timing circuit. For wider linear variations around f₀ it may be desirable to replace the charging resistor with a constant-current source. In this manner, the exponential charging characteristics of the classical configuration will be altered to linear charge time.

Reset Control

The only remaining function now is the reset. As mentioned earlier, the reset, when taken to ground, inhibits all device functioning. The output is driven low, the bistable flip-flop is reset, and the timing capacitor is discharged. In the astable (oscillatory) mode, the reset can be used to gate the oscillator. In the monostable, it can be used as a timing abort to either interrupt a timing sequence or establish a standby mode (i.e., device off during power-up). It can also be used in conjunction

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NE555 and NE556 Applications

AN170

with the trigger pin to establish a positive edge-triggered circuit as opposed to the normal negative edge-trigger mode. One thing to keep in mind when using the reset function is that the reset voltage (switching) point is between 0.4V and 1.0V (min/max). Therefore, if used in conjunction with the trigger, the device will be out of the reset mode prior to reaching 1V. At that point the trigger is in the "turn on" region, below $\frac{1}{3} V_{CC}$. This will cause the device to trigger immediately, effectively triggering on the positive-going edge if a pulse is applied to Pins 4 and 2 simultaneously.

FREQUENTLY ASKED APPLICATIONS QUESTIONS

The following is a harvest of various maladies, exceptions, and idiosyncrasies that may exhibit themselves from time to time in various applications. Rather than cast aspersions, a quick review of this list may uncover a solution to the problem at hand.

- In the oscillator mode when reset is released the *first time constant* is approximately twice as long as the rest. Why?
Answer: In the oscillator mode the capacitor voltage fluctuates between $\frac{1}{2}$ and $\frac{2}{3}$ of the supply voltage. When reset is pulled down, the capacitor discharges completely. Thus for the first cycle it must charge from ground to $\frac{2}{3} V_{CC}$, which takes twice as long.
- What is *maximum frequency of oscillations*?
Answer: Most devices will oscillate about 1MHz. However, in the interest of temperature stability, one should operate only up to about 500kHz.
- What is *temperature drift for oscillator mode*?
Answer: Temperature drift of oscillator mode is 3 times that of one-shot mode due to the addition of a second voltage comparator. Frequency always increases with an increasing temperature. Therefore it is possible to partially offset this drift with an offsetting temperature coefficient in the external resistor/capacitor combination.
- Oscillator exhibits *spurious oscillations on crossover points*. Why?
Answer: The 555 can oscillate due to feedback from power supply. Always bypass with sufficient capacitance close to the device for all applications.
- Trying to drive a *relay* but 555 hangs up. How come?
Answer: Inductive feedback. A clamp diode across the coil prevents the coil from driving Pin 3 below a negative 0.6V. This negative voltage is sufficient in some cases

to cause the timer to malfunction. The solution is to drive the relay through a diode, thus preventing Pin 3 from ever seeing a negative voltage.

6. Double triggering of the TTL loads sometimes occurs. Why?

Answer: Due to the high current capability and fast rise and fall times of the output, a totem-pole structure different from the TTL classical structure was used. Near TTL threshold this output exhibits a crossover distortion which may double trigger logic. A 1000pF capacitor from the output to ground will eliminate any false triggering.

7. What is the longest time I can get out of the timer?

Answer: Times exceeding an hour are possible, but not always practical. Large capacitors with low leakage specs are quite expensive. It becomes cheaper to use a countdown scheme (see Figure 15) at some point, dependent on required accuracy. Normally 20 to 30 min. is the longest feasible time.

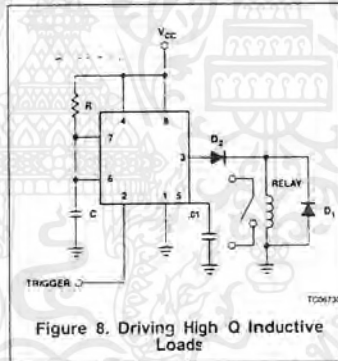


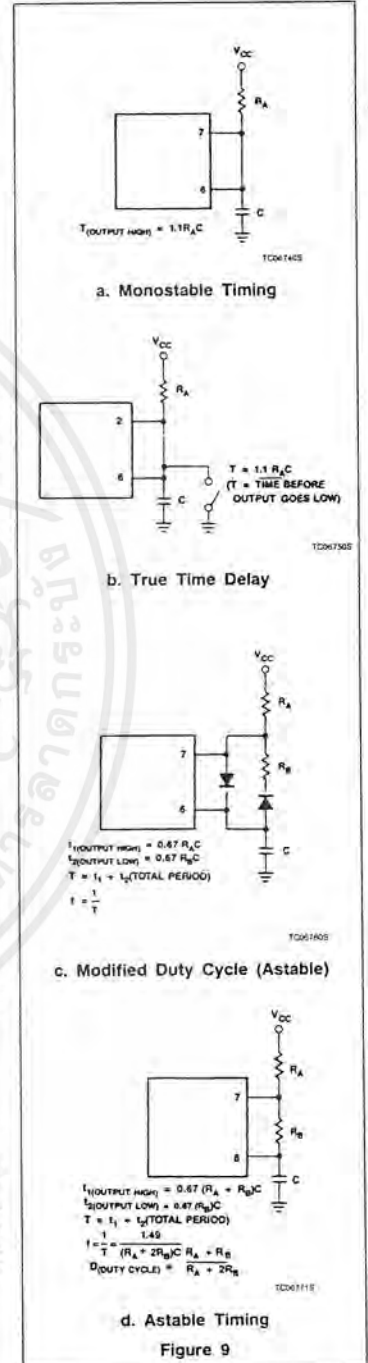
Figure 8. Driving High Q Inductive Loads

DESIGN FORMULAS

Before entering the section on specific applications it is advantageous to review the timing formulas. The formulas given here apply to the 555 and 556 devices.

APPLICATIONS

The timer, since introduction, has spurred the imagination of thousands. Thus, the ways in which this device has been used are far too numerous to present each one. A review of the basic operation and basic modes has previously been given. Presented here are some ingenious applications devised by our applications engineers and by some of our customers.



d. Astable Timing

Figure 9

NE555 and NE556 Applications

AN170

Missing Pulse Detector

Using the circuit of Figure 10a, the timing cycle is continuously reset by the input pulse train. A change in frequency, or a missing pulse, allows completion of the timing cycle which causes a change in the output level. For this application, the time delay should be set to be slightly longer than the normal time between pulses. Figure 10b shows the actual waveforms seen in this mode of operation.

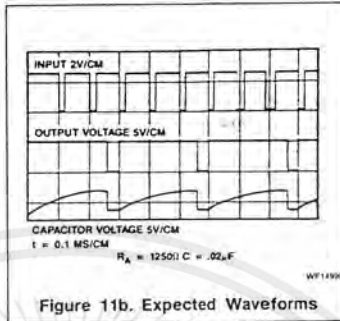
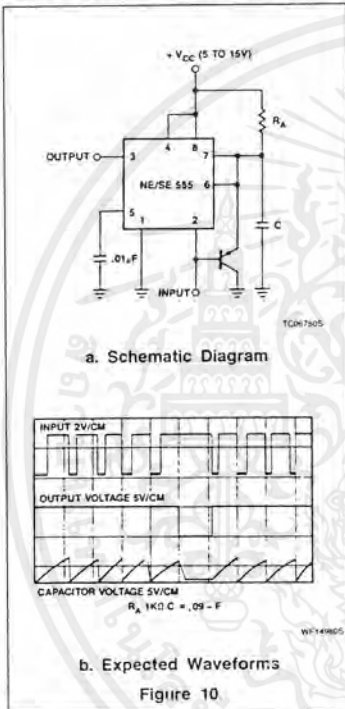
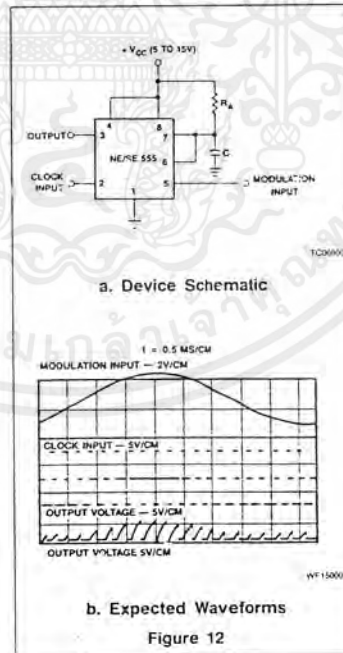


Figure 11b shows the waveforms of the timer in Figure 11a when used as a divide-by-three circuit. This application makes use of the fact that this circuit cannot be retrigged during the timing cycle.

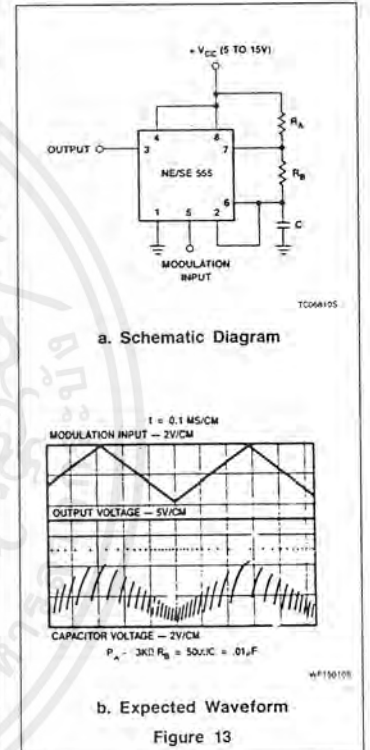
Pulse Width Modulation (PWM)

In this application, the timer is connected in the monostable mode as shown in Figure 12a. The circuit is triggered with a continuous pulse train and the threshold voltage is modulated by the signal applied to the control voltage terminal (Pin 5). This has the effect of modulating the pulse width as the control voltage varies. Figure 12b shows the actual waveform generated with this circuit.



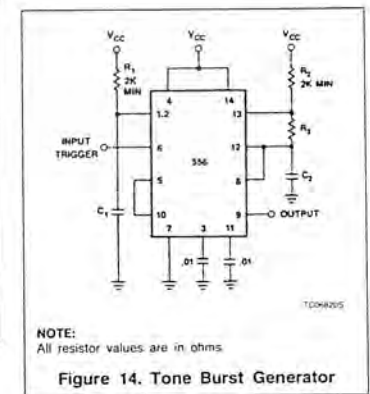
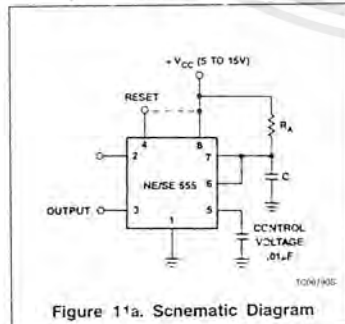
Pulse Position Modulation (PPM)

This application uses the timer connected for astable (free-running) operation, Figure 13a, with a modulating signal again applied to the control voltage terminal. Now the pulse position varies with the modulating signal, since the threshold voltage, and hence the time delay, is varied. Figure 13b shows the waveform generated for triangle-wave modulation signal.



Frequency Divider

If the input frequency is known, the timer can easily be used as a frequency divider by adjusting the length of the timing cycle.



NOTE: All resistor values are in ohms

Figure 14. Tone Burst Generator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NE555 and NE556 Applications

AN170

Tone Burst Generator

The 556 Dual Timer makes an excellent tone burst generator. The first half is connected as a one-shot and the second half as an oscillator (Figure 14).

The pulse established by the one-shot turns on the oscillator, allowing a burst to be generated.

Sequential Timing

One feature of the dual timer is that by utilizing both halves it is possible to obtain sequential timing. By connecting the output of the first half to the input of the second half via a $0.001\mu\text{F}$ coupling capacitor, sequential timing may be obtained. Delay t_1 is determined by the first half and t_2 by the second half delay (Figure 15).

The first half of the timer is started by momentarily connecting Pin 6 to ground. When it is timed-out (determined by $1.1 R_1 C_1$) the second half begins. Its duration is determined by $1.1 R_2 C_2$.

Long Time Delays

In the 556 timer the timing is a function of the charging rate of the external capacitor. For long time delays, expensive capacitors with extremely low leakage are required. The practicality of the components involved limits the time between pulses to around twenty minutes.

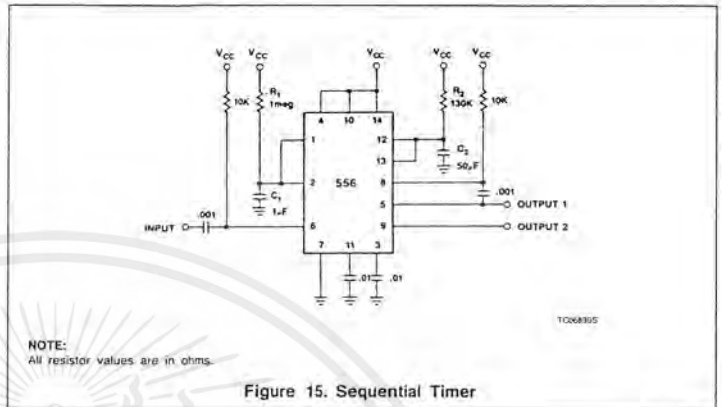


Figure 15. Sequential Timer

To achieve longer time periods, both halves may be connected in tandem with a "divide-by-N" network in between.

The first timer section operates in an oscillatory mode with a period of $1/f_0$. This signal is then applied to a "divide-by-N" network to give an output with the period of N/f_0 . This can then be used to trigger the second half of the 556. The total time is now a function of N and f_0 (Figure 16).

Speed Warning Device

Utilizing the "missing pulse detector" concept, a speed warning device, such as de-

icted, becomes a simple and inexpensive circuit (Figure 17a).

Car Tachometer

The timer receives pulses from the distributor points. Meter M receives a calibrated current thru R_6 when the timer output is high. After time-out, the meter receives no current for that part of the duty cycle. Integration of the variable duty cycle by the meter movement provides a visible indication of engine speed (Figure 18).

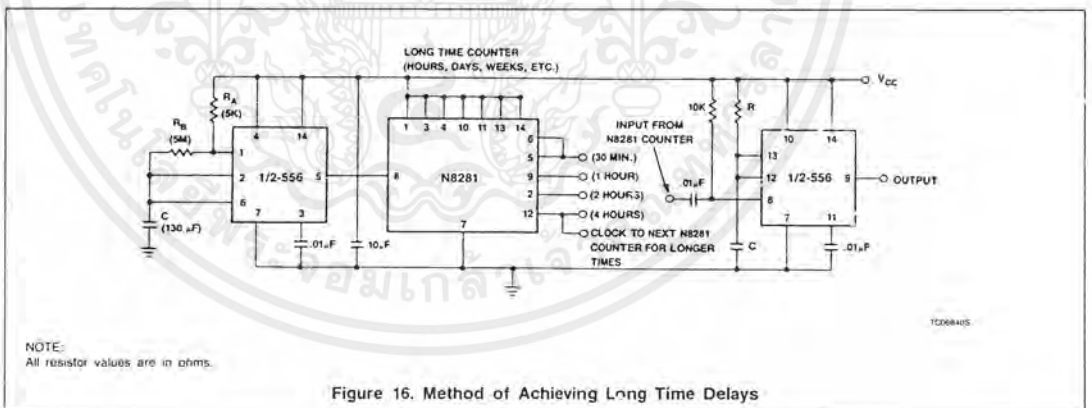
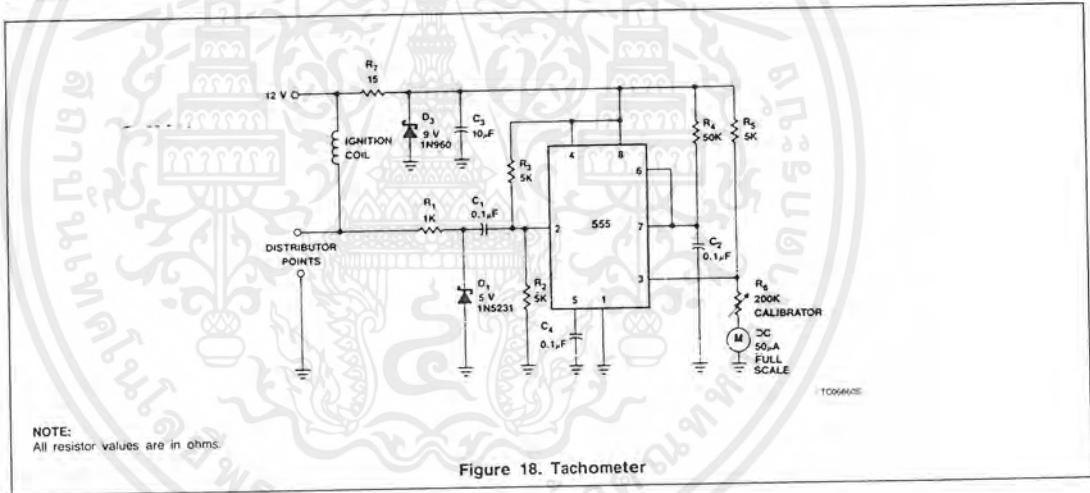
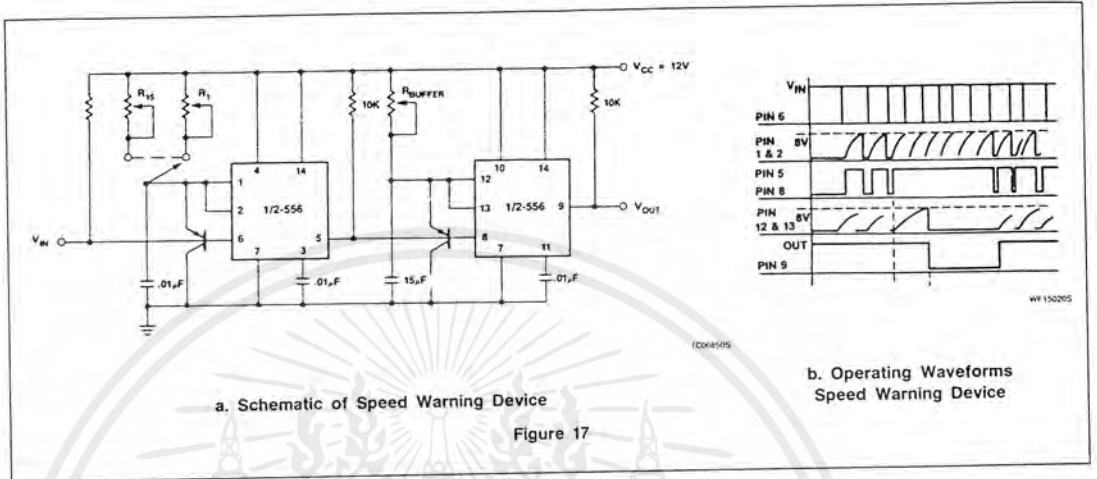


Figure 16. Method of Achieving Long Time Delays

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NE555 and NE556 Applications

AN170



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NE555 and NE556 Applications

AN170

Oscilloscope-Triggered Sweep

The 555 timer holds down the cost of adding a triggered sweep to an economy oscilloscope. The circuit's input op amp triggers the timer, setting its flip-flop and cutting off its discharge transistor so that capacitor C can charge. When capacitor voltage reaches the timer's control voltage ($0.33V_{CC}$), the flip-flop resets and the transistor conducts, discharging the capacitor (Figure 19).

Greater linearity can be achieved by substituting a constant-current source for the frequency adjust resistor (R).

Square Wave Tone Burst Generator

Depressing the pushbutton provides square wave tone bursts whose duration depends on the duration for which the voltage at Pin 4 exceeds a threshold. Components R_1 , R_2 and C_1 cause the astable action of the timer IC (Figure 20).

Regulated DC-to-DC Converter

Regulated DC-to-DC converter produces $15V_{DC}$ outputs from a $+5V_{DC}$ input. Line and load regulation is 0.1% (Figure 21).

Voltage-to-Pulse Duration Converter

Voltage levels can be converted to pulse durations by combining an op amp and a timer IC. Accuracies to better than 1% can be obtained with this circuit (a), and the output signals (b) still retain the original frequency, independent of the input voltage (Figure 22).

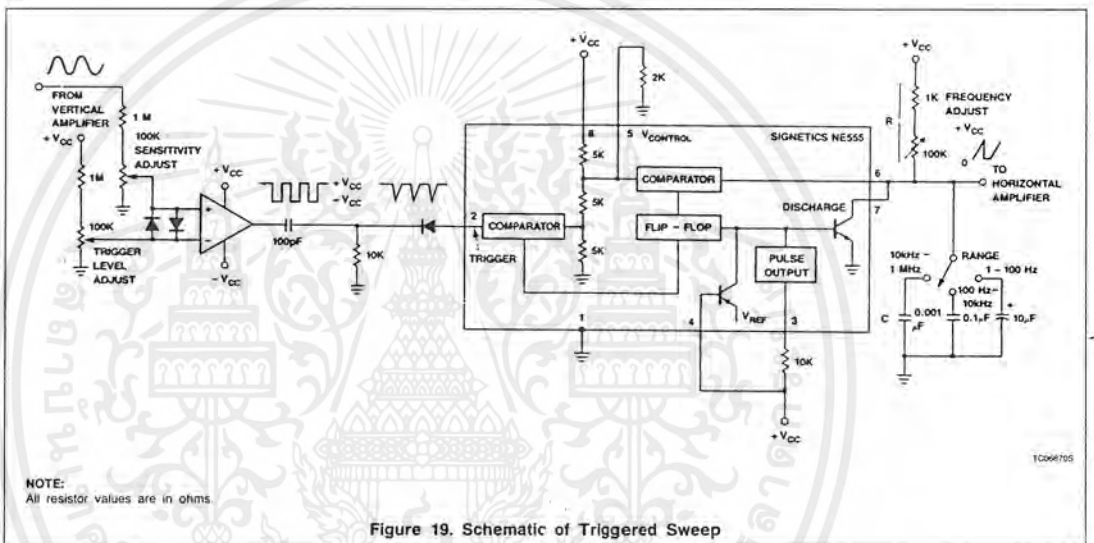


Figure 19. Schematic of Triggered Sweep

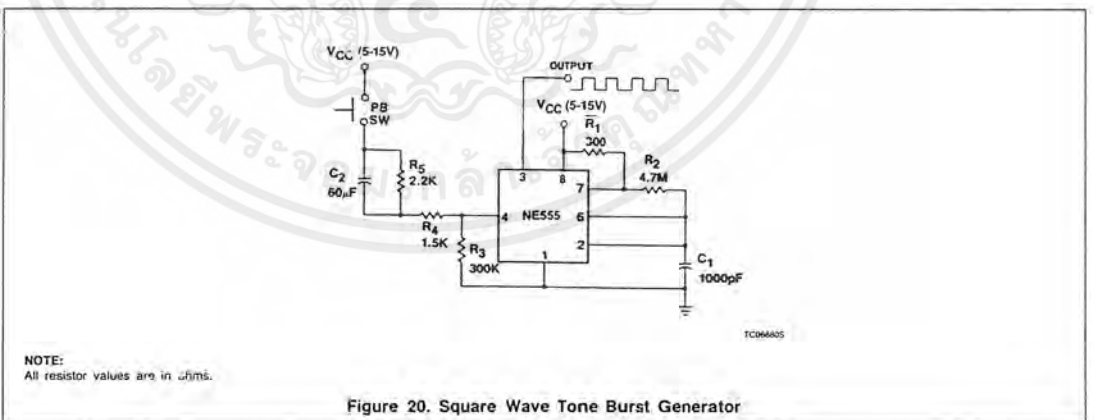
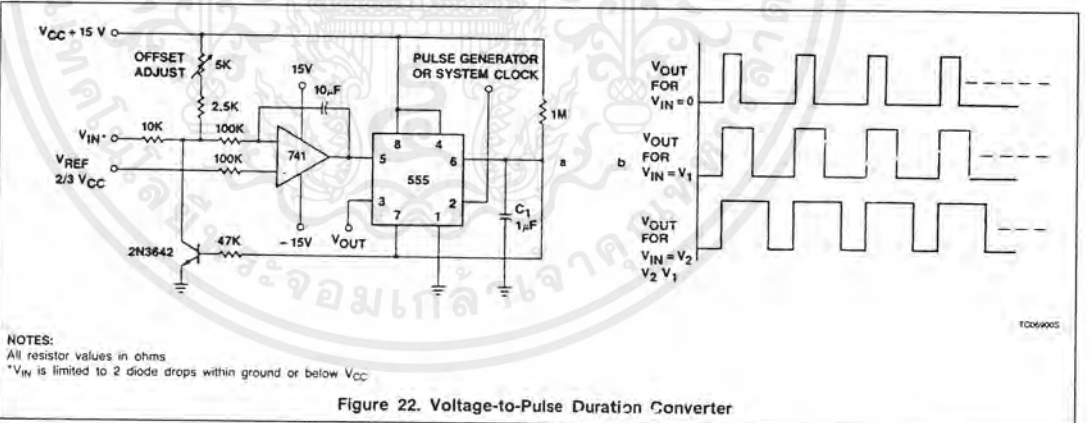
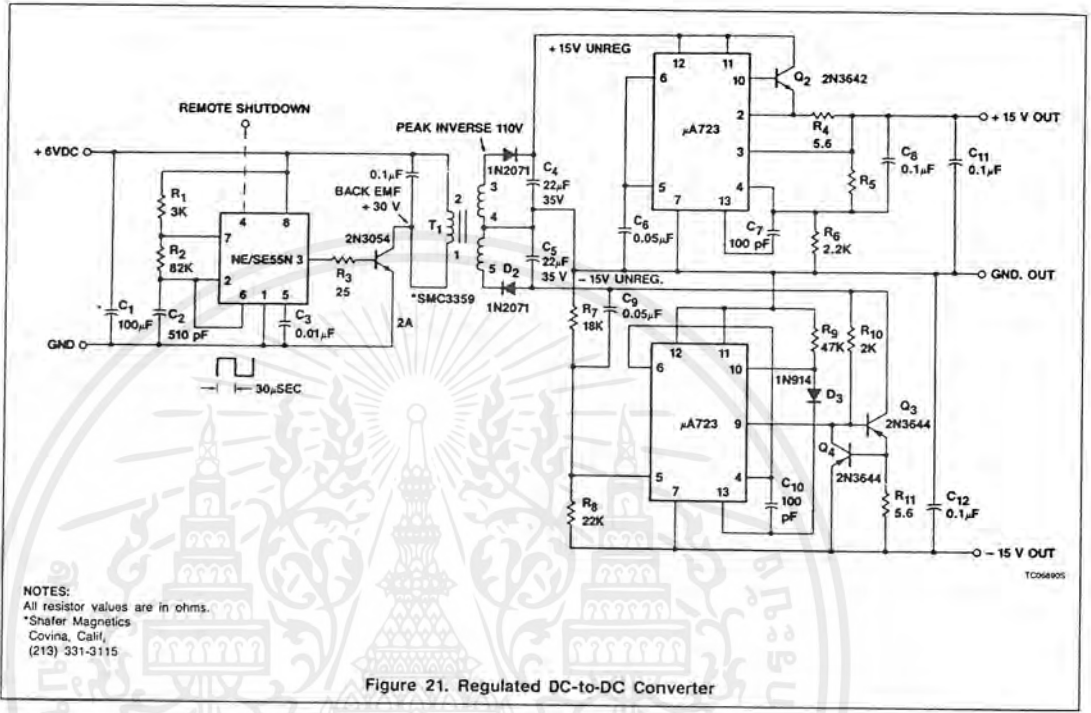


Figure 20. Square Wave Tone Burst Generator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NE555 and NE556 Applications

AN170



Servo System Controller

To control a servo motor remotely, the 555 needs only six extra components (Figure 23).

Stimulus Isolator

Stimulus isolator uses a photo-SCR and a toroid for shaping pulses of up to 200V at 200µA (Figure 24).

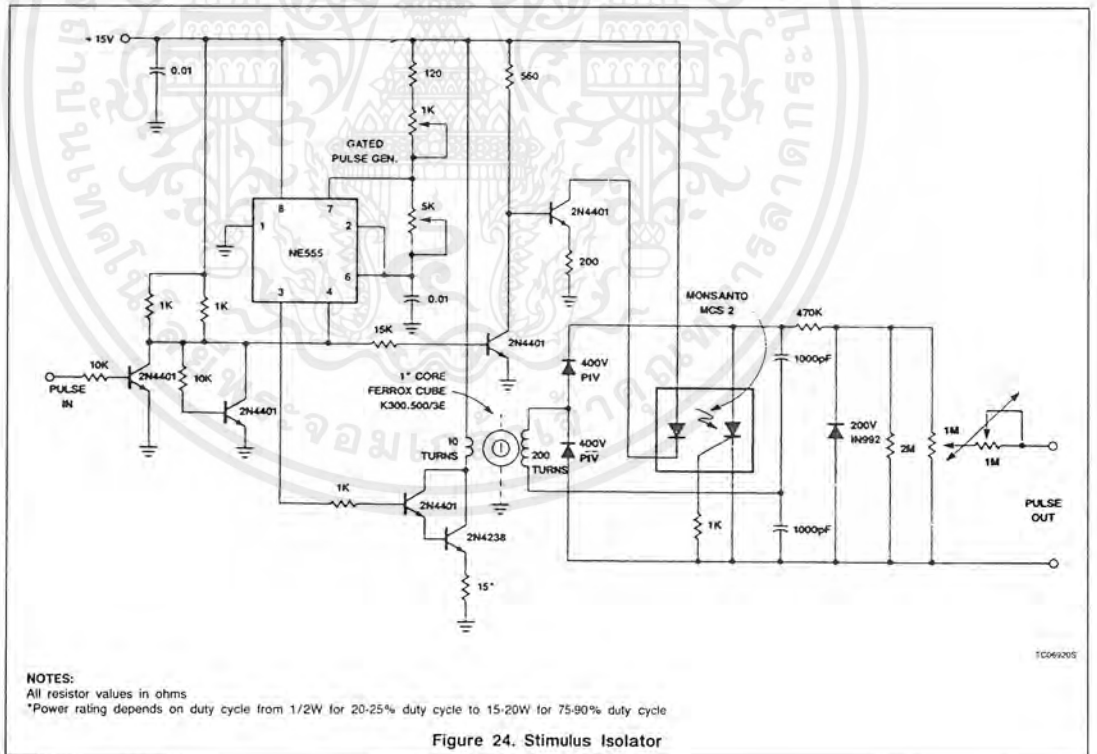
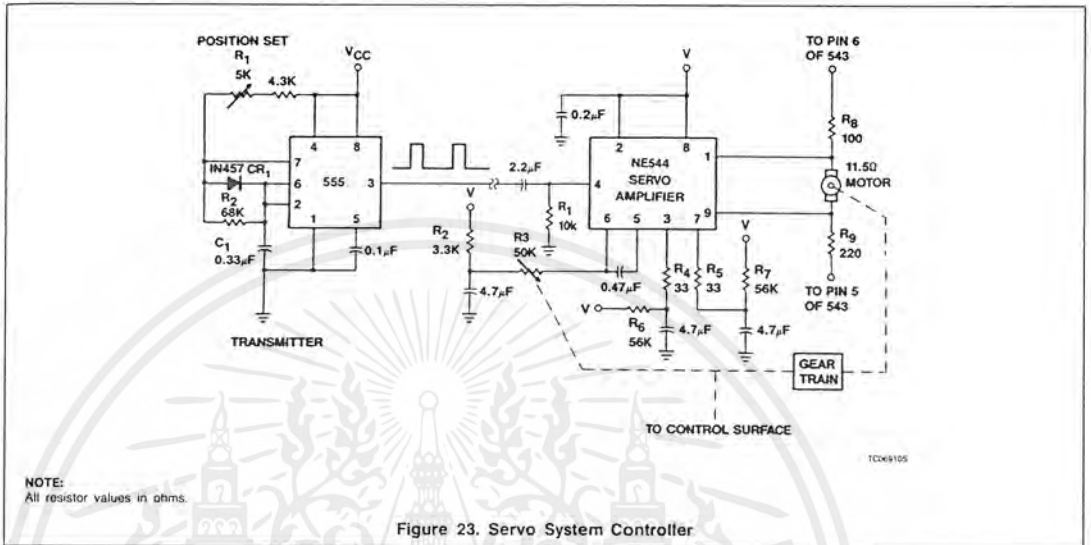
Voltage-to-Frequency Converter (0.2% Accuracy)

Linear voltage-to-frequency converter (a) achieves good linearity over the 0 to -10V range. Its mirror image (b) provides the same linearity over the 0 to +10V range, but is not DTL/TTL compatible (Figure 25).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NE555 and NE556 Applications

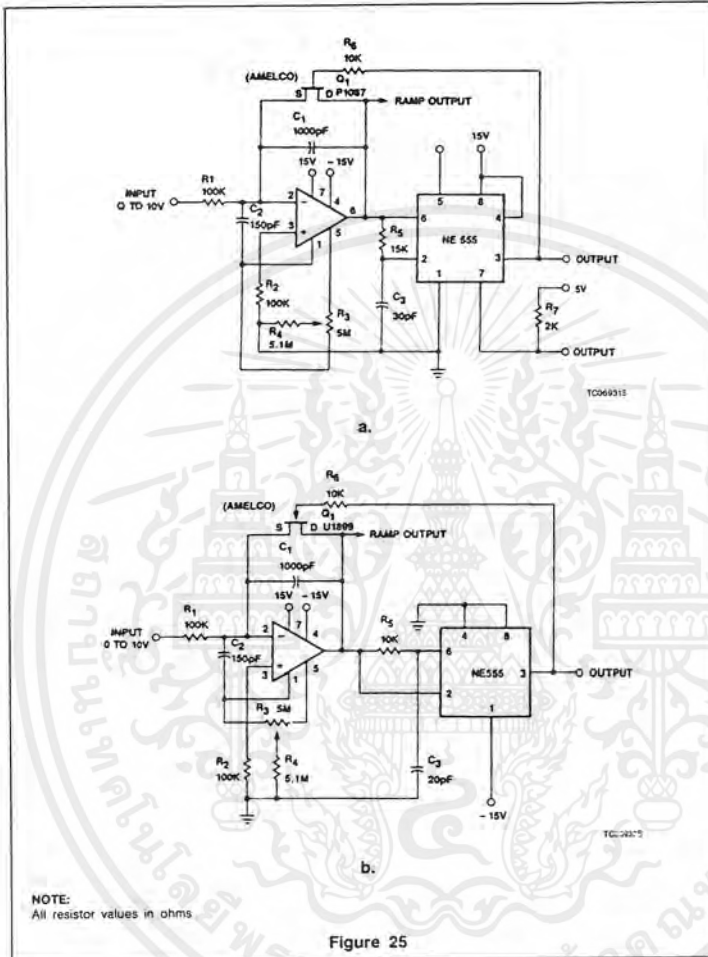
AN170



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

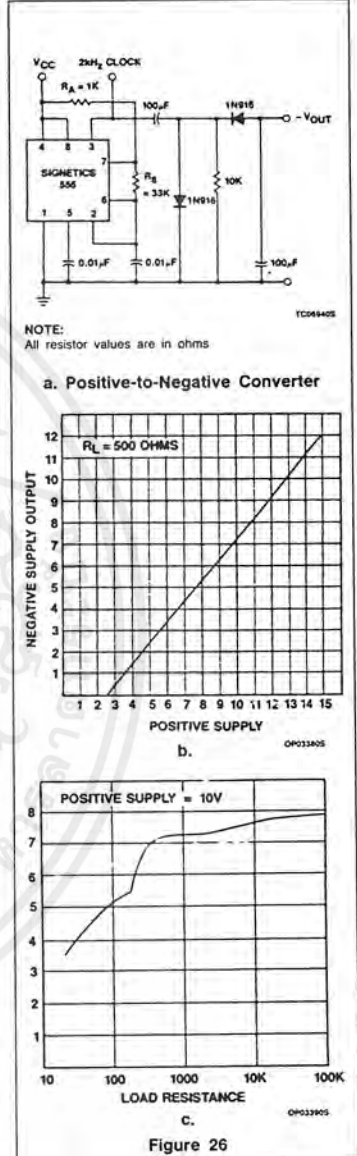
NE555 and NE556 Applications

AN170



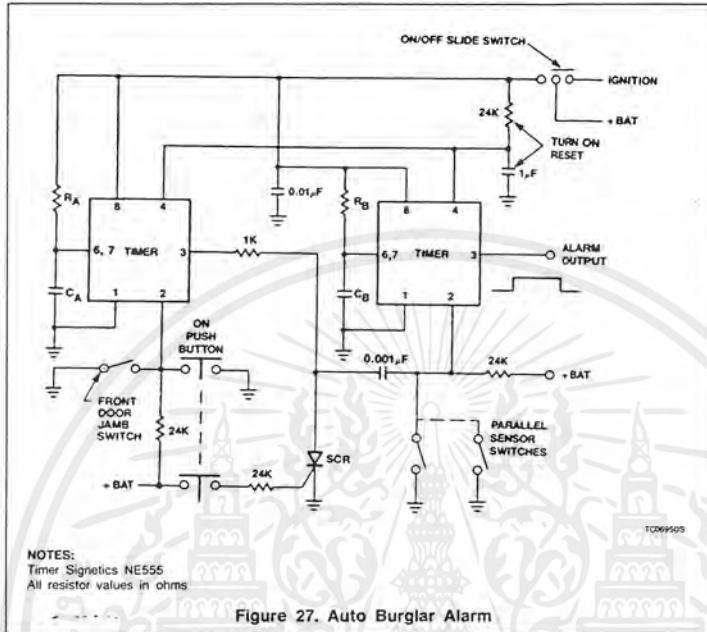
Positive-to-Negative Converter
 Transformerless DC-DC converter derives a negative supply voltage from a positive. As a bonus, the circuit also generates a clock signal.
 The negative output voltage tracks the DC input voltage linearity (a), but its magnitude is about 3V lower. Application of a 500Ω load, (b), causes 10% change from the no-load value (Figure 26).

Auto Burglar Alarm
 Timer A produces a safeguard delay, allowing driver to disarm alarm and eliminating a vulnerable outside control switch. The SCR prevents timer A from triggering timer B, unless timer B is triggered by strategically-located sensor switches (Figure 27).



NE555 and NE556 Applications

AN170



Cable Tester

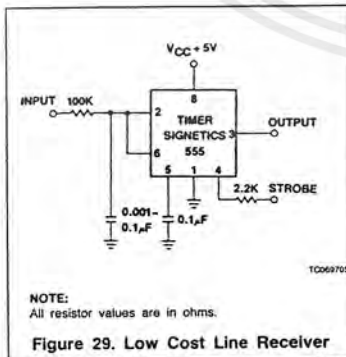
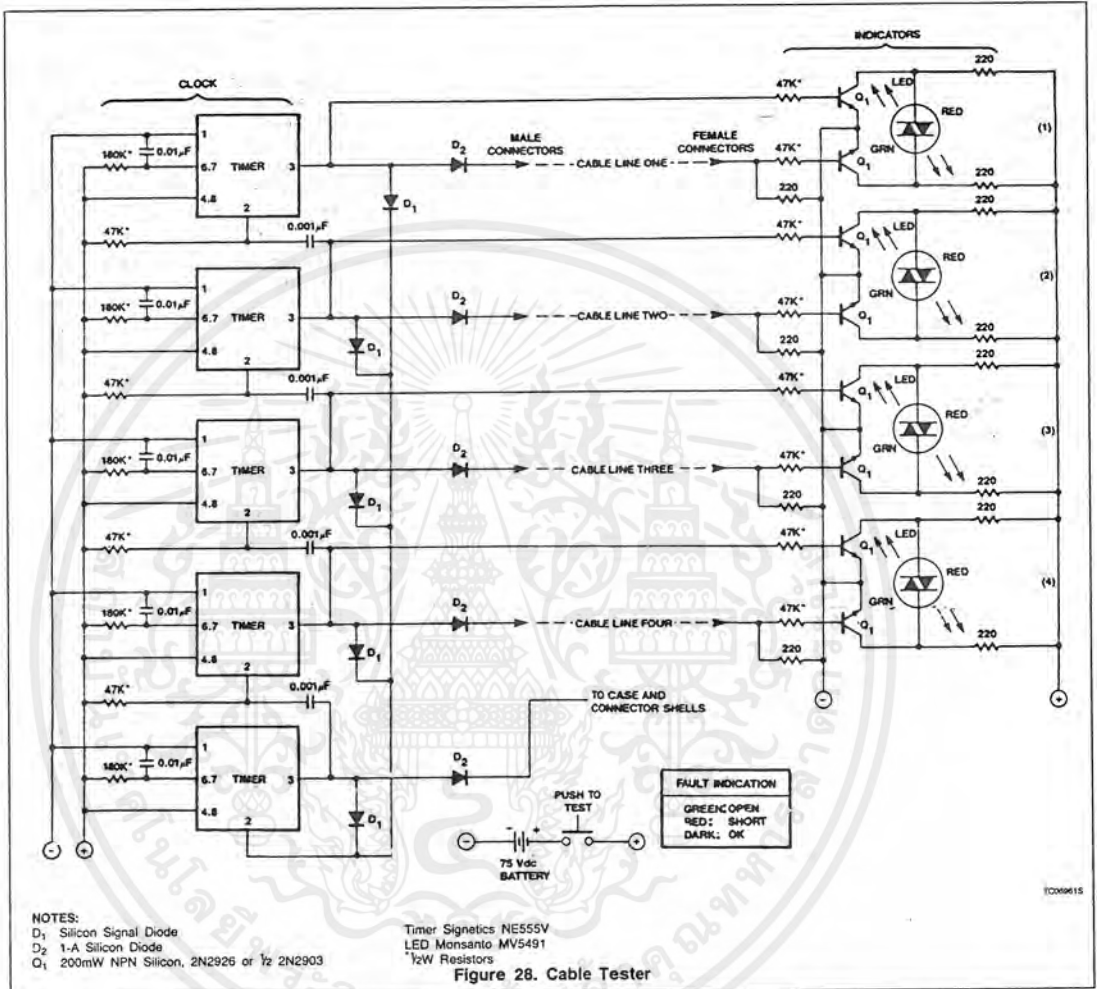
Compact tester checks cables for open-circuit or short-circuit conditions. A differential transistor pair at one end of each cable line remains balanced as long as the same clock pulse-generated by the timer IC appears at both ends of the line. A clock pulse just at the clock end of the line lights a green light-emitting diode, and a clock pulse only at the other end lights a red LED (Figure 28).

Low Cost Line Receiver

The timer makes an excellent line receiver for control applications involving relatively slow electromechanical devices. It can work without special drivers over single unshielded lines (Figure 29).

NE555 and NE556 Applications

AN170



Temperature Control

A couple of transistors and thermistor in the charging network of the 555-type timer enable this device to sense temperature and produce a corresponding frequency output. The circuit is accurate to within $\pm 1\text{Hz}$ over a 78°F temperature range (Figure 30).

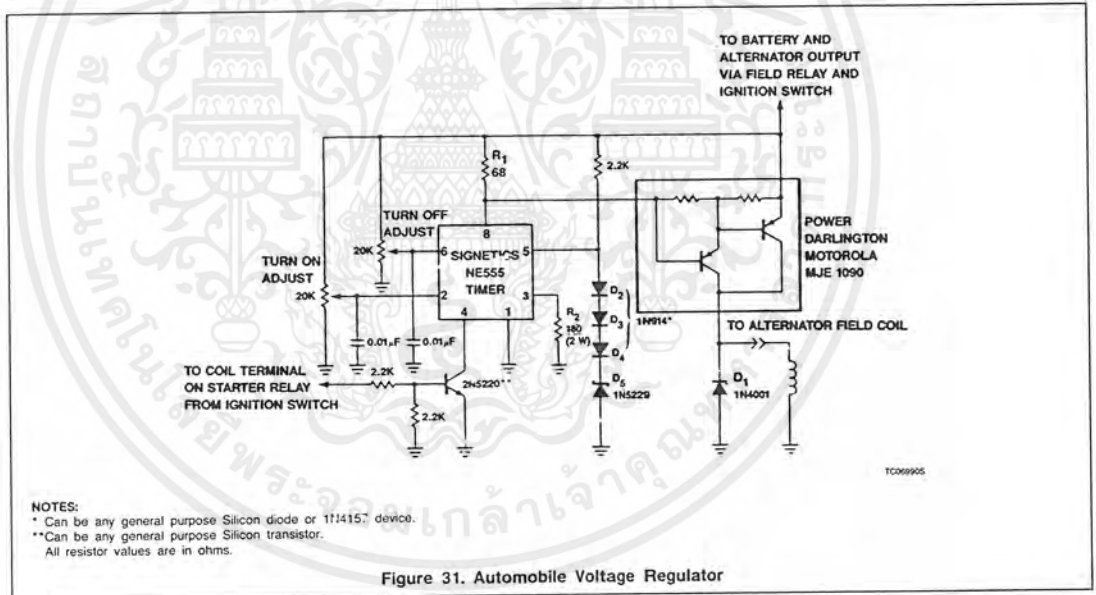
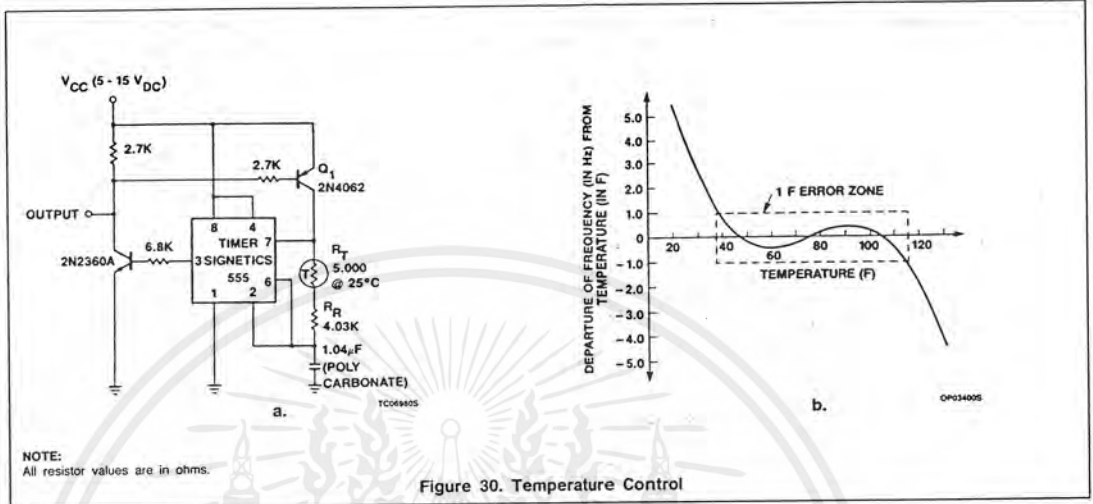
Automobile Voltage Regulator

A monolithic 555-type timer is the heart of this simple automobile voltage regulator. When the timer is off so that its output (Pin 3) is low, the power Darlington transistor pair is off. If battery voltage becomes too low (less than 14.4V in this case), the timer turns on and the Darlington pair conducts (Figure 31).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NE555 and NE556 Applications

AN170



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NE555 and NE556 Applications

AN170

IC-to-DC Converter

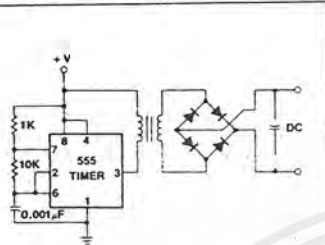


Figure 32. DC-to-DC Converter

Audio Oscillator

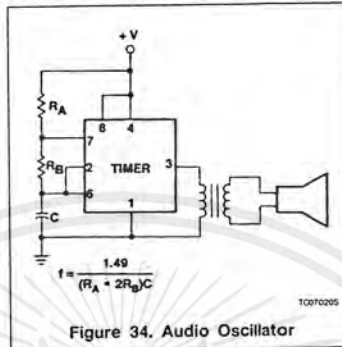


Figure 34. Audio Oscillator

In other low power operations of the timer where V_{CC} is removed until timing is needed, it is necessary to consider the output load. If the output is driving the base of a PNP transistor, for example, and its power is not removed, it will sink current into Pin 3 to ground and use excessive power. Therefore, when driving these types of loads, one should recall this internal sinking path of the timer.

Ramp Generator

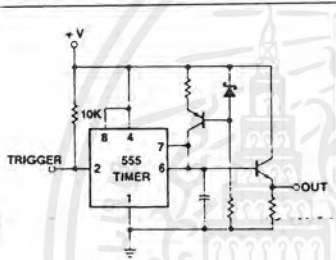


Figure 33. Ramp Generator

Low Power Monostable Operation

In battery-operated equipment where load current is a significant factor, Figure 35 can deliver 555 monostable operation at low standby power. This circuit interfaces directly with CMOS 4000 series and 74L00 series. During the monostable time, the current drawn is 4.5mA for $T = 1.1RC$. The rest of the time the current drawn is less than $50\mu A$. (Circuit submitted by Karl Imhof, Executone Inc., Long Island City, NY.)

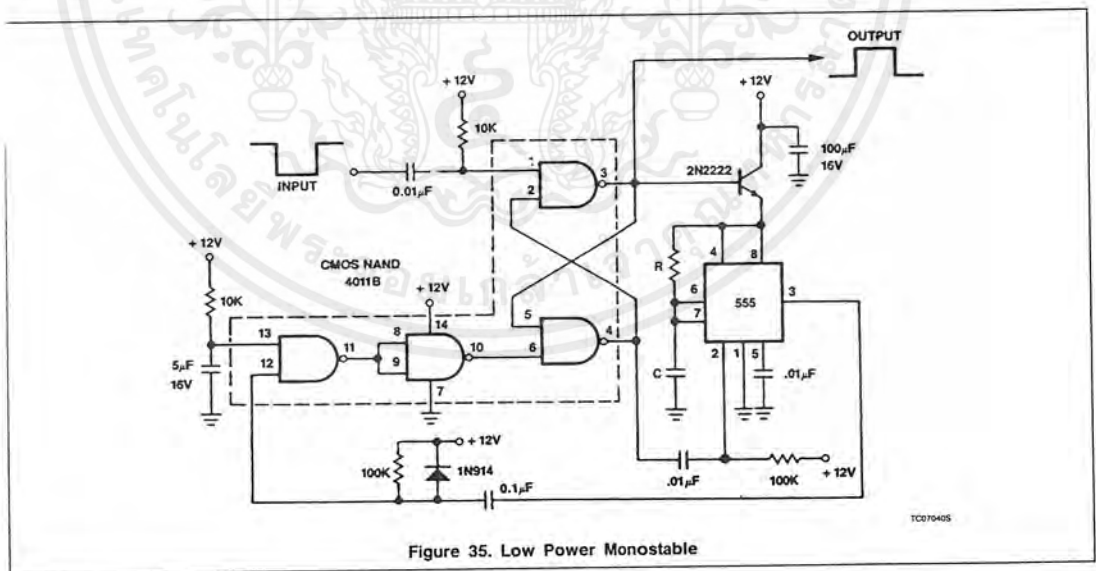


Figure 35. Low Power Monostable

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Features

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

ISSUE 5

March 1997

Ordering Information

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

Description

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

Applications

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

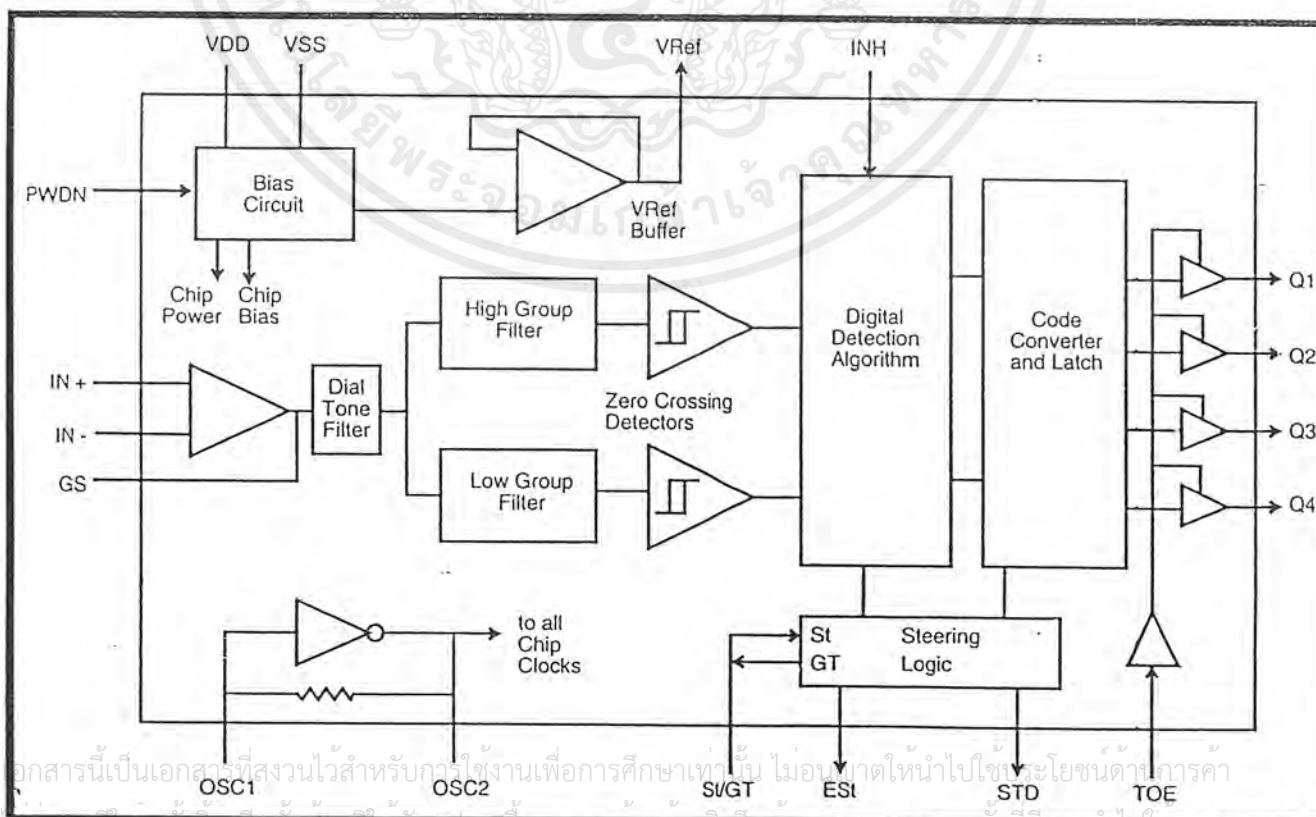


Figure 1 - Functional Block Diagram

MT8870D/MT8870D-1 ISO²-CMOS

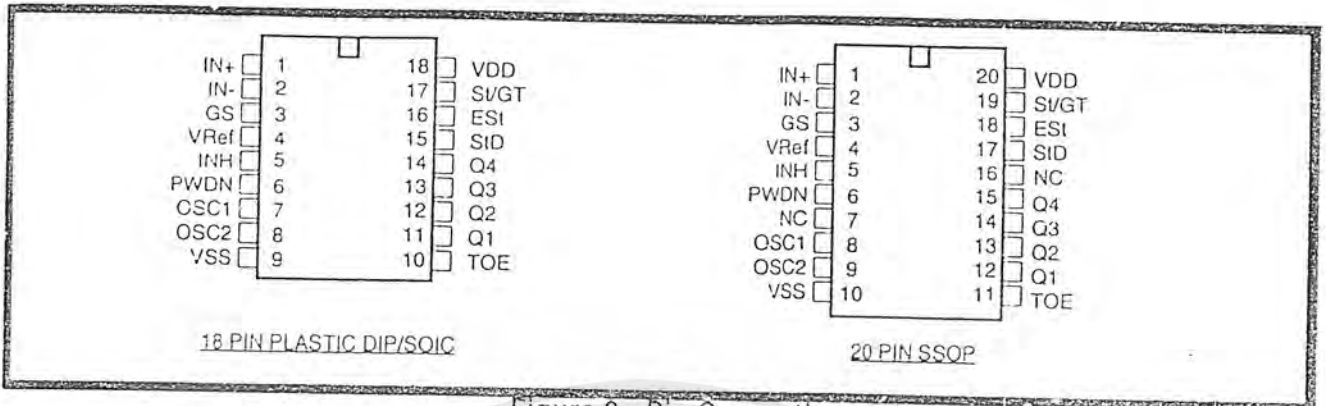


Figure 2 - Pin Connections

Pin Description

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

Functional Description

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

Filter Section

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

Decoder Section

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

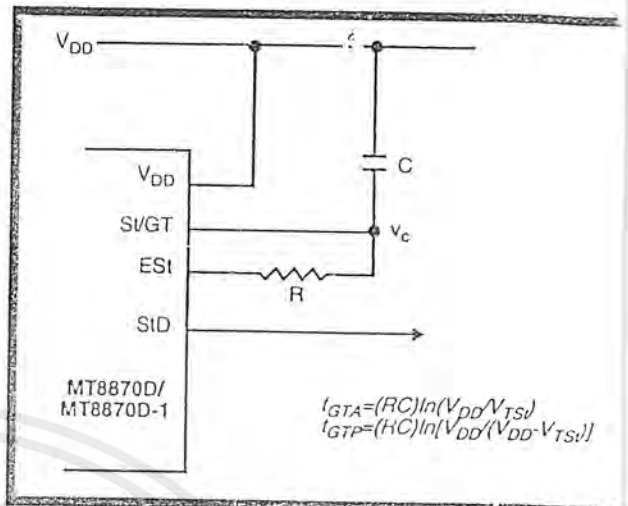


Figure 4 - Basic Steering Circuit

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

Steering Circuit

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

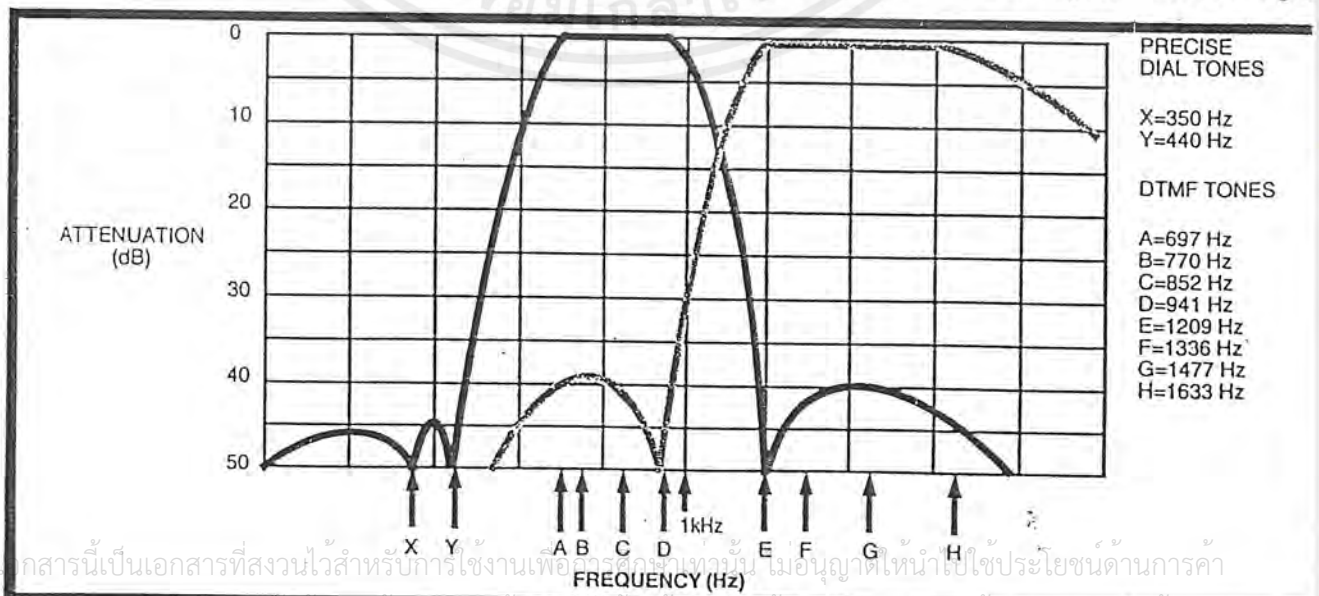


Figure 3 - Filter Response

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 วิศวกรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาเอกสารทุกครั้งที่มีการแก้ไข

MT8870D/MT8870D-1 ISO²-CMOS

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

Guard Time Adjustment

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

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

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

The value of t_{DP} is a device parameter (see Figure 1) and t_{REC} is the minimum signal duration to be recognized by the receiver. A value for C of 0.1 μF is

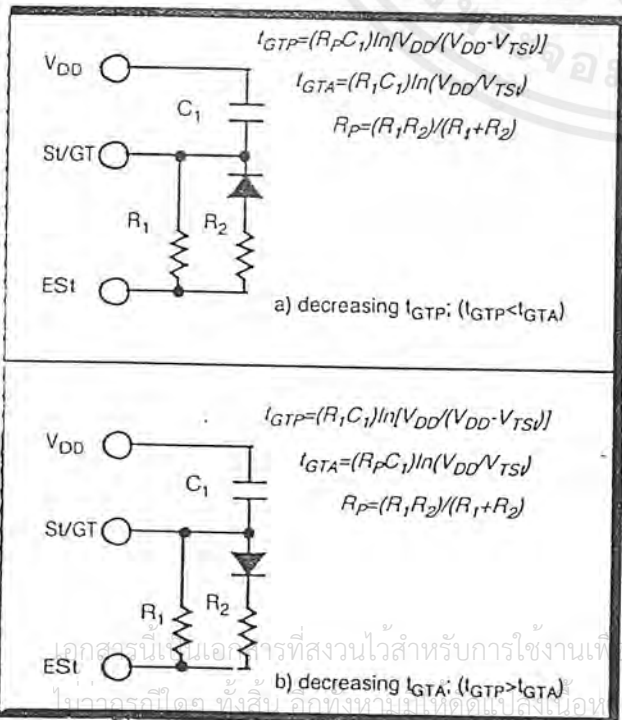


Figure 5 - Guard Time Adjustment

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

Table 1. Functional Decode Table

L=LOGIC LOW, H=LOGIC HIGH, Z=HIGH IMPEDANCE
X = DON'T CARE

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

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

Power-down and Inhibit Mode

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

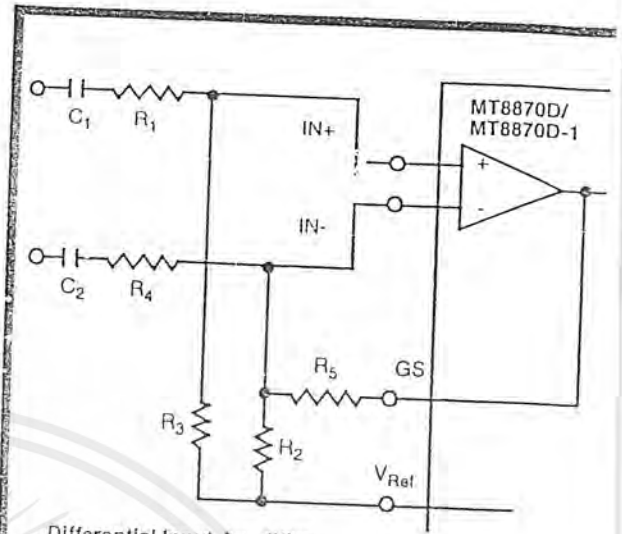
Inhibit mode is enabled by a logic high input to the pin 5 (INH). It inhibits the detection of tones representing characters A, B, C, and D. The output code will remain the same as the previous detected code (see Table 1).

Differential Input Configuration

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

Crystal Oscillator

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



Differential Input Amplifier

$C_1=C_2=10\text{ nF}$
 $R_1=R_2=R_5=100\text{ k}\Omega$
 $R_3=60\text{ k}\Omega, R_4=37.5\text{ k}\Omega$ All resistors are $\pm 1\%$ tolerance.
 All capacitors are $\pm 5\%$ tolerance.

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

$$\text{VOLTAGE GAIN } (A_v \text{ diff}) = \frac{R_5}{R_1}$$

INPUT IMPEDANCE

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

Figure 6 - Differential Input Configuration

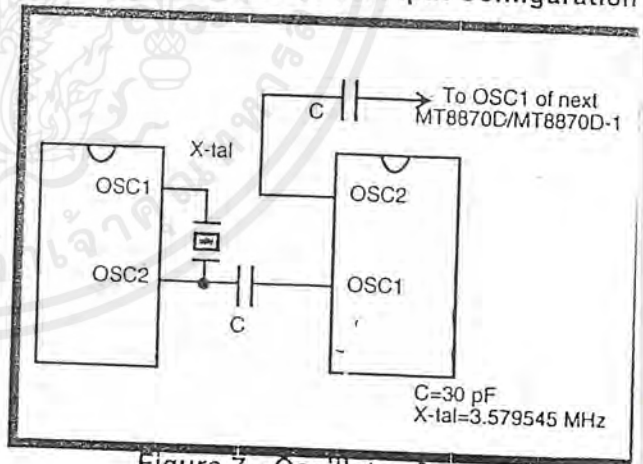


Figure 7 - Oscillator Connection

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

Table 2. Recommended Resonator Specifications
 Note: Q_m =quality factor of RLC model, i.e., $1/2\pi/R_1C_1$.

MT8870D/MT8870D-1 ISO²-CMOS

Applications

RECEIVER SYSTEM FOR BRITISH TELECOM SPEC POR 1151

The circuit shown in Fig. 9 illustrates the use of MT8870D-1 device in a typical receiver system. BT Spec defines the input signals less than -34 dBm as the non-operate level. This condition can be attained by choosing a suitable values of R_1 and R_2 to provide 3 dB attenuation, such that -34 dBm input signal will correspond to -37 dBm at the gain setting pin GS of MT8870D-1. As shown in the diagram, the component values of R_3 and C_2 are the guard time requirements when the total component tolerance is 6%. For better performance, it is recommended to use the non-symmetric guard time circuit in Fig. 8.

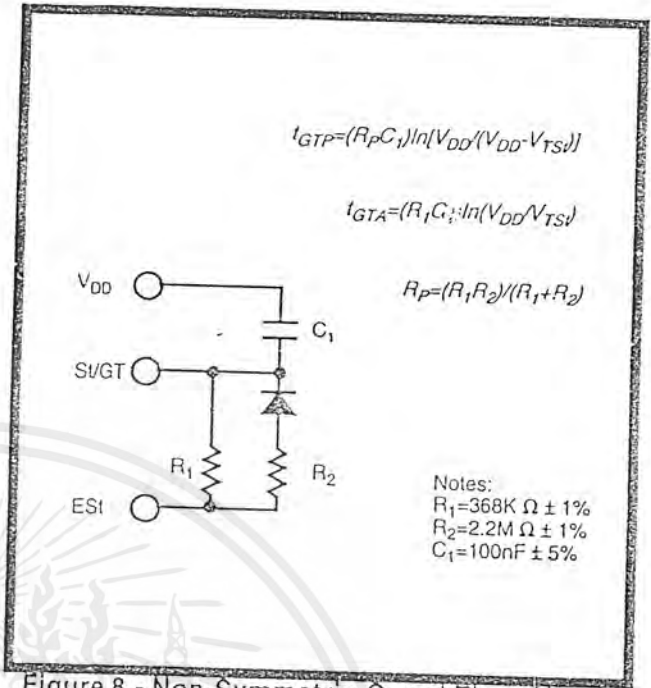


Figure 8 - Non-Symmetric Guard Time Circuit

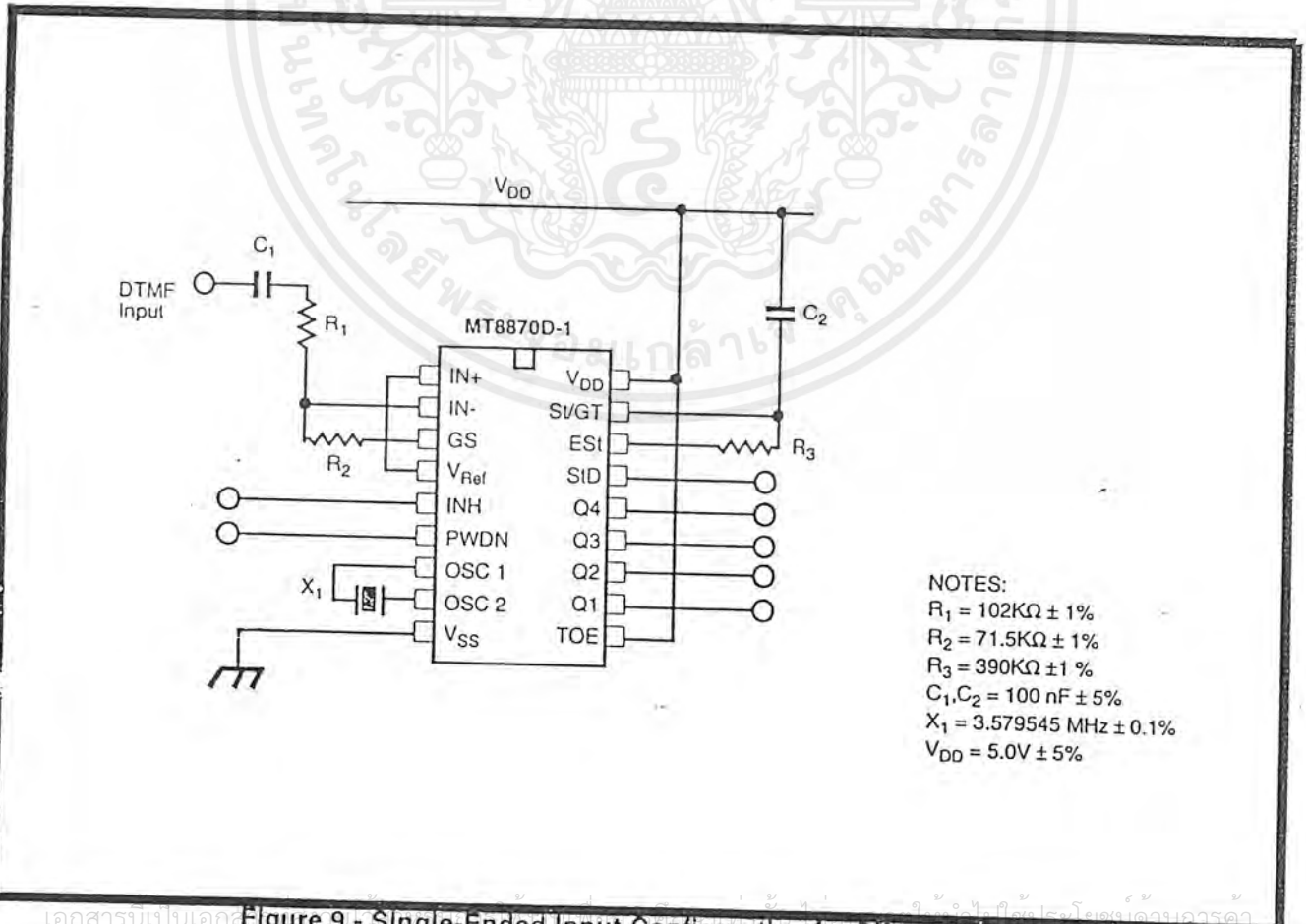


Figure 9 - Single-Ended Input Configuration for BT or CEPT Spec

เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัทเอกชนที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาและพัฒนาผลิตภัณฑ์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings†

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

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

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

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

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

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

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

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

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงชื่อของเฮลท์กรู๊ปที่มีกรรมสิทธิ์

MT8870D/MT8870D-1 ISO²-CMOS

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

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

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

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

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

NOTES

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

*** NOTES**

1. dBm= decibels above or below a reference power of 1 mW into a 600 ohm load.
2. Digit sequence consists of all DTMF tones.
3. Tone duration= 40 ms, tone pause= 40 ms.
4. Signal condition consists of nominal DTMF frequencies.
5. Both tones in composite signal have an equal amplitude.
6. Tone pair is deviated by $\pm 1.5\% \pm 2$ Hz.
7. Bandwidth limited (3 kHz) Gaussian noise.
8. The precise dial tone frequencies are (350 Hz and 440 Hz) $\pm 2\%$.
9. For an error rate of better than 1 in 10,000.
10. Referenced to lowest level frequency component in DTMF signal.
11. Referenced to the minimum valid accept level.
12. Referenced to Fig. 10 input DTMF tone level at -25dBm (-28dBm at GS Pin) interference frequency range between 480-3400Hz.
13. Guaranteed by design and characterization.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MT8870D/MT8870D-1 ISO²-CMOS

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

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

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

***NOTES:**

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

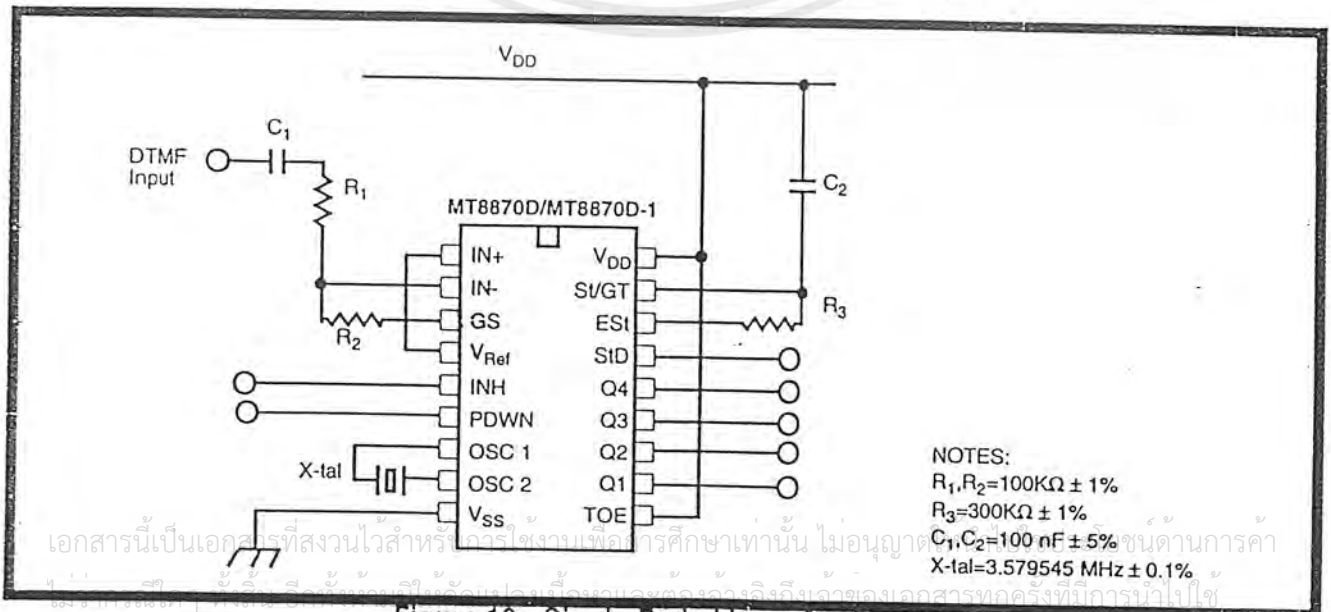
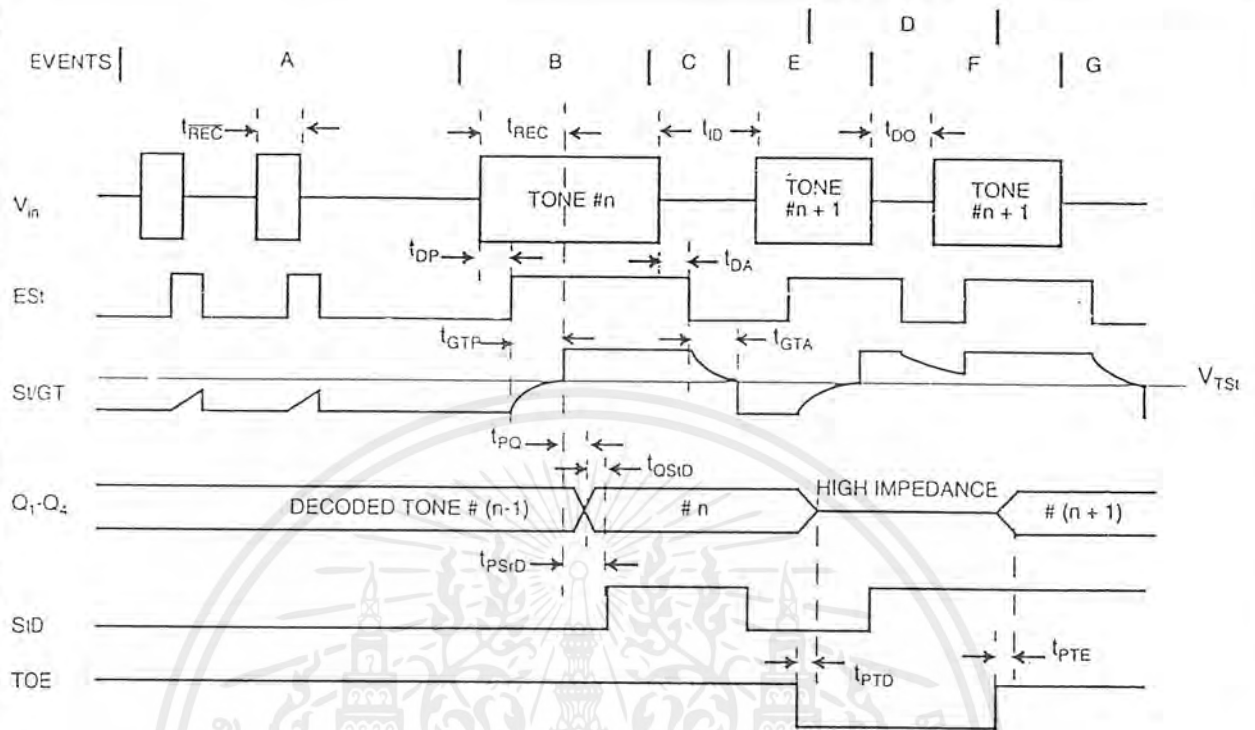


Figure 10 - Single-Ended Input Configuration



EXPLANATION OF EVENTS

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

EXPLANATION OF SYMBOLS

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

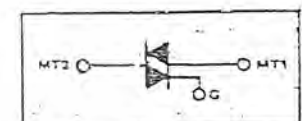
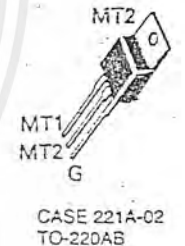
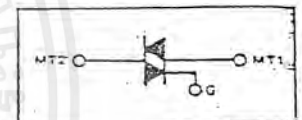
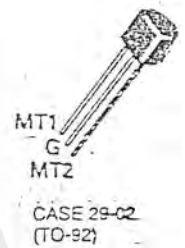
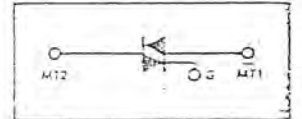
Figure 11 - Timing Diagram

TRIAC ขนาด 0.6 A ถึง 15 A 400 V ถึง 800 V



MOTOROLA

เบอร์ที่มีจำหน่าย	I_{TRMS} Amps	V_{DRM} Volt	I_{GT}	แบบของตัวถัง
LMAC94B3	0.8	400	25 mA	TO-92
LMAC94B4	0.8	600	25 mA	TO-92
MAC97-6	0.6	400	10 mA	TO-92
MAC97-8	0.6	600	10 mA	TO-92
MAC97A-6	0.6	400	5 mA	TO-92
MAC15A-10	15	800	50 mA	TO-220AB
MAC15A10FP	15	800	50 mA	221C-02
MAC15A8FP	15	600	50 mA	221C-02
MAC15A6FP	15	400	50 mA	221C-02
MAC210A10FP	10	800	50 mA	221C-02
MAC210A8FP	10	600	50 mA	221C-02
MAC210A6FP	10	400	50 mA	221C-02
MAC212-10FP	12	800	50 mA	221C-02
MAC212A10FP	12	800	50 mA	221C-02
MAC212A8FP	12	600	50 mA	221C-02
MAC212A6FP	12	400	50 mA	221C-02
MAC21810FP	8	800	50 mA	221C-02
MAC218A10FP	8	800	50 mA	221C-02
MAC218A8FP	8	600	50 mA	221C-02
MAC218A6FP	8	400	50 mA	221C-02



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OPTO และ PHOTO DETECTOR



Triac Driver Output

Pinout: 1-Anode, 2-Cathode, 3-N.C., 4-Main Terminal, 5-Substrate, 6-Main Terminal

Device	Peak Blocking Voltage Min	LED Trigger Current- I_{FT} ($V_{TM} = 3V$) mA Max	Zero Crossing Inhibit Voltage (at rated I_{FT}) Volts Max	V_{ISO} Vac Pk	dv/dt V/ μ s Typ
MOC3010	250	15	-	7500	10
MOC3020	400	30	-	7500	10
MOC3021	400	15	-	7500	10
MOC3022	400	10	-	7500	10
MOC3023	400	5	-	7500	10
MOC3041	400	15	20	7500	2000
MOC3042	400	10	20	7500	2000
MOC3043	400	5	20	7500	2000
MOC3061	600	15	20	7500	1500
MOC3062	600	10	20	7500	1500
MOC3063	600	5	20	7500	1500
MOC3081	800	15	20	7500	1500
MOC3082	800	10	20	7500	1500
MOC3083	800	5	20	7500	1500



ตาราง คุณสมบัติของเบอร์ MOC 3010

		ค่าต่ำสุด	ค่าปกติ	ค่าสูงสุด	หน่วย
อินพุต	I_F			50	mA
	V_F ($I_F = 10 \text{ mA}$)		1.2	1.5	V
	v_r			3	V
เอาต์พุต	I_T (RMS)			100	mA
	V_{DRM}			250	V
	V_{TM} ($I_T = 100 \text{ mA}$)		2.5	3.0	V
ตัวแปรเชื่อมโยง	I_F		8.0	15	mA
	I_H		100		μ A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.

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°C)	P_D	100	mW
		1.33	mW/°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°C)	P_D	300	mW
		4	mW/°C

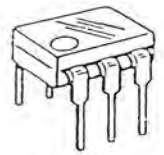
TOTAL DEVICE

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°C)	P_D	330	mW
		4.4	mW/°C
Junction Temperature Range	T_J	-40 to +100	°C
Ambient Operating Temperature Range	T_A	-40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-40 to +150	°C
Soldering Temperature (10 s)	—	260	°C

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

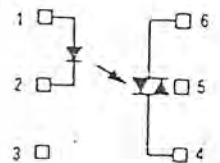
MOC3009
MOC3010
MOC3011
MOC3012

6-PIN DIP
 OPTOISOLATORS
 TRIAC DRIVER OUTPUT
 250 VOLTS



CASE 730A-02
 PLASTIC

COUPLER SCHEMATIC



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.

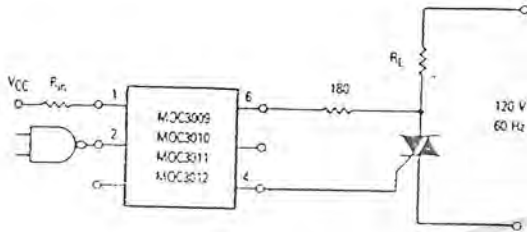


Figure 8. Resistive Load

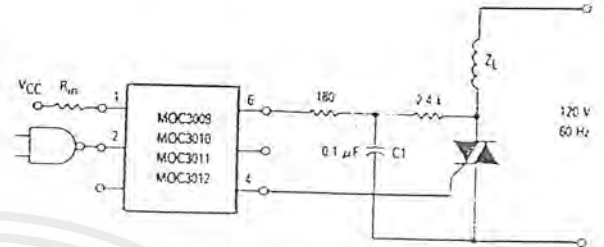


Figure 9. Inductive Load with Sensitive Gate Triac ($I_{GT} \leq 15 \text{ mA}$)

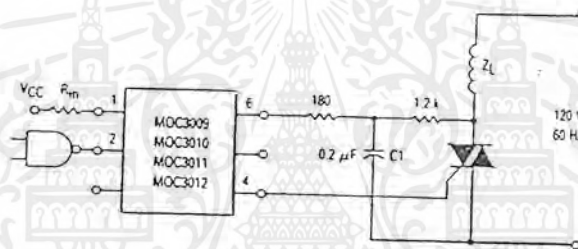


Figure 10. Inductive Load with Non-Sensitive Gate Triac ($15 \text{ mA} < I_{GT} < 50 \text{ mA}$)

OUTLINE DIMENSIONS

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

OPTIONAL LEAD CONFIGURATION

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	0.38	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

CASE 730A-02
PLASTIC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOC3009, MOC3010, MOC3011, MOC3012

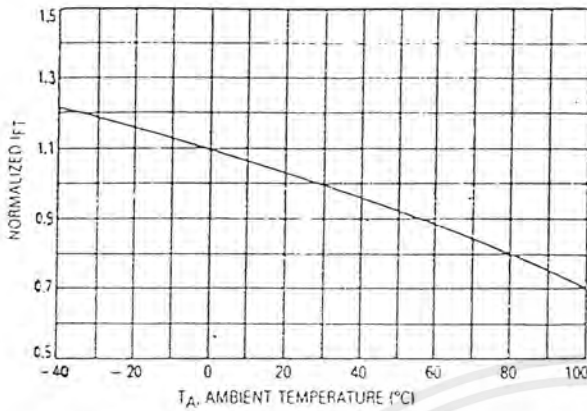


Figure 3. Trigger Current versus Temperature

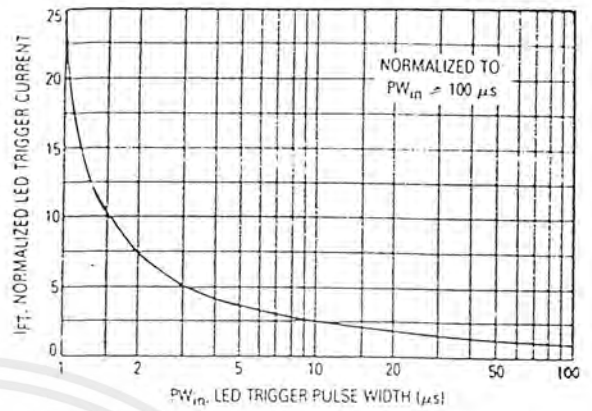


Figure 4. LED Current Required to Trigger versus LED Pulse Width

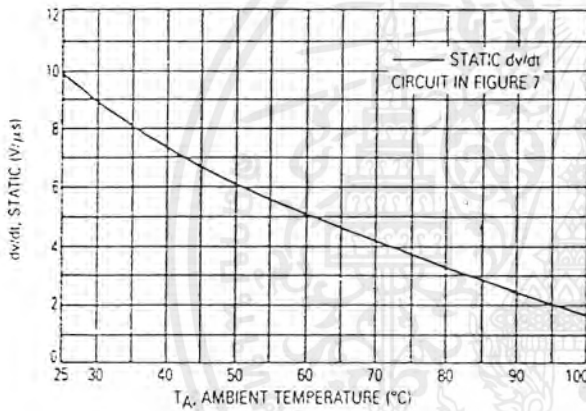


Figure 5. dv/dt versus Temperature

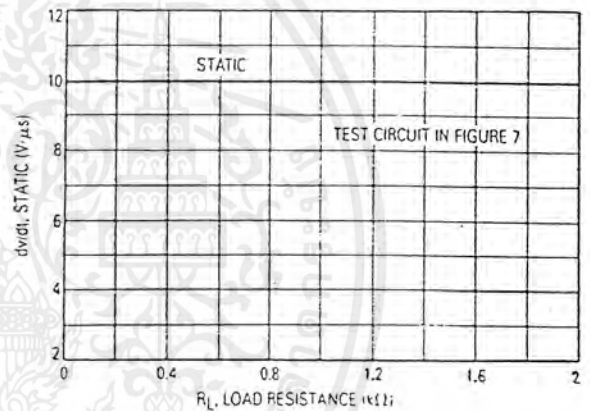
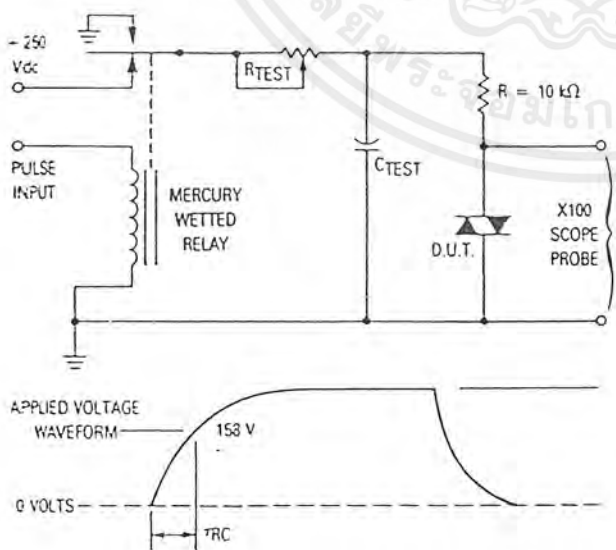


Figure 6. dv/dt versus Load Resistance



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_{TEST} 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_{RC} is measured at this point and recorded.

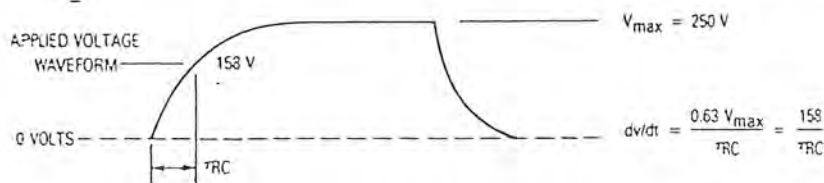


Figure 7. Static dv/dt Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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	μA
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		—	15	30	
MOC3010		—	8	15	
MOC3011		—	5	10	
MOC3012		—	3	5	
Holding Current, Either Direction	I_H	—	100	—	μA

- 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

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

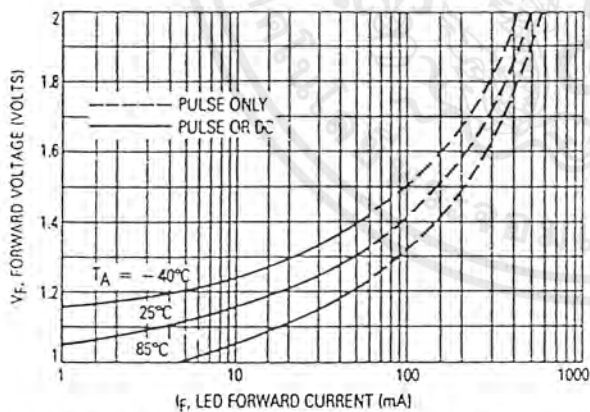


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

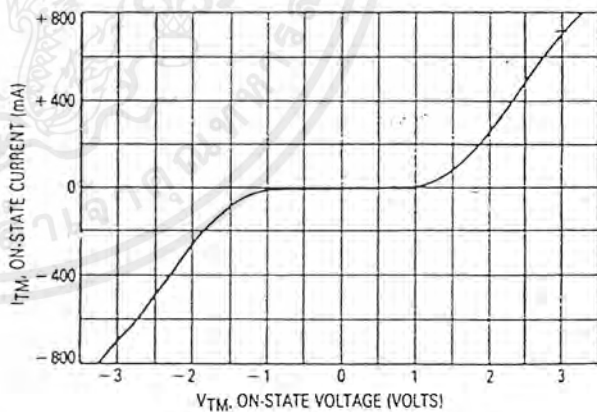


Figure 2. On-State Characteristics

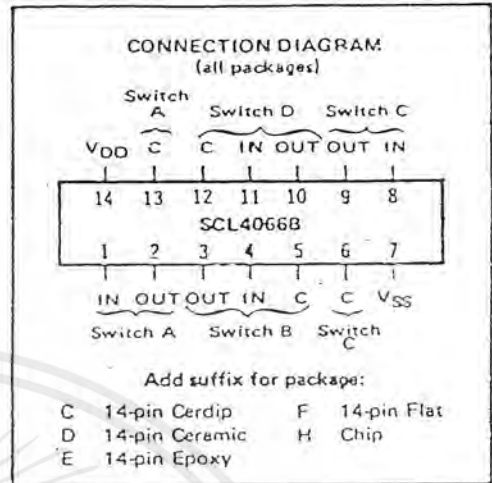
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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:
 $\leq 0.5\%$ Distortion (typ) @ $f_{is} = 1\text{kHz}$,
 $V_{is} = 5\text{V}_{p-p}$, $V_{DD} - V_{SS} \geq 10\text{V}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$
- ◆ Extremely Low OFF switch Leakage Resulting in very Low Offset Current and High Effective OFF Resistance:
 10pA (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:
 -60dB (typ) @ $f_{is} = 0.8\text{MHz}$, $R_L = 1\text{k}\Omega$
- ◆ 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 SCL4066B 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

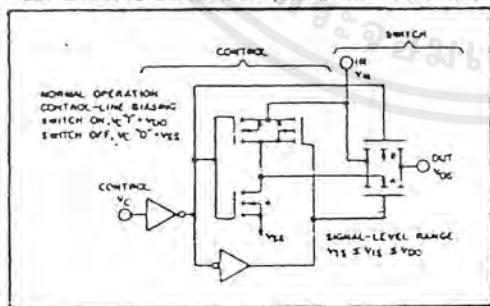
For maximum reliability:

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			

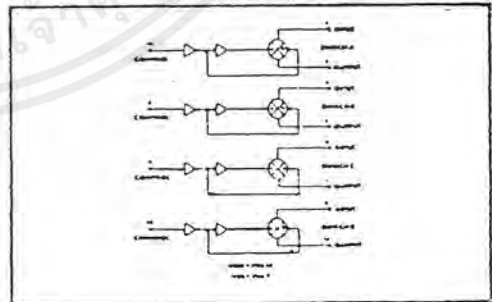
voltage with input-signal, and thus keeps the ON-resistance low over the full operating range.

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 SCL4016B is recommended.

SCHEMATIC DIAGRAM (one of four switches)



LOGIC DIAGRAM



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS ^{1, 2}

PARAMETER	CONDITIONS	V _{CC} (V _{DCl})	V _{DD} (V _{DCl})	T _{LOW} ²		25°C			T _{HIGH} ²		Units		
				Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.			
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I _{DD} V _{IN} = V _{SS} or V _{DD} All valid input combinations	0	5	-	0.05	-	0.0005	0.05	-	1.5	μA _{DC}		
		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 _{IH} V _{IS} = V _{SS} V _{OS} = V _{DD} I _{OS} = 10μA	0	5	-	4.0	-	2.75	4.0	-	4.0	V _{DCl}		
		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 _{IL} V _{IS} = V _{SS} V _{OS} = V _{DD} I _{OS} = 10μA	0	5	1.0	-	1.0	2.25	-	1.0	-	V _{DCl}		
		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 _{OFF} V _C = V _{SS} V _S = ±7.5V _{DCl}	-7.5	+7.5	-	±100	-	±0.01	±100	-	±200	nA _{DC}		
ON-RESISTANCE C, D, F, H device	R _{ON} V _C = V _{DD} V _{SS} < V _{IS} < V _{DD} R _L = 10kΩ	-7.5	+7.5	-	220	-	80	280	-	320	Ω		
		0	+15	-	-	-	-	-	-	-			
		-5	+5	-	310	-	120	400	-	650			
	E device	R _{ON} V _C = V _{DD} V _{SS} < V _{IS} < V _{DD} R _L = 10kΩ	-2.5	+2.5	-	2000	-	270	2500	-	3500	Ω	
			0	+5	-	-	-	-	-	-	-		
			-7.6	+7.6	-	250	-	80	280	-	300		
		E device	R _{ON} V _C = V _{DD} V _{SS} < V _{IS} < V _{DD} R _L = 10kΩ	0	+5	-	330	-	120	400	-	520	Ω
				0	+10	-	-	-	-	-	-	-	
				-2.5	+2.5	-	2100	-	270	2500	-	3200	
ON-RESISTANCE MATCH (Same package)	ΔR _{ON} V _C = V _{DD} V _{SS} < V _{IS} < V _{DD} R _L = 10kΩ	-7.5	+7.5	-	-	-	5	-	-	-	Ω		
		0	+15	-	-	-	-	-	-	-			
		-5	+5	-	-	-	10	-	-	-			
E device	ΔR _{ON} V _C = V _{DD} V _{SS} < V _{IS} < V _{DD} R _L = 10kΩ	0	+10	-	-	-	10	-	-	-	Ω		
		-2.5	+2.5	-	-	-	10	-	-	-			
		0	+5	-	-	-	-	-	-	-			

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

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

= -40°C for E device.

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

= + 85°C for E device.

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

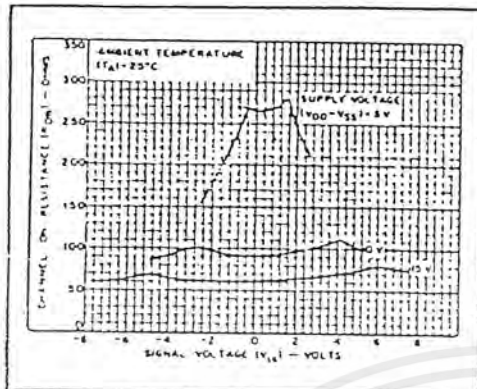
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

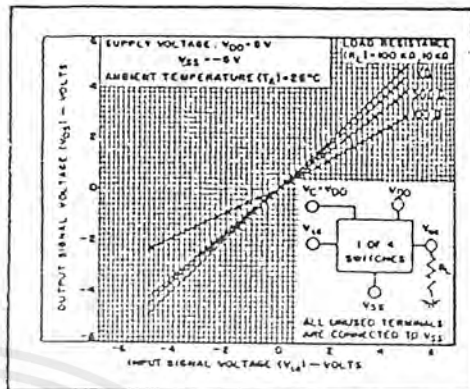
DYNAMIC CHARACTERISTICS ($C_L = 50\text{pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

PARAMETER	CONDITIONS	V_{SS} (Vdc)	V_{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
SIGNAL INPUTS (V_{ik}) AND OUTPUTS (V_{os})							
PROPAGATION DELAY TIME Signal Input to Signal Output	t_{PLH} , t_{PHL} $V_C = V_{DD}$ $V_M = \text{Square Wave}$ $R_L = 10\text{k}\Omega$	0	5	—	20	40	ns
		0	10	—	10	20	
		0	15	—	7.5	15	
BANDWIDTH (-3dB) (Sine Wave)	BW $V_C = V_{DD}$ $V_M = 5V_{pp}$ centered @ 0.0Vdc R_L	1k Ω	-5	+5	—	54	MHz
		10k Ω	—	—	—	40	
		100k Ω	—	—	—	38	
		1M Ω	—	—	—	37	
INSERTION LOSS $(-20 \log_{10} \frac{V_{os}}{V_M})$	$V_C = V_{DD}$ $V_M = 5V_{pp}$ centered @ 0.0Vdc R_L	1k Ω	-5	+5	—	2.3	dB
		10k Ω	—	—	—	0.2	
		100k Ω	—	—	—	0.1	
		1M Ω	—	—	—	0.05	
SIGNAL DISTORTION (Sine Wave)	$V_C = V_{DD}$ $V_M = 5V_{pp}$ centered @ 0.0Vdc $f_{in} = 1.0\text{kHz}$ $R_L = 10\text{k}\Omega$	-5	+5	—	0.16	—	%
FEEDTHROUGH (-60dB)	$V_C = V_{SS}$ $V_M = 5V_{pp}$ centered @ 0.0Vdc R_L	1k Ω	-5	+5	—	1250	kHz
		10k Ω	—	—	—	140	
		100k Ω	—	—	—	18	
		1M Ω	—	—	—	2	
CROSSTALK (-50dB) Between two switches	$V_C(A) = V_{DD}$ $V_C(B) = V_{SS}$ $V_M(A) = 5V_{pp}$ centered @ 0.0Vdc $R_L = 10\text{k}\Omega$	-5	+5	—	0.9	—	MHz
CAPACITANCE	C_{in} , C_{out} , C_{out} $V_C = V_{SS}$	-5	+5	—	8	—	pF
					8	—	
					0.5	—	
CONTROL INPUT (V_C)							
PROPAGATION DELAY TIME Turn on	t_{PC} $V_{SS} < V_M < V_{DD}$ $R_L = 10\text{k}\Omega$	0	5	—	50	100	ns
		0	10	—	25	60	
		0	15	—	20	40	
MAXIMUM INPUT FREQUENCY	f_c $V_{SS} < V_M < V_{DD}$ $R_L = 1.0\text{k}\Omega$	0	5	—	5	—	MHz
		0	10	—	10	—	
		0	15	—	12	—	
CROSSTALK (To signal port)	$V_C = \text{Square Wave}$ $R_L = 10\text{k}\Omega$ $R_{in} = 1.0\text{k}\Omega$	0	5	—	30	—	mV
		0	10	—	50	—	
		0	15	—	100	—	

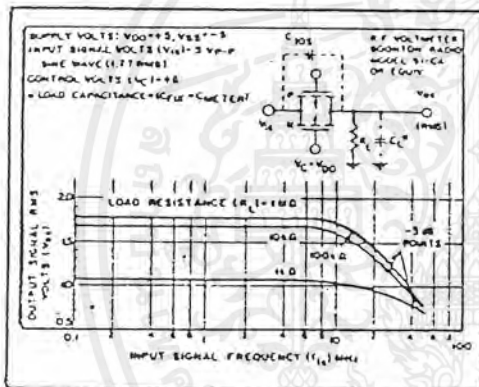
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



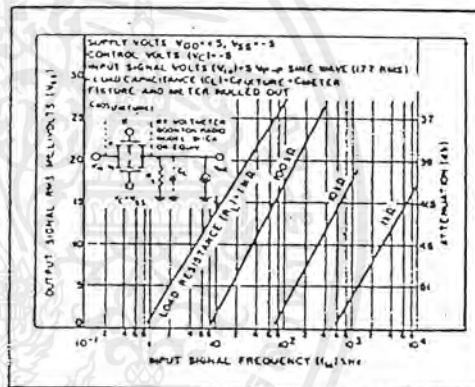
Typical channel ON resistance vs. signal voltage for three values of supply voltage ($V_{DD}-V_{SS}$)



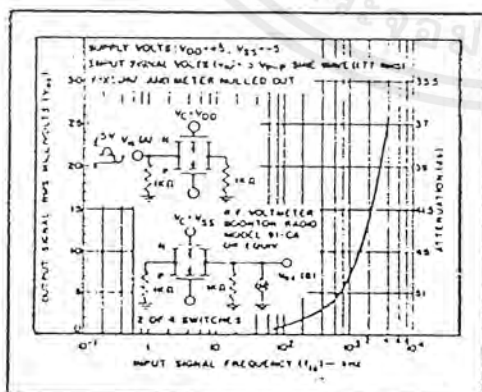
Typical ON characteristics for 1 of 4 channels.



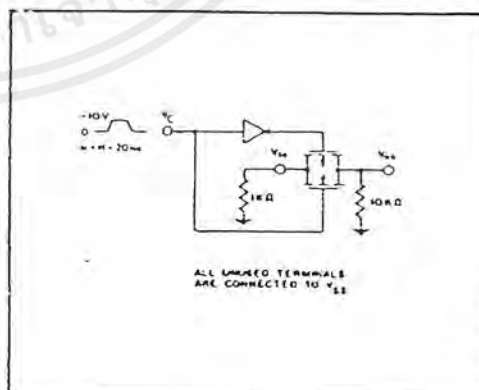
Typ. switch frequency response - switch "ON"



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



Typ. crosstalk between switch circuits in the same package



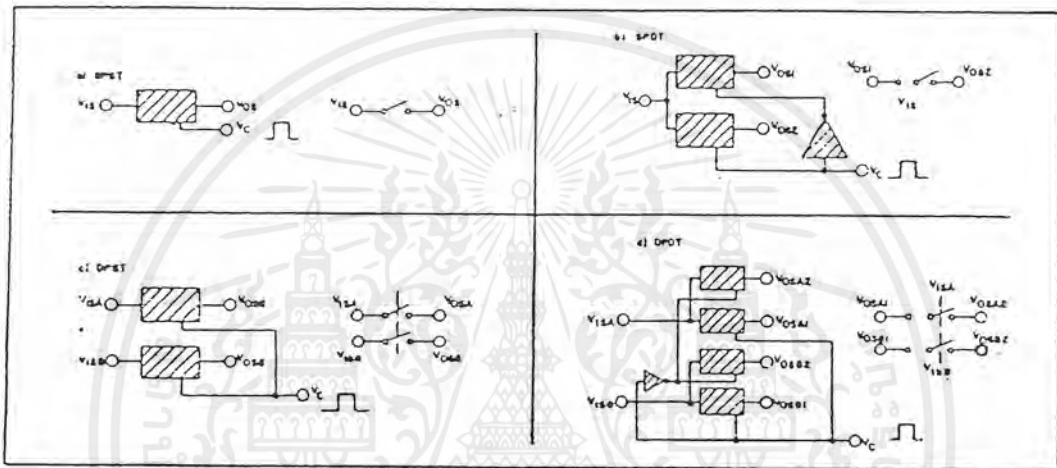
Test circuit, crosstalk-control input to signal output

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

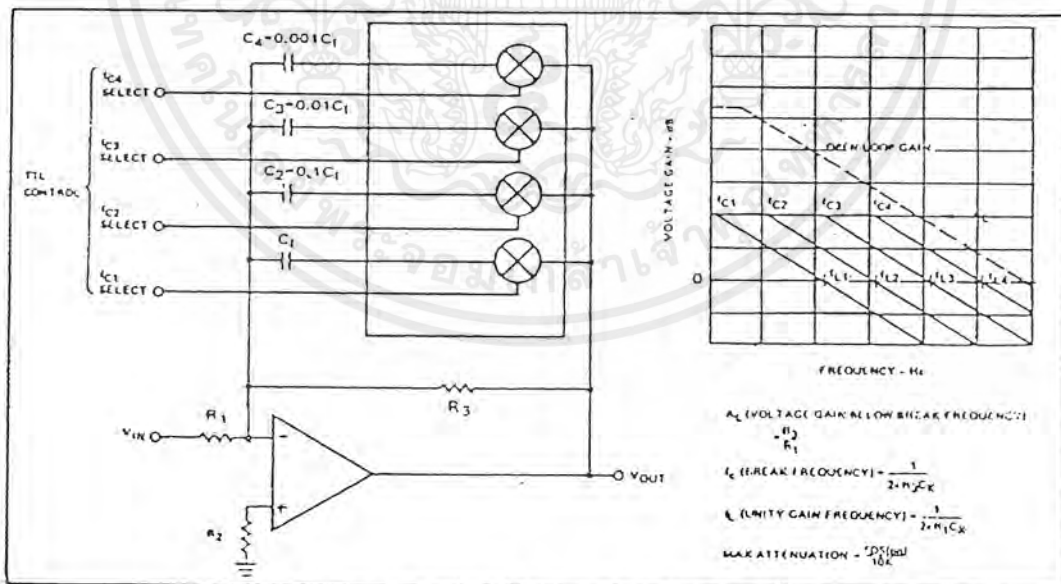
SPECIAL CONSIDERATIONS – SCL4066B

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 อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRANSISTOR NUMBER	PA LA	PACK- AGE	LEAD INFO	V _{CB} MAX	V _{CE} MAX	V _{EB} MAX	I _S MAX	T _J MAX	P _{TOT}	F _T MHz	C _{CB} MAX	H _{FE}	H _{FE} STAB	USE OFF	EUR ECUIV	USA ECUIV	ISS	
BC315	PS	X10	L20	45V	35V	5V	100MA	150C	300MWF	200M	10P	100MN	2MA	ALN	T1E	BC309	2N5203	0
BC315A	PS	X10	L20	45V	35V	5V	100MA	150C	300MWF	200M	10P	125MN	2MA	ALN	T1E	BC309	2N6003	2
BC315B	PS	X10	L20	45V	35V	5V	100MA	150C	300MWF	200M	10P	200MN	2MA	ALN	T1E	BC309	2N6003	2
BC317	NS	T092	L14	50V	45V	6V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	110MN	2MA	ALG	H0U	BC167	2N5209	0
BC317A	NS	T092	L14	50V	45V	6V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	110MN	2MA	ALG	H0U	BC167	2N5209	0
BC317B	NS	T092	L14	50V	45V	6V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	200MN	2MA	ALG	H0U	BC167	2N5209	0
BC318	NS	T092	L14	40V	30V	5V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	110MN	2MA	ALG	H0U	BC167	2N5209	0
BC318A	NS	T092	L14	40V	30V	5V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	110MN	2MA	ALG	H0U	BC167	2N5209	0
BC318B	NS	T092	L14	40V	30V	5V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	200MN	2MA	ALG	H0U	BC167	2N5209	0
BC318C	NS	T092	L14	40V	30V	5V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	400MN	2MA	ALG	H0U	BC169	2N5210	0
BC319	NS	T092	L14	30V	20V	5V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	200MN	2MA	ALN	H0U	BC166	2N5210	0
BC319B	NS	T092	L14	30V	20V	5V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	200MN	2MA	ALN	H0U	BC169	2N5210	0
BC319C	NS	T092	L14	30V	25V	5V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	400MN	2MA	ALN	H0U	BC169	2N5210	0
BC320	PS	T092	L14	50V	45V	6V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	110MN	2MA	ALG	H0U	BC320	2N5205	0
BC320A	PS	T092	L14	50V	45V	6V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	110MN	2MA	ALG	H0U	BC320	2N5086	0
BC320B	PS	T092	L14	50V	45V	6V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	200MN	2MA	ALG	H0U	BC320	2N5086	0
BC321	PS	T092	L14	40V	30V	5V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	110MN	2MA	ALG	H0U	BC320	2N5086	0
BC321A	PS	T092	L14	40V	30V	5V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	110MN	2MA	ALG	H0U	BC320	2N5086	0
BC321B	PS	T092	L14	40V	30V	5V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	200MN	2MA	ALG	H0U	BC320	2N5086	0
BC321C	PS	T092	L14	45V	30V	5V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	400MN	2MA	ALN	H0U	BC325B	2N5086	2
BC322	PS	T092	L14	30V	20V	5V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	110MN	2MA	ALN	H0U	BC322	2N5087	0
BC322B	PS	T092	L14	30V	20V	5V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	200MN	2MA	ALN	H0U	BC322	2N5087	0
BC322C	PS	T092	L14	30V	20V	5V	150MA	135C	310MWF	100M	4P	400MN	2MA	ALN	H0U	BC322	2N5087	0
BC323	NS	T039	L04	100V	60V	5V	5A	200C	800MWF	50M	80P	50MH	500MA	AMG	SGI	BFY50	2K2297	0
BC324	NS	T039	L04	85V	55V	5V	1A	200C	800MWF	50M	40P	20MN	500MA	AMG	SGI	BFY50	2K2297	0
BC325	PS	T018	L01	60V	60V	6V	50MA	200C	360MWF	100M	9P	40MN	100A	ALA	T1E	BCY71	2N3955	2
BC326	PS	T018	L01	60V	60V	6V	50MA	200C	360MWF	100M	9P	100MN	100A	ALA	T1E	BCY71	2N3955	2
BC327	PS	X10	L20	50V	45V	5V	800MA	150C	500MWF	60M	18P	63MN	100MA	AMG	STD	BC327	2N5819	0
BC327AP	PS	T092	L74	50V	45V	5V	800MA	150C	500MWF	60M	18P	100MN	100MA	AMG	FEB	BC3271E	2N5819	2
BC327BP	PS	T092	L74	50V	45V	5V	800MA	150C	500MWF	60M	18P	160MN	100MA	AMG	FEB	BC3272E	2N5819	2
BC327CP	PS	T092	L74	50V	45V	5V	800MA	150C	500MWF	60M	18P	250MN	100MA	AMG	FEB	BC3274E	2N5819	2
BC327/01	PS	X09	L10	45V	45V	6V	500MA	125C	400MWF	50M	15P	100MN	100MA	AMG	DBS	BSY59	2	
BC327/10	PS	T092	L74	50V	45V	5V	1A	150C	500MWF	50M	24P	67/150	100MA	AMG	STD	BC327	2N6014	2
BC327/16	PS	X10	L20	50V	45V	5V	800MA	150C	500MWF	60M	18P	100MN	100MA	AMG	STD	BC327	2N5819	2
BC327/25	PS	X10	L20	50V	45V	5V	800MA	150C	500MWF	60M	18P	160MN	100MA	AMG	STD	BC327	2N5819	0
BC327/40	PS	X10	L20	50V	45V	5V	800MA	150C	500MWF	60M	18P	250MN	100MA	AMG	STD	BC327	2N5819	0
BC328	PS	X10	L20	30V	25V	5V	800MA	150C	500MWF	60M	18P	63MN	100MA	AMG	STD	BC327	2N5819	0
BC328AP	PS	T092	L74	30V	25V	5V	800MA	150C	500MWF	60M	18P	100MN	100MA	AMG	FEB	BC3281E	2N5819	2
BC328BP	PS	T092	L74	30V	25V	5V	800MA	150C	500MWF	60M	18P	160MN	100MA	AMG	FEB	BC3282E	2N5819	2
BC328CP	PS	T092	L74	30V	25V	5V	800MA	150C	500MWF	60M	18P	250MN	100MA	AMG	FEB	BC3284E	2N5819	2
BC328/01	PS	X09	L10	25V	25V	5V	500MA	125C	400MWF	50M	15P	100MN	100MA	AMG	DBS	BSY59	2	
BC328/10	PS	T092	L74	30V	25V	5V	1A	150C	500MWF	50M	24P	67/150	100MA	AMG	STD	BC327	2N6014	2
BC328/16	PS	X10	L20	30V	25V	5V	800MA	150C	500MWF	60M	18P	100MN	100MA	AMG	STD	BC327	2N5819	0
BC328/25	PS	X10	L20	30V	25V	5V	800MA	150C	500MWF	60M	18P	160MN	100MA	AMG	STD	BC327	2N5819	0
BC328/40	PS	X10	L20	30V	25V	5V	800MA	150C	500MWF	60M	18P	250MN	100MA	AMG	STD	BC327	2N5819	0
BC329	NS	T092	L74	60V	60V	6V	30MA	150C	250MWF	100M	6P	240MN	2MA	ALN	T1W	BC239	2N5827	1
BC329B	NS	X10	L20	60V	60V	6V	30MA	150C	250MWF	100M	6P	220MN	2MA	ALN	T1W	BC239	2N5827	0
BC329C	NS	X10	L20	60V	60V	6V	30MA	150C	250MWF	100M	3P	220MN	2MA	ALN	T1W	BC239	2N5827	0
BC330	NS	T092	L74	60V	60V	6V	30MA	150C	250MWF	100M	6P	220MN	2MA	ALN	T1W	BC239	2N5827	1
BC330B	NS	X10	L20	45V	45V	6V	30MA	150C	250MWF	100M	3P	220MN	2MA	ALN	T1W	BC239	2N5827	0
BC330C	NS	X10	L20	45V	45V	6V	30MA	150C	250MWF	100M	3P	220FG	2MA	ALN	T1W	BC239	2N5827	0
BC331	NS	T092	L74	60V	60V	6V	30MA	150C	250MWF	100M	3P	125MN	2MA	ALN	T1W	BC239	2N5827	1
BC331A	NS	X10	L20	60V	60V	6V	30MA	150C	250MWF	100M	3P	100MN	2MA	ALG	T1W	BC237	2N5825	0
BC331B	NS	X10	L20	60V	60V	6V	30MA	150C	250MWF	100M	3P	100MN	2MA	ALG	T1W	BC237	2N5825	0
BC331C	NS	X10	L20	60V	60V	6V	30MA	150C	250MWF	100M	3P	100MN	2MA	ALG	T1W	BC237	2N5825	0
BC332	NS	T092	L74	45V	45V	6V	30MA	150C	250MWF	100M	3P	100MN	2MA	ALN	T1W	BC239	2N5827	1
BC332A	NS	X10	L20	45V	45V	6V	30MA	150C	250MWF	100M	3P	100MN	2MA	ALG	T1W	BC237	2N5825	0
BC332B	NS	X10	L20	45V	45V	6V	30MA	150C	250MWF	100M	3P	100MN	2MA	ALG	T1W	BC237	2N5825	0
BC332C	NS	X10	L20	45V	45V	6V	30MA	150C	250MWF	100M	3P	100MN	2MA	ALG	T1W	BC237	2N5825	0
BC333	NS	T092	L14	25V	25V	5V	50MA	135C	310MWF	50M	4P	100MN	100MA	ALG	W0B	BC320	2N5085	0
BC334	PS	T092	L14	25V	25V	5V	50MA	135C	310MWF	50M	4P	100MN	100MA	ALG	W0B	BC320	2N5266	0
BC335	NS	T092	L14	25V	25V	5V	50MA	135C	310MWF	50M	4P	100MN	100MA	ALN	W0B	BC322	2N5087	0
BC336	PS	T092	L14	25V	25V	5V	50MA	135C	310MWF	50M	4P	100MN	100MA	ALN	W0B	BC322	2N5087	0
BC337	NS	X10	L20	50V	45V	5V	800MA	150C	360MWF	60M	20P	100MN	100MA	AMG	STD	BC337	2N581E	0
BC3372E	NS	T092	L74	50V	45V	5V	800MA	150C	360MWF	60M	20P	100MN	100MA	AMG	FEB	BC3371E	2N6014	2
BC3375P	NS	T092	L74	50V	45V	5V	800MA	150C	360MWF	60M	20P	160MN	100MA	AMG	FEB	BC3372E	2N6016	2
BC337CP	NS	T092	L74	50V	45V	5V	800MA	150C	360MWF	60M	20P	250MN	100MA	AMG	FEB	BC3374E	2N6014	2
BC337/01	NS	X09	L10	45V	45V	6V	500MA	150C	400MWF	50M	20P	100MN	100MA	AMG	DBS	BFY87	2	
BC337/10	NS	T092	L74	50V	45V	5V	1A	150C	500MWF	50M	24P	67/150	100MA	AMG	STD	BC337	2N5819	2
BC337/16	NS	X10	L20	50V	45V	5V	800MA	150C	360MWF	60M	20P	100MN	100MA	AMG	STD	BC337	2N5819	0
BC337/25	NS	X10	L20	50V	45V	5V	800MA	150C	360MWF	60M	20P	150MN	100MA	AMG	STD	BC337	2N5819	0
BC337/40	NS	X10	L20	50V	45V	5V	800MA	150C	360MWF	60M	20P	250MN	100MA	AMG	STD	BC337	2N5819	0
BC338	NS	X10	L20	30V	20V	5V	800MA	150C	360MWF	60M	20P	100MN	100MA	AMG	STD	BC337	2N5819	0
BC338AP	NS	T092	L74	30V	20V	5V	800MA	150C	360MWF	60M	20P	100MN	100MA	AMG	FEB	BC3374E	2N6014	2
BC338BP	NS	T092	L74	30V	20V	5V	800MA	150C	360MWF	60M	20P	160MN	100MA	AMG	FEB	BC3374E	2N6016	2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สแกนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถแก้ไข ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



UMC

UMC

UM91210/30

Tone/Pulse Dialer

Features

- 32-digit Redial Memory
- Tone/Pulse Switchable via slide switch
- Wide operating voltage: 2.0V to 5.5V
- Uses inexpensive 3.58 MHz TV crystal
- Pin selectable Make/Break ratio (1/2 or 2/3)
- Key-in tone output for valid key entry in Pulse mode

:91230 C/D only)

- 530 millisecond flash time
- "T" key controlled switching from Pulse to Tone mode (91230 C/D only)
- 18-pin or 22-pin DIP
- With minimum tone duration 110 ms

General Description

The products in this series are Tone/Pulse switchable dialers with 32-digit redial memory. Switching from Pulse to DTMF mode can be accomplished either by using a slide switch or by depressing the **T** key.

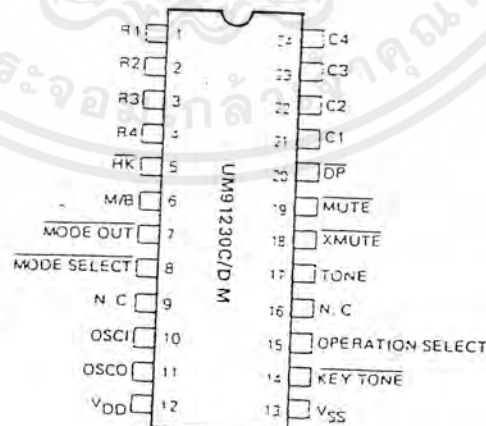
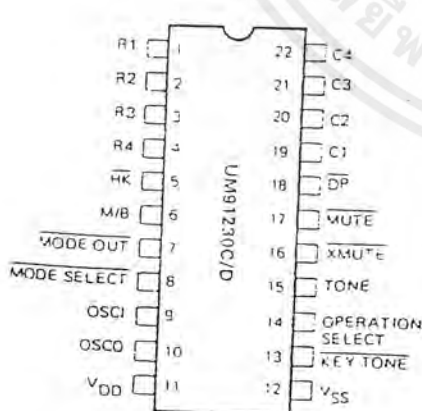
The necessary dual-tone frequencies are all derived from a 3.58 MHz TV crystal, thus providing high accuracy and stability. The sinusoidal waveform for each individual tone is digitally synthesized on the chip. Waveforms thus generated have low total harmonic distortion (.5% max.). A reference voltage is generated on the chip which is stable over the operating voltage and temperature range. It regulates the signal levels of the dual tones to meet telephone industry specifications.

CMOS technology is used in the production of these devices, resulting in low power requirements and high noise immunity. These devices can be easily interfaced with a variety of telephones, requiring only a minimum number of external components.

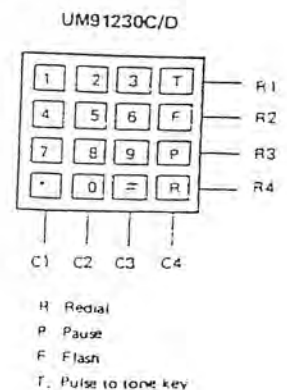
Ordering Information

Part Number	Dialing Rate	Package
UM91210C/10CM	10 pps	P-DIP 18L/SO 20L
UM91210D/10DM	20 pps	P-DIP 18L/SO 20L
UM91230C/30CM	10 pps	P-DIP 22L/SO 24L
UM91230D/30DM	20 pps	P-DIP 22L/SO 24L

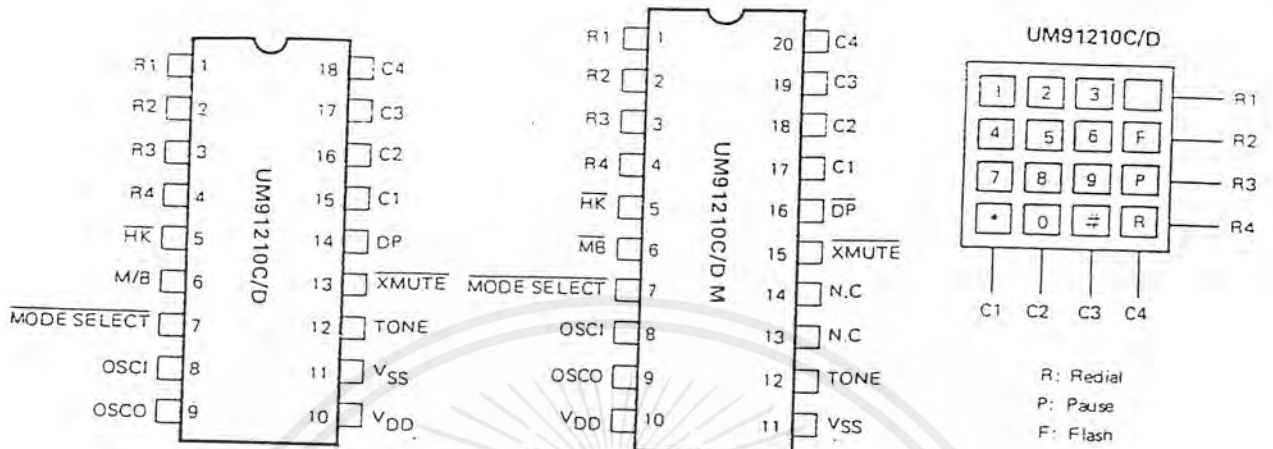
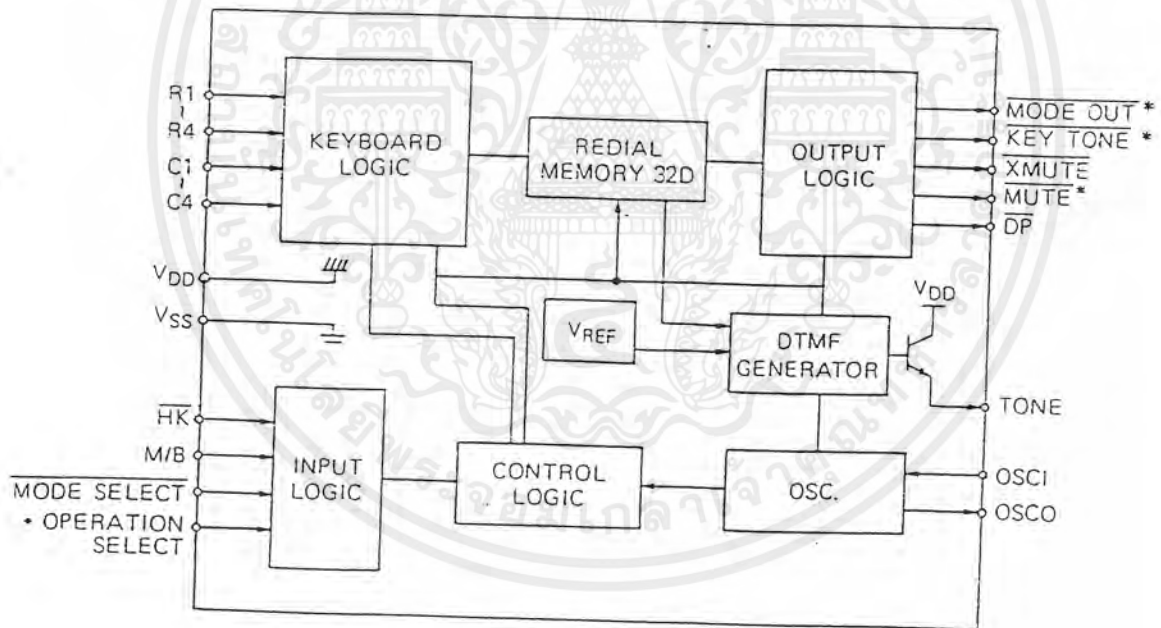
Pin Configurations



Keyboard Assignments



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Pin Configurations (Continued)
Keyboard Assignments (Continued)

Block Diagram


* Bonding Option

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings*

Power Supply Voltage.....	-0.3V to +0.6V
Input Voltage.....	-0.3V to V _{DD} +0.3V
Maximum Power Dissipation (at 25°C).....	500mW
Operating Temperature (T _{OP}).....	-20°C to 70°C
Storage Temperature (T _{STG}).....	-55°C to +150°C

***Comments**

Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only. Functional operation of this device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied and exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

DC Characteristics

(V_{DD} = 3.5V, V_{SS} = 0V, F_{OSC} = 3.579MHz and T_{OP} = 25°C unless otherwise specified.)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Conditions	Test Ckt.
Operating Voltage	V _{DD}	2.0		5.5	V	Pulse mode	A
		2.0		5.5	V		
Memory Retention Voltage	V _{MR}	1.0			V		
Memory Retention Current	I _{MR}		0.05	0.05	μA	V _{DD} = 1.0V $\overline{HK} = V_{DD}$ All outputs unloaded	
Supply Operating Current	I _{DOP}		0.43	1	mA	Pulse Mode Oscillator running.	A
	I _{DOT}		0.70	2	mA	DTMF Mode All outputs unloaded.	
Standby Current	I _{SD}		15	50	μA	V _{DD} = 2.5V $\overline{HK} = V_{SS}$ All outputs unloaded	A
Output Sink Current DP, MUTĒ, X MUTĒ	I _{OL1}	1.7	5.0		mA	V _{OL} = 0.4V V _{OL} = 0.4V V _{DD} = 2.0V	B
	I _{OL2}	0.5	1.5		mA		
Input Voltage Range	V _{IH}	0.8		1	V _{DD}		
	V _{IL}	0		0.2	V _{DD}		
Row Input Current Col. Input Current	I _R		10		μA	V _{IN} = 0V All outputs unloaded	C
	I _C		10		μA		C
Single Column Tone Output Amplitude	V _{OC}	640	700	760	mV _{p-p}	R _{LOAD} = 10KΩ, V _{DD} = 2.5V	D
		640	700	760		R _{LOAD} = 10KΩ, V _{DD} = 5.5V	D
Single Row Tone Output Amplitude	V _{OR}	510	560	610	mV _{p-p}	R _{LOAD} = 10KΩ, V _{DD} = 2.5V	D
		510	560	610		R _{LOAD} = 10KΩ, V _{DD} = 5.5V	D
Pre-emphasis	Twist	1.7	2	2.3	dB		D
Valley of Single Tone	V _V		V _{DD} -1.8	V _{DD} -1.6	V _{DD}	V _{DD} = 3.5V	D
Distortion	DIS		1	5	%	* Note 1	D

* Note 1: $DIS(\%) = \frac{100(V_1^2 + V_2^2 + \dots + V_n^2)^{1/2}}{(V_{IL}^2 + V_{IH}^2)^{1/2}}$

1. V₁...V_n are the intermodulation or harmonic frequencies in the 500 Hz to 3400 Hz band.
2. V_{IH} and V_{IL} are the individual frequency components of the DTMF signal.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Characteristics

 (V_{DD} = 3.5V, V_{SS} = 0V, F_{OSC} = 3.579545 MHz and T_{OP} = 25°C unless otherwise specified.)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
PULSE						
Make/Break Ratio	M/B	M/B = V _{DD}		1/2		%
		M/B = V _{SS}		2/3		
Dial Pulse Rate	DR	UM91210C/UM91230C		9.7		pps
		UM91210D/UM91230D		19.4		
Make Time	T _M	10 pps	M/B = 1/2	33.3		ms
			M/B = 2/3	40.0		
		20 pps	M/B = 1/2	16.7		
			M/B = 2/3	20.0		
Break Time	T _B	10 pps	M/B = 1/2	66.7		ms
			M/B = 2/3	60		
		20 pps	M/B = 1/2	33.3		
			M/B = 2/3	30		
Interdigit Pause Time	T _{IDP}	10 pps	M/B = 1/2	876		ms
			M/B = 2/3	870		
		20 pps	M/B = 1/2	893		
			M/B = 2/3	890		
Predigit Pause	T _{PDP}	10 pps	M/B = 1/2	19.5		ms
			M/B = 2/3	19.5		
		20 pps	M/B = 1/2	19.5		
			M/B = 2/3	19.5		
$\overline{\text{XMUTE}}$ MUTE Delay Time	T _{MDP}	10 pps	M/B = 1/2	850		ms
			M/B = 2/3	850		
		20 pps	M/B = 1/2	850		
			M/B = 2/3	850		
STONE						
Minimum Tone Duration	T _{MFD}			110		ms
Minimum Tone Interdigit Pause	T _{TIDP}			110		ms
Tone Output Predigit Pause	T _{TPDP}			0		ms
$\overline{\text{XMUTE}}$ Delay Time	T _{MDT}			110		ms
Auto Pause Time	T _{AP}			3.6		s
Flash Time	T _F			630		ms
Oscillator Startup Time	T _{START}			10		ms
$\overline{\text{XMUTE}}$, MUTE Startup Time	T _{MS}			15		ms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Characteristics (Continued)

Parameter	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
KEY-IN						
Keypad Debounce Time	T_{KD}			23		ms
Key Scan Frequency	F_{KS}			445		Hz
KEY-IN TONE						
Key-in Tone Duration Time	T_{KTD}			23		ms
Key-in Tone Frequency	F_{KT}			18		KHz
Key-in Tone Startup Time	$T_{KTSTART}$			15		ms

Row/Column	Condition	Spec.	Actual	Error(%)	Unit
R1	$F_{OSC} = 3.579\text{MHz}$	697	699.1	+0.31	Hz
R2		770	766.2	-0.49	Hz
R3		852	847.4	-0.54	Hz
R4		941	948.0	+0.74	Hz
C1		1,209	1,215.9	+0.57	Hz
C2		1,336	1,331.7	-0.32	Hz
C3		1,477	1,471.9	-0.35	Hz

Pin Description

Pin		Designation	Description
91210	91230		
1	1	R1	Input Keys. These pins serve as an interface to an XY matrix keyboard. C1 through C4 and R1 through R4 are set to low at On Hook (\overline{HK} =high). C1 through C4 are set to low and R1 through R4 are set to high at Off Hook (\overline{HK} =low), which enables the key-in operation. The Oscillator starts running when a keypress is detected. Scanning signals are presented at both column and row input signals (Typ: 445 Hz) until the input key is released. Key-in is compatible with standard 2-of-8 form or single-contact keyboards. Debouncing is provided to avoid false entry (Typ.: 23 ms)
2	2	R2	
3	3	R3	
4	4	R4	
15	19	C1	The Oscillator starts running when a keypress is detected. Scanning signals are presented at both column and row input signals (Typ: 445 Hz) until the input key is released. Key-in is compatible with standard 2-of-8 form or single-contact keyboards. Debouncing is provided to avoid false entry (Typ.: 23 ms)
16	20	C2	
17	21	C3	
18	22	C4	
5	5	\overline{HK}	Hook Switch Input. This input detects the state of the hook switch contact. $\overline{HK} = V_{DD}$: On-hook, chip unactivated $\overline{HK} = V_{SS}$: Off-hook, chip active
6	6	M/B	Make/Break Ratio Select Input. This input allows selection of the Make/Break ratio (33.3:66.7/40:60) $M/B = V_{DD}$: 33.3/66.6 $M/B = V_{SS}$: 40/60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Note: If the **[P]** key is not pressed as one of the series of digits before or after the mode is switched, the following condition will result:

- (1) If a Tone digit is pressed after the Pulse digits have finished going out, the DTMF mode will be implemented after the last Pulse signal has been transmitted in this mode. Tone digits will be transmitted from the Tone Out pin as a DTMF signal when the corresponding keys are depressed.
- (2) If Tone digits are keyed in while the Pulse signal is still being sent out, the DTMF mode will take over but will be put on hold until the last Pulse signal has gone out. MODE OUT will flash to indicate that you are now in the hold state (for UM91230C/D only). Tone digits will be stored in Redial memory as DTMF data, but will not be transmitted from TONE OUT. When the data is ready for transmission from Redial Memory, the **[T]** (for UM91230C/D only), **[R]** or **[P]** keys can be pressed to reset the Hold state and the DTMF data will be serially transmitted.

b. Mode Switching by **[T]** key: (OPERATION SELECT = V_{DD} for UM91230C/D only)
 0-01, Dp,.....Dp, P, T, Dt,.....Dt
 ←Pulse mode →Tone mode

Note: If the **[P]** key is not pressed serially before or after the **[T]** key, the following conditions will result:
 (1) If a Tone digit is pressed after the digits in

the Pulse mode have finished going out, the DTMF mode will become operational after transmission of the last Pulse signal. In this mode, the Tone digits are transmitted from TONE OUT as DTMF signals when the corresponding keys are depressed.

(2) If a Tone digit is pressed while the Pulse signals are still going out, the DTMF mode will become operational but will remain in the Pause state after the last Pulse signal has been transmitted. MODE OUT will flash to indicate that you are in the Pause state and the remaining Tone digits will be stored in redial memory as DTMF data but will not be transmitted from Tone Out. When the chip is ready to transmit the DTMF data in Redial Memory, the **[T]**, **[R]**, or **[P]** keys can be depressed to reset the Pause state and the DTMF data will be serially transmitted.

7. Redial with the Pause State Cancelled
 0-01, **[R]**, **[P]**, or **[T]**

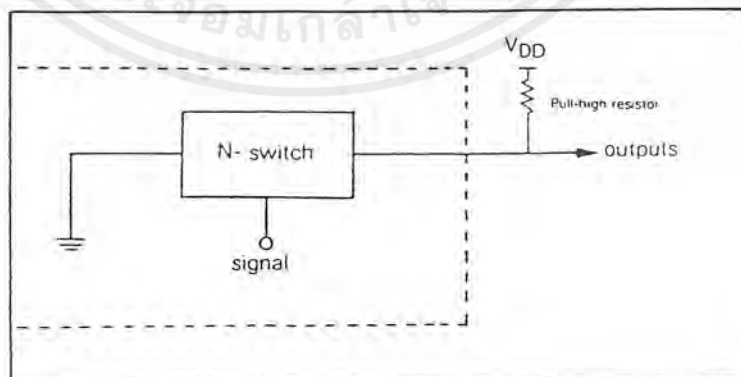
Note: (1) Pause time can be cancelled by pressing the **[P]**, **[R]** or **[T]** keys during pause time when redialing. Any other pause in the series is also cancelled.

(2) If a pause was not stored before or after the mode was switched, the chip will go into the Pause state when the DTMF mode is activated. MODE OUT will flash to indicate that you are in the Pause state. DTMF data will be stored in the Redial Memory and not transmitted from Tone Out. After **[R]**, **[P]** or **[T]** are depressed to reset the Pause state, DTMF data will be serially transmitted.

Functional Description

1. N-Channel Open Drain Output:

DP, MUTE, XMUTE, MODE OUT, KEY TONE



2. DTMF Generation

The DTMF signal is produced from the Tone Frequency Generator circuit with an NPN transistor-emitter-follower output buffer (Figure 1, below). The digitally synthesized sine wave is well designed, with an eight-level, 15-segment, fixed amplitude. It provides $(V_{DD}-1.8V)$ a

reference voltage structure (Figure 2). The Total Harmonic Distortion (THD) of the DTMF output is 5% maximum. THD versus Operating Voltage and DTMF output amplitude versus Operating Voltage is shown in Figure 3 and Figure 4.

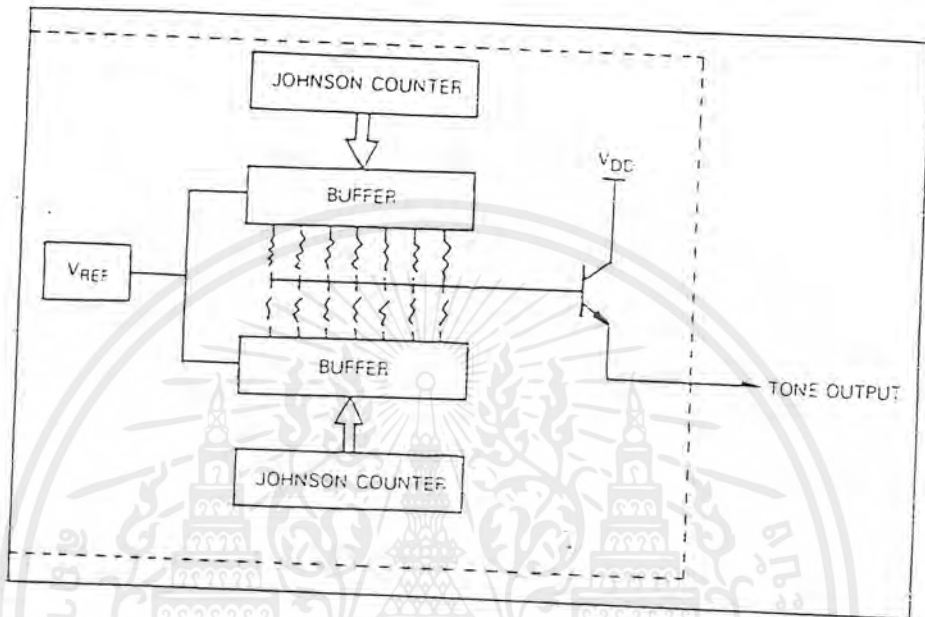


Figure 1

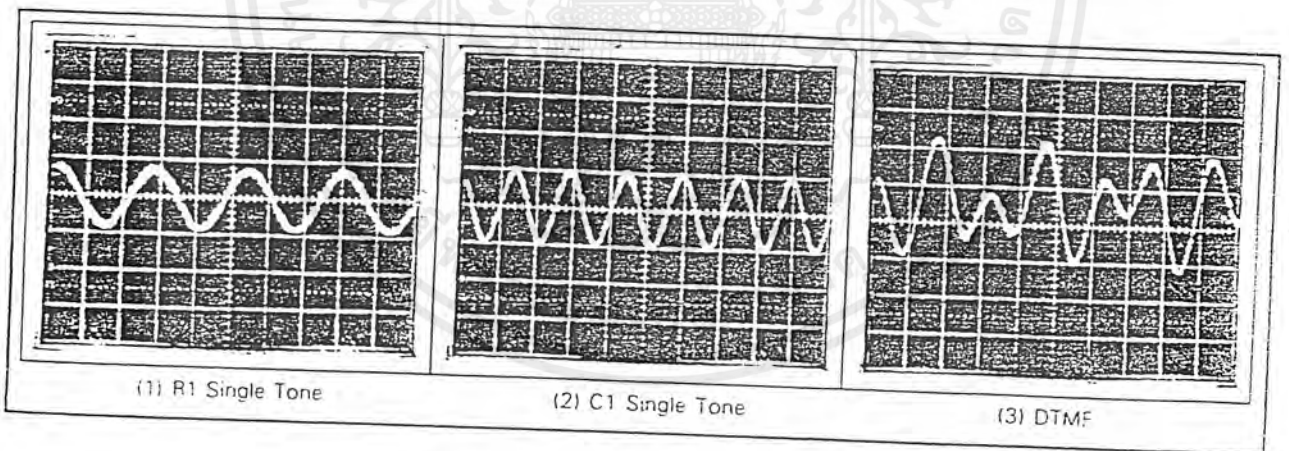


Figure 2: Waveforms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

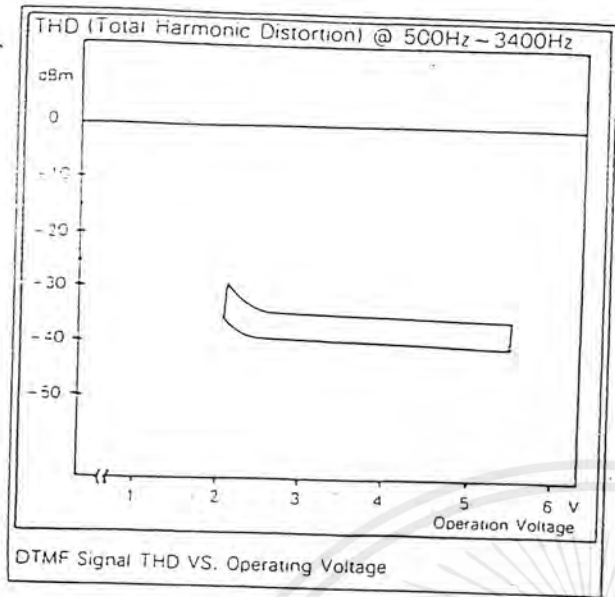


Figure 3

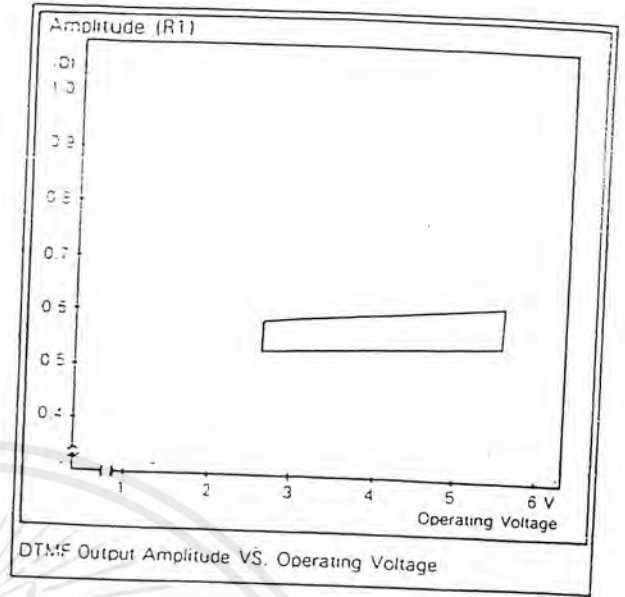


Figure 4

3. Single Tone Operation in DTMF Mode (Test Mode)

The ***** and **#** keys are used to trigger the chip into test mode by depressing them simultaneously during Off-Hook.

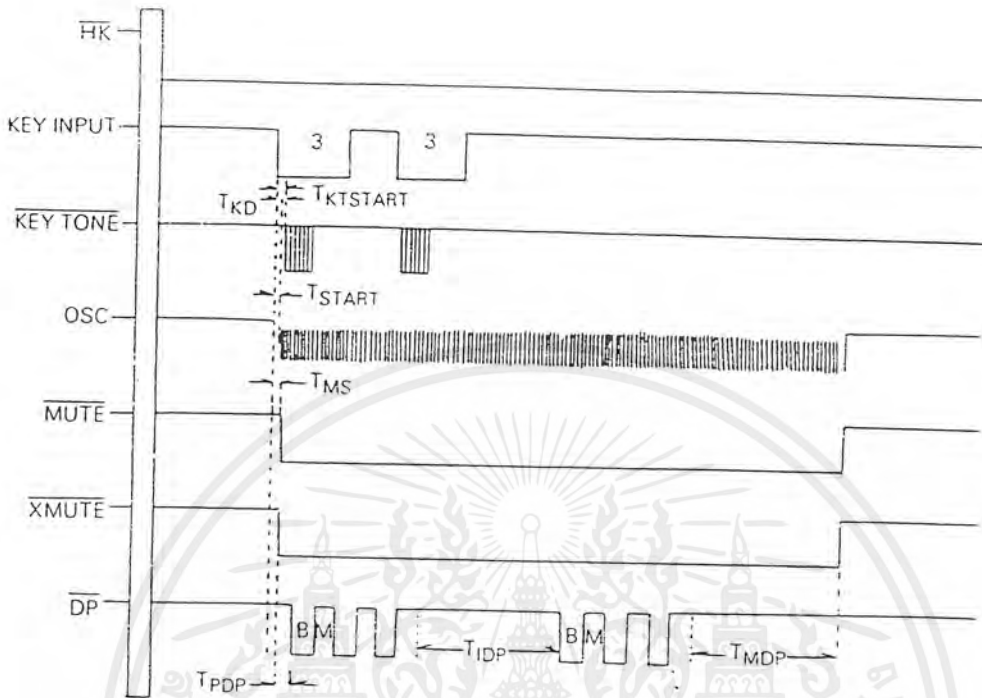
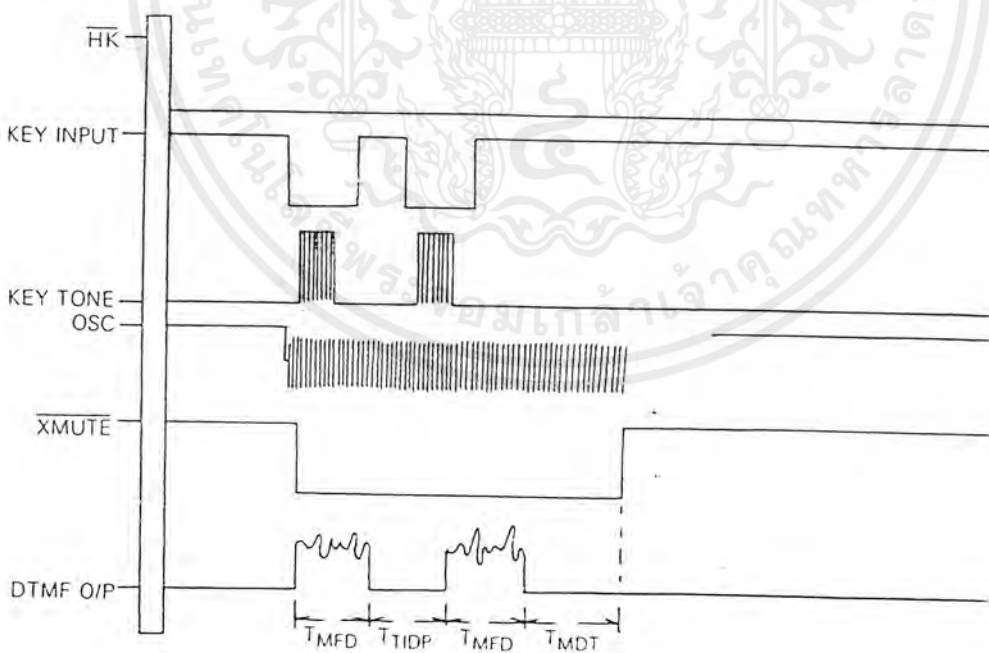
The single tone keyboard assignments are shown in the following table in contrast with normal mode.

Normal mode

R ₁	1	2	3
R ₂	4	5	6
R ₃	7	8	9
R ₄	*	0	#
	C ₁	C ₂	C ₃

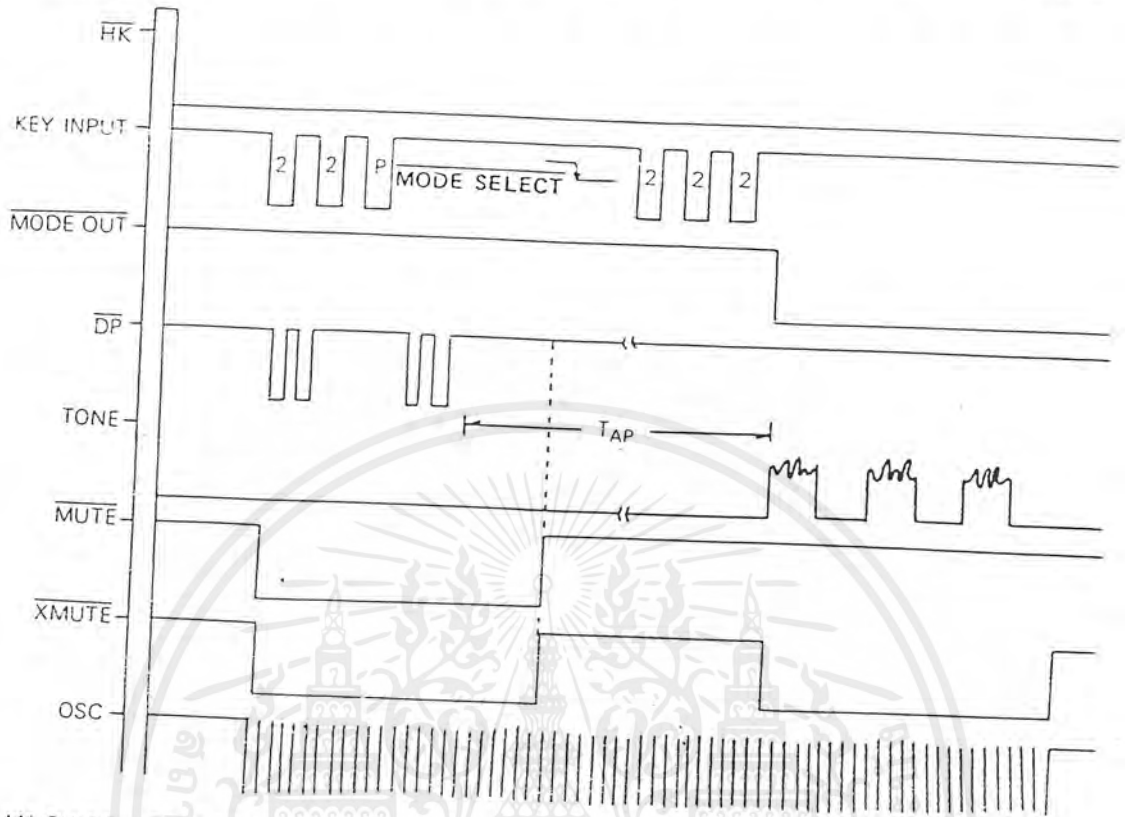
Single tone mode

R ₁	R ₁	C ₂	C ₃
R ₂	C ₁	C ₂	R ₂
R ₃	R ₃	C ₂	C ₃
R ₄	C ₁	R ₄	C ₃
	C ₁	C ₂	C ₃

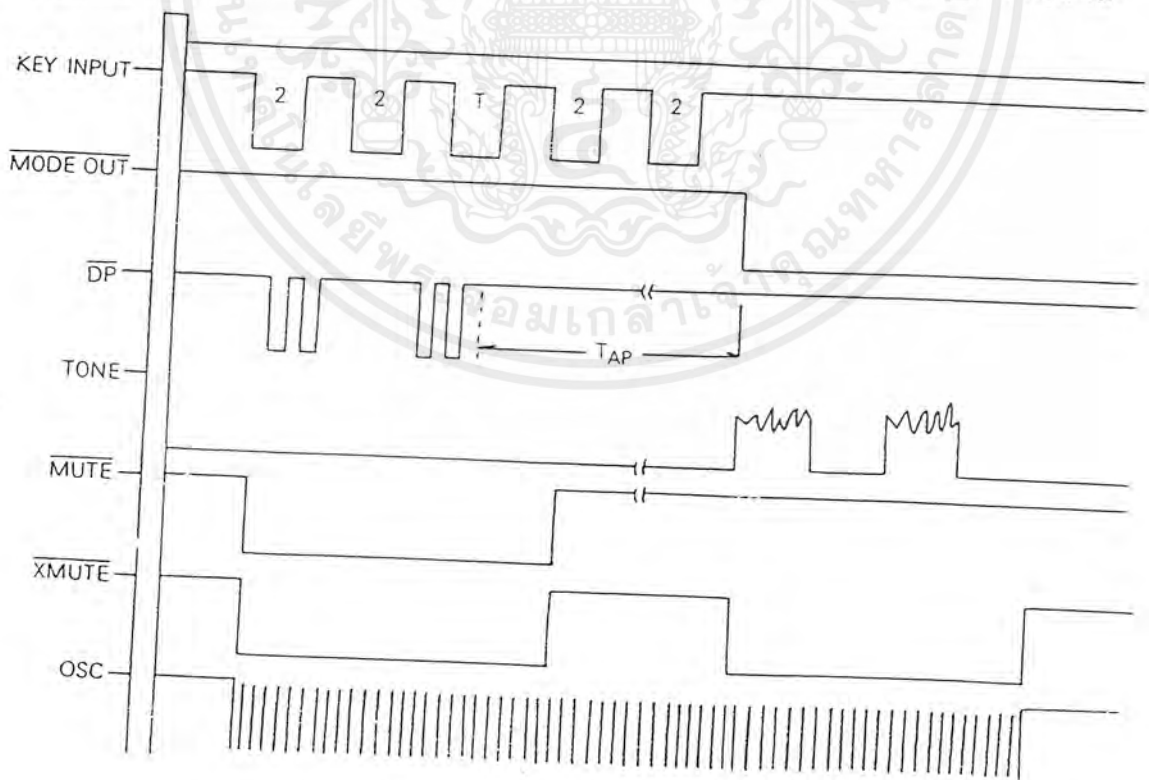
Timing Diagrams
1. PULSE MODE TIMING DIAGRAM

2. TONE MODE TIMING DIAGRAM

Tone/Pulse Dialer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. NORMAL PULSE to TONE MIXED DIALING VIA MODE SELECT SLIDE SWITCH (OPERATION SELECT = V_{SS} for UM91230C/D)



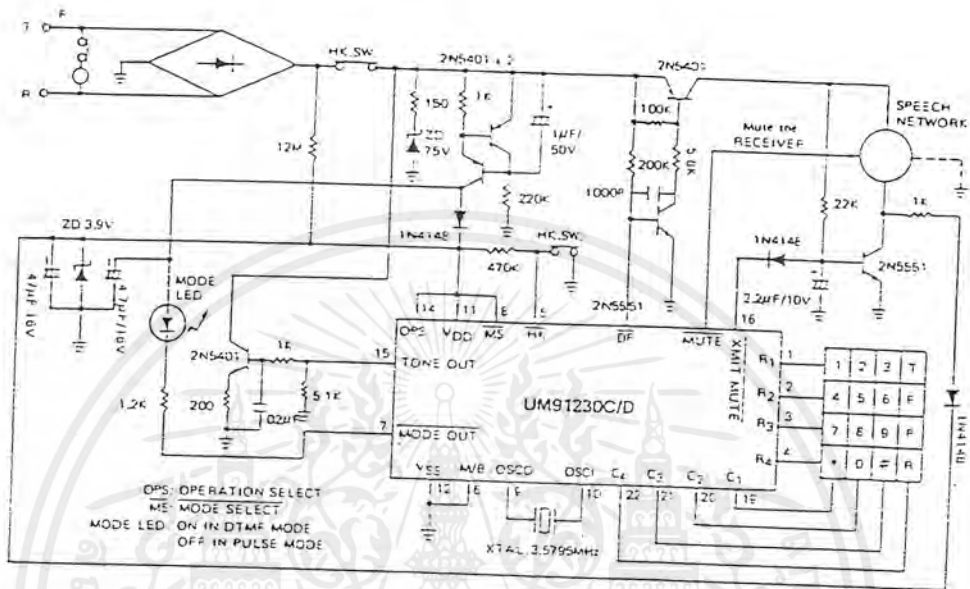
4. NORMAL PULSE to TONE MIXED DIALING VIA \overline{T} KEY (OPERATION SELECT = V_{DD} THIS OPERATION for UM91230C/D ONLY.)



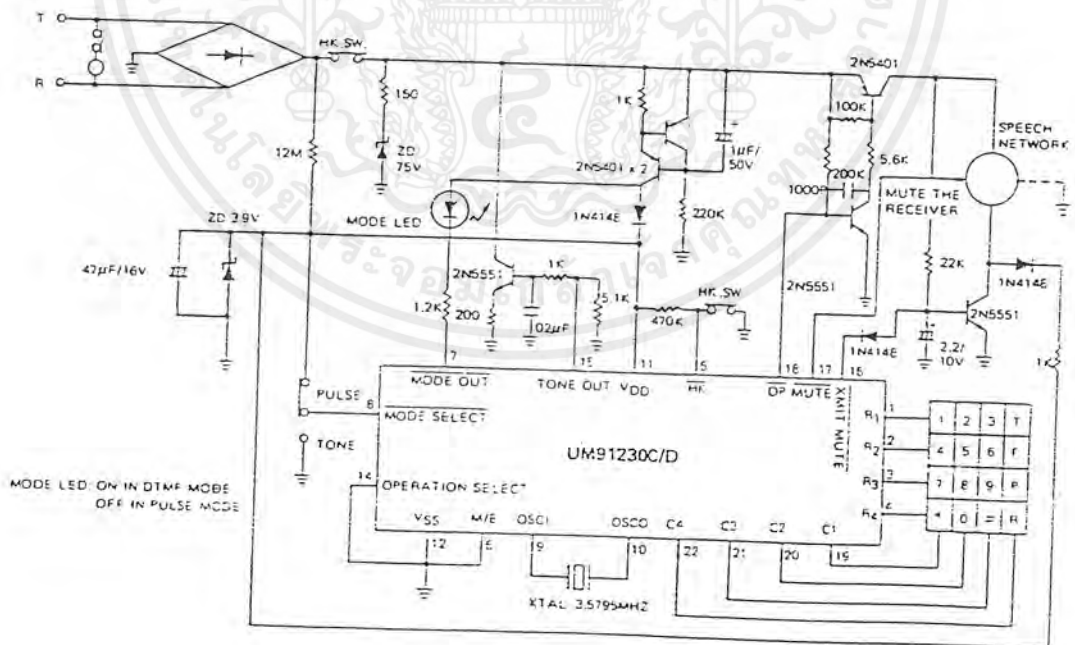
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Circuits
 1 UM91230C/D

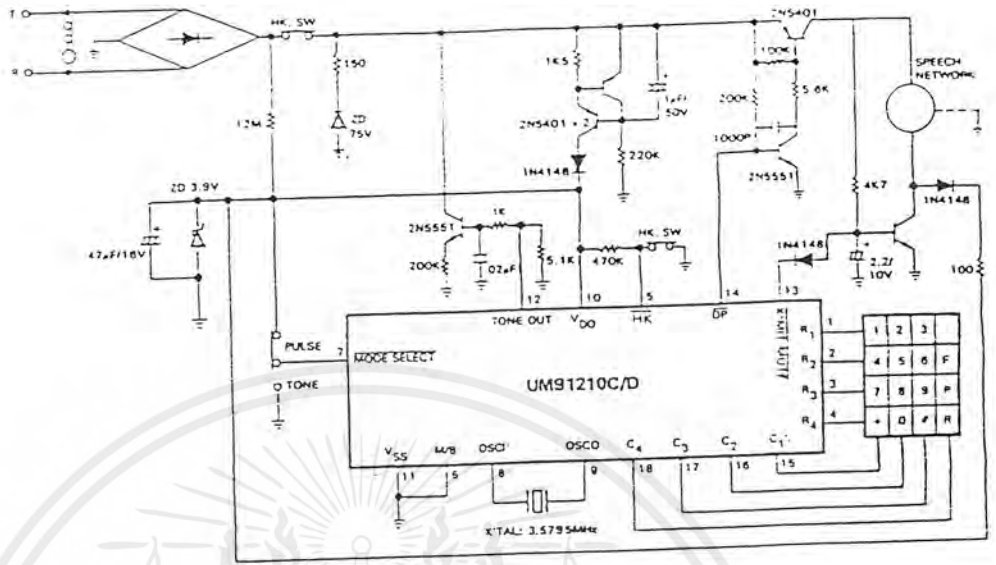
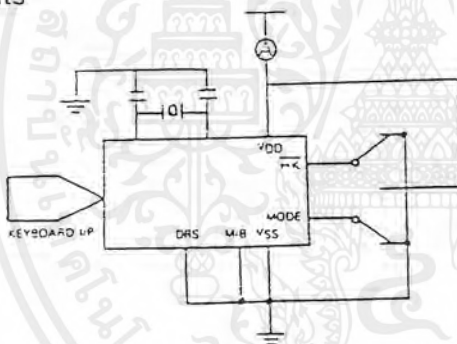
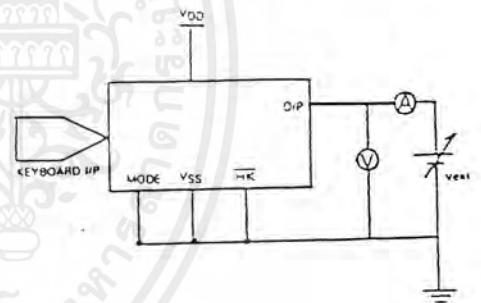
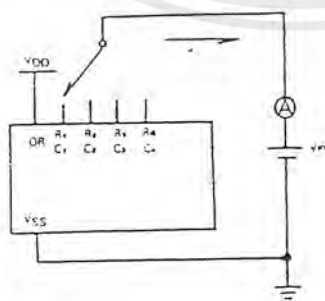
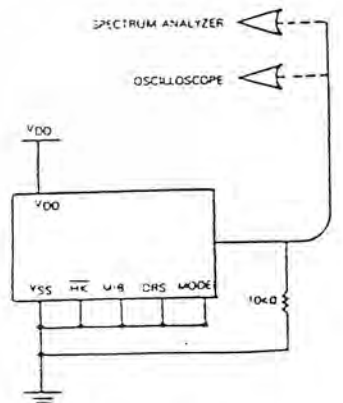
- 1) Switching mode by
- T**
- key (MODE SELECT, OPERATION SELECT =
- V_{DD}
-)



- 2) Switching mode by MODE SELECT (OPERATION SELECT =
- V_{SS}
-)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. UM91210C/D

Test Circuits
(A)

(B)

(C)

(D)


- OSCILLOSCOPE: TEKTRONIX 468
- SPECTRUM ANALYZER: HP 3585A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี ด้วยความอนุเคราะห์จากอาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์สุรพล บุญจันทร์ ที่ให้คำปรึกษาด้วยจิตลอคในระหว่างทำโครงการนี้ และขอขอบคุณผู้ที่ให้การสนับสนุนในเรื่องเนื้อหาวิชาการ , วารสารต่างๆ ในห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และเนื้อหาที่สำคัญในปริญญานิพนธ์ของรุ่นพี่ที่เป็นพื้นฐานในการออกแบบ และการประยุกต์ ที่เกี่ยวข้องกับผลงานชิ้นนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน) , “ คู่มือ/ เทียบเบอร์ ไอซี TTL “ , 2538
2. สุรพล บุญจันทร์, “ เอกสารประกอบการสอน Telephone Engineering “ , 2542
3. ปรีดา ศิลปวิทยารักษ์ , มนตรีชต์ เสนิยวงศ์ ณ อุษรยา , “ เครื่องควบคุมระยะไกลด้วย DTMF” , 2538
4. ชูชัย ธนสารตั้งเจริญ, พิชัย ภักดีพณิชเจริญ, “ ระบบสื่อสารวิทยุ “ , หจก.สำนักพิมพ์ฟิลิกส์ เซ็นเตอร์, 2536
5. สุชาติ กังวาลจิตต์, “ หลักการทำงานเครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร “ , ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2535
6. Optoelectronics, Second Edition, General Electronic Company, New York , 1982



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้