

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง
อุปกรณ์นำทางสำหรับคนตาบอดโดยใช้อุลตราโซนิก

Ultrasonic Guidance Device for a Blind Person



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมเมคคาทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2548

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง อุปกรณ์นำทางสำหรับคนตาบอดโดยใช้อัลตราโซนิก
Ultrasonic Guidance Device for a Blind Person

ผู้จัดทำ นายพรวิช ศิลปสร 45010510
นายอวิรุทธิ์ ใจอุ่น 45010949



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์นำทางสำหรับคนตาบอดโดยใช้อุลตราโซนิก

Ultrasonic Guidance Device for a Blind Person

โดย

นายพรวิษ ศิลปสร 45010510

นายอวิรุทธ์ ใจอุ่น 45010949

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร.คงศักดิ์ อนันตหิรัญรัตน์

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำอุลตราโซนิกเซนเซอร์มาประยุกต์ใช้ในการประดิษฐ์อุปกรณ์ที่ช่วยให้ผู้ที่มีความบกพร่องทางการมองเห็น สามารถที่จะเดินหลบหลีกสิ่งกีดขวางได้บ้าง โดยประดิษฐ์ออกมาเป็นแว่นตาที่เอาไว้สวมใส่ มีการติดตั้งตัวเซนเซอร์ทั้งภาครับและภาคส่งบนตัวของแว่นตา โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำหน้าที่ในการประมวลผลและตรวจสอบว่ามีวัตถุหรือสิ่งกีดขวางวางอยู่หรือไม่ สำหรับการประมวลผลของไมโครคอนโทรลเลอร์จะเขียนโปรแกรมโดยใช้ภาษาซี ในส่วนของภาคการแสดงผลให้ผู้ใช้งานทราบนั้นจะนำเอาดีซีมอเตอร์ขนาดเล็กติดตั้งไว้บริเวณด้านบนของแว่น เพื่อให้เกิดการสั่นซึ่งผู้ใช้งานสามารถรับรู้ได้ว่ามีสิ่งกีดขวางอยู่ข้างหน้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์นำทางสำหรับคนตาบอดโดยใช้อัลตราโซนิก

Ultrasonic Guidance Device for a Blind Person

โดย

นายพรวิษ ศิลปสร 45010510

นายอวิรุทธ์ ใจอุ่น 45010949

อาจารย์ที่ปรึกษา

ศ.ดร.คงศักดิ์ อนันตศิริวัฒน์

ABSTRACT

This thesis is based on applying ultrasonic sensor to invent the device for helping a blind person. In the process, we invent eyeglasses installed input and output sensors. Microcontroller would estimate and examine the items and obstacle in front of user. Microcontroller evaluating would write program in C language. The display would be installed on the eyeglasses to alarm the user whenever there is something in front of them.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ในการจัดทำปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ขอขอบพระคุณ ผศ.ดร.คงศักดิ์ อนันตศิริรัตน์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาในการทำโครงการ โดยเฉพาะคำแนะนำดีๆ และช่วยแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นระหว่างการทำงาน จนสามารถสำเร็จได้ด้วยดีและ อ.ธวัชชัย คำศรี ที่เป็นที่ปรึกษาในการเขียน โปรแกรม

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณเพื่อนๆ ในภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สาขาแมคคาทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่ให้คำแนะนำต่างๆ และคอยให้กำลังใจเสมอมา โดยเฉพาะเอ็มและจิ้ง

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จ ลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

คณะผู้จัดทำ

นายพรวิษ ศิลปสร

นายอวิรุทธ์ ใจอ่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VIII
สารบัญรูป	IX
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของโครงการ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการจัดทำโครงการ	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ	1
1.4 ขั้นตอนการศึกษาและการจัดทำโครงการ	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
1.6 ส่วนประกอบของปริญญานิพนธ์	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 หลักการพื้นฐานของอุลตราโซนิก	3
2.1.1 อุลตราซาวนด์คืออะไร	3
2.1.2 ความถี่ คาบและความยาวคลื่น	3
2.1.3 ความเร็วของเสียงและความยาวคลื่น	4
2.1.4 การกระจายของคลื่นและการเคลื่อนที่ของอนุภาคคลื่น	5
2.2 อุลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์	5
2.3 คุณสมบัติของอุลตราโซนิกเซนเซอร์	7
2.3.1 เดดโซน (Dead zone)	7
2.3.2 บีมแองเกิล (Beam angle)	8
2.3.3 บีมโคนไดอะมิเตอร์ (Beam cone diameter)	8
2.3.4 แมกซ์ิมัมเซนซิงเรนจ์ (Maximum sensing range)	9
2.3.5 แบคกราวนด์ซัพเพรสชัน (Background suppression)	10
2.3.6 สวิตซิงฟ्रीควเอนซี (Switching frequency)	11
2.3.7 อินคลิเนชันออฟทาร์เกท (Inclination of target)	11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.8 เอนไวรันเมนต์ทลคอนซิเดอเรชั่น (Environmental considerations)	11
2.4 การทำงานของไอซี 555	12
2.4.1 อะสเตเบิล โอเปอเรชั่น (Astable Operation)	13
2.5 ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51	14
2.5.1 ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51	14
2.5.1.1 การทำงานเป็นไทเมอร์	14
2.5.1.2 การทำงานเป็นเคาน์เตอร์	15
2.5.2 รีจิสเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการทำงานของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 0 และ 1	15
2.5.2.1 รีจิสเตอร์ควบคุมการทำงานของไทเมอร์/เคาน์เตอร์หรือ TCON (Timer/Counter Control Register)	16
2.5.2.2 รีจิสเตอร์เลือกโหมดการทำงานของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ หรือ TMOD (Timer/Counter Mode Control Register)	17
2.5.3 โหมดการทำงานของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 0 และ 1	18
2.5.3.1 การทำงานในโหมด 0: ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 13 บิต	18
2.5.3.2 การทำงานในโหมด 1: ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 16 บิต	19
2.5.3.3 การทำงานในโหมด 2: ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 8 บิต แบบตั้งค่าอัตโนมัติ	19
2.5.3.4 การทำงานในโหมด 3: ไทเมอร์/เคาน์เตอร์แยกส่วน หรือไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 8 บิต	19
2.5.4 รีจิสเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการทำงานของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 2	20
2.5.4.1 รีจิสเตอร์ควบคุมการทำงานของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 2 หรือ T2CON (Timer/Counter 2 Control Register)	20
2.5.4.2 รีจิสเตอร์เลือกโหมดการทำงานของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 2 หรือ T2MOD (Timer / Counter 2 Mode Control Register)	21
2.5.5 โหมดการทำงานของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 2	22
2.5.5.1 การทำงานในโหมดแคปเจอร์หรือตรวจจับสัญญาณ (capture)	22
2.5.5.2 การทำงานในโหมดตั้งค่าการนับอัตโนมัติ	22
2.5.5.3 การทำงานในโหมดกำเนิดอัตราเร็วในการ	

สื่อสารข้อมูลอนุกรมหรืออัตราบอด

23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.6 กระบวนการอินเตอร์รัปต์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51	23
2.6.1 การจัดการอินเตอร์รัปต์ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51	23
2.6.2 รีจิสเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการอินเตอร์รัปต์	
ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51	24
2.6.2.1 รีจิสเตอร์เอ็นเอเบิลการอินเตอร์รัปต์หรือ	
IE (Interrupt Enable register)	24
2.6.2.2 รีจิสเตอร์จัดลำดับความสำคัญการตอบสนอง	
การอินเตอร์รัปต์หรือ IP (Interrupt Priority register)	25
2.6.3 แหล่งกำเนิดสัญญาณอินเตอร์รัปต์ใน ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51	26
2.6.3.1 สัญญาณอินเตอร์รัปต์จากภายนอก	26
2.6.3.2 การอินเตอร์รัปต์จากไทเมอร์/คานต์เตอร์ 0 และ 1	27
2.6.3.3 การอินเตอร์รัปต์จากไทเมอร์/คานต์เตอร์ 2	27
2.6.4 ลำดับความสำคัญของการอินเตอร์รัปต์	
ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51	28
2.7 ทฤษฎีวงจรรันดับหนึ่ง RC (First Order Delay)	28
2.8 แบนด์พาสฟิลเตอร์ (Band Pass Filter)	29
บทที่ 3 การออกแบบอุปกรณ์และระบบการทำงาน	31
3.1 โครงสร้างของระบบ	31
3.2 การออกแบบอุปกรณ์โดยรวม	32
3.3 การออกแบบภาคส่งคลื่นเสียงอุลตราโซนิก	35
3.4 การออกแบบภาครับคลื่นเสียงอุลตราโซนิก	37
3.4.1 การหาค่าอัตรายายที่เหมาะสมที่สุด	38
3.4.2 การหาค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุ	39
3.5 การออกแบบหน่วยแสดงผล	40
3.6 การออกแบบหน่วยประมวลผลข้อมูล	42
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	46
4.1 การทดลองที่ 1 ทดสอบการทำงานของวงจรภาคส่งคลื่นอุลตราโซนิก	46
4.2 การทดลองที่ 2 ทดสอบการทำงานของวงจรภาครับคลื่นเสียงอุลตราโซนิก	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	50
5.1 บทสรุปและวิจารณ์	50
5.2 ปัญหาอุปสรรคและแนวทางแก้ไข	50
5.3 แนวทางการพัฒนาต่อ	51
ภาคผนวก	52
บรรณานุกรม	76



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงการทำงานพื้นฐาน ไอซีเบอร์ 555	13



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงช่วงความถี่ต่างๆ ของคลื่น	3
2.2 แสดงตัวแปรพื้นฐานต่างๆ ของคลื่น	4
2.3 แสดงการเคลื่อนที่ของอนุภาคกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่น	5
2.4 แสดงตัวรับ-ตัวส่งหรือทรานสดิวเซอร์	6
2.5 แสดงการตอบสนองของตัวส่ง	6
2.6 แสดงการตอบสนองของตัวรับ	7
2.7 แสดงระยะการตรวจจับวัตถุและระยะบอดของเซนเซอร์	7
2.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะทางเส้นผ่าศูนย์กลางคลื่น และมุมของคลื่นที่ออกมาจากเซนเซอร์	9
2.9 แสดงระยะการตรวจจับวัตถุของเซนเซอร์และชนิดของวัตถุ	9
2.10 แสดงความสามารถในการตรวจวัดของเซนเซอร์และขนาดของวัตถุ	10
2.11 แสดงระยะการตรวจจับวัตถุและเส้นผ่าศูนย์กลางของวัตถุที่ตรวจจับ	10
2.12 แสดงมุมตกกระทบของคลื่น	11
2.13 แสดงการตรวจจับวัตถุที่มีความร้อน	12
2.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมภายในไอซีเบอร์ 555	12
2.15 แสดงวงจรอะสเตเบิล	13
2.16 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวเก็บประจุและตัวต้านทานกับความถี่	14
2.17 แสดงขาของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C52	15
2.18 แสดงวงจรอันดับหนึ่ง	28
2.19 แสดงผลตอบสนองของสัญญาณขั้นบันไดของวงจรอันดับหนึ่ง	29
2.20 แสดงวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน	29
2.21 แสดงกราฟลักษณะของการกรองช่วงความถี่ผ่าน	30
3.1 แสดงโครงสร้างของระบบการทำงาน โดยรวม	31
3.2 แสดงแวนตาอูลตราโซนิก	32
3.3 แสดงวงจรและอุปกรณ์สร้างสัญญาณพัลส์ 40 kHz และอุปกรณ์ขับมอเตอร์	33
3.4 แสดงหน่วยควบคุมหรือไมโครคอนโทรลเลอร์	33
3.5 แสดงอุปกรณ์ทั้งหมด	34
3.6 แสดงลักษณะการใช้อุปกรณ์	34
3.7 แสดงวงจรเทียบเท่าในการเก็บประจุของ C ₁	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.8 แสดงวงจรเทียบเท่าในการคายประจุของ C_1	36
3.9 แสดงวงจรภาคส่งคลื่นเสียงอุลตราโซนิก	37
3.10 แสดงสัญญาณที่ได้จากทรานสดิวเซอร์	37
3.11 แสดงวงจรภาครับคลื่นเสียงอุลตราโซนิก	38
3.12 แสดงค่าอัตราขยายของออปแอมป์เทียบกับความถี่	38
3.13 แสดงตัวคิซีมอเตอร์	40
3.14 แสดงสัญญาณของความกว้างพัลส์ที่ใช้ขั้วมอเตอร์ (เบาที่สุด)	40
3.15 แสดงสัญญาณของความกว้างพัลส์ที่ใช้ขั้วมอเตอร์ (ปานกลาง)	41
3.16 แสดงสัญญาณของความกว้างพัลส์ที่ใช้ขั้วมอเตอร์ (สูงที่สุด)	41
3.17 แสดงแผนภาพการทำงานของโปรแกรมหลัก	42
3.18 แสดงแผนภาพการทำงานของโปรแกรมอินเตอร์รัป 0	43
3.19 แสดงแผนภาพการทำงานของโปรแกรมอินเตอร์รัป 1	44
3.20 แสดงวงจรของหน่วยประมวลผลและหน่วยแสดงผล	45
4.1 แสดงสัญญาณที่ได้จากขา Threshold	46
4.2 แสดงสัญญาณที่ได้จากขา output	47
4.3 แสดง overshoot ของระบบ	47
4.4 แสดงวงจร โลว์พาสฟิลเตอร์ที่เป็นวงจรอันดับหนึ่งแบบพาสซีฟ	48
4.5 แสดงผลตอบสนองที่ได้หลังจากใส่ตัวชดเชย	48
4.6 แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรปรับแต่งรูปที่ 3.11	49

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของโครงการ

ปัจจุบันมนุษย์ต้องการความสะดวกสบายในการดำรงชีวิตมากขึ้น ซึ่งทำให้มนุษย์สามารถที่จะปฏิบัติภารกิจต่างๆ ได้รวดเร็วและมีประสิทธิภาพมากขึ้น การที่จะตอบสนองความต้องการของมนุษย์นี้จำเป็นที่จะต้องมีการประดิษฐ์สิ่งที่จะช่วยมนุษย์ทำงานให้ง่ายขึ้น โดยเห็นได้ง่ายจากการประดิษฐ์หุ่นยนต์ที่อยู่ในอุตสาหกรรมการผลิตต่างๆ ที่ช่วยให้สามารถสร้างผลิตภัณฑ์ได้มากขึ้น และใช้เวลาน้อยลง ซึ่งในอนาคตหุ่นยนต์พวกนี้ก็จะมีความสามารถในการรับคำสั่งและโต้ตอบกับมนุษย์ได้ โดยมีให้เห็นบ้างแล้วในประเทศที่พัฒนาแล้วที่นำหุ่นยนต์มาเป็นผู้ช่วยมนุษย์ทั้งที่บ้านและที่ทำงาน ซึ่งล้วนแล้วแต่อำนวยความสะดวกสบายให้กับมนุษย์ แต่สำหรับบุคคลที่มีความพิการทางร่างกายอาจจะต้องการอุปกรณ์ที่มีความสามารถเฉพาะด้านในการช่วยเหลือ เช่น การทำขาหรือแขนเทียมที่ช่วยในการเคลื่อนที่ให้สะดวกมากขึ้น ดังนั้นจึงมีแนวความคิดในการที่จะประดิษฐ์อุปกรณ์ที่ช่วยคนเหล่านี้เพิ่มขึ้นอีก โดยจะเป็นอุปกรณ์ที่ช่วยคนที่ความพิการทางสายตา ใช้หลักการของคลื่นอุลตราโซนิค เป็นการเรียนแบบพฤติกรรมของสัตว์ชนิดหนึ่งที่ใช้ในการเดินทางคือ ค้างคาว โดยปล่อยคลื่นเสียงความถี่สูงออกไปสะท้อนกับวัตถุแล้วจับสัญญาณที่ได้ว่ามีวัตถุอยู่ข้างหน้า ดังนั้นโครงการนี้เราจึงเลือกใช้อุลตราโซนิคเซนเซอร์ในการจับวัตถุ

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อช่วยผู้พิการทางตาให้สามารถเดินหลบสิ่งกีดขวางได้
2. เพื่อศึกษาอุลตราโซนิคเซนเซอร์เชิงประยุกต์

1.3 ขอบเขตของโครงการ

ลักษณะของอุลตราโซนิคเซนเซอร์ที่นำมาใช้พัฒนาแทนตาของมนุษย์นั้น จะประดิษฐ์เป็นแว่นตาเพื่อความสะดวกในการใช้งาน เพียงแค่สวมใส่เหมือนแว่นตาทั่วไปเท่านั้น โดยจะมีตัวรับและตัวส่งคลื่นอุลตราโซนิคติดอยู่ เพื่อที่จะรับรู้สิ่งที่กีดขวางซึ่งอยู่ในบริเวณที่ต้องการตรวจจับตามแนวทางเดินของผู้พิการทางสายตา โดยมีตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ช่วยในการวิเคราะห์และประมวลผลสัญญาณที่ได้จากเซนเซอร์ตามโปรแกรมที่เขียนให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์และมีระบบการสั่งด้วยมอเตอร์เตือนเมื่อมีวัตถุอยู่ในบริเวณที่เซนเซอร์ตรวจจับให้กับผู้ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 วิธีการดำเนินการ

1. หาข้อมูลและศึกษาความเป็นไปได้ในการใช้อุตสาหกรรมเซนเซอร์ในการทำโครงการ ตลอดจนวงจรและทฤษฎีต่างๆ ที่ต้องใช้
2. ทดลองวงจรของอุตสาหกรรมเซนเซอร์ให้ได้ระยะในการตรวจจับตามที่ต้องการ
3. ศึกษาและทดลองการเขียนโปรแกรมในการประมวลผลของสัญญาณที่ได้จากอุตสาหกรรมเซนเซอร์โดยใช้ภาษาซี
4. นำส่วนของเซนเซอร์ ไมโครคอนโทรเลอร์และมอเตอร์มาประกอบเป็นแว่นตา โดยมี การทดลองอีกครั้งว่าเป็นไปตามที่ทดลองหรือไม่
5. แก้ไขข้อบกพร่องที่เกิดขึ้นและปรับปรุงให้ได้ผลที่ใกล้เคียงที่สุด

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เรียนรู้การทำงานของอุตสาหกรรมเซนเซอร์ ตลอดจนวงจรและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง
2. สามารถให้คนตาบอดเดินหลบหลีกสิ่งกีดขวางได้บ้าง

1.6 ส่วนประกอบของปฏิญานิพนธ์

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความสำคัญและที่มาของโครงการ วัตถุประสงค์ของโครงการ ขอบเขตของโครงการ วิธีการดำเนินการ ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ และส่วนประกอบของปฏิญานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในโครงการ

บทที่ 3 กล่าวถึงชิ้นงานของโครงการนี้ ส่วนที่ได้พัฒนาขึ้นและการทำงานของระบบหรือชิ้นงานบรรยายโดยละเอียด

บทที่ 4 กล่าวถึงการทดลองและผลการทดลอง

บทที่ 5 เป็นบทวิจารณ์และสรุป ซึ่งกล่าวถึงบทสรุปของโครงการ วิจารณ์สิ่งที่ได้รับจากโครงการ และข้อเสนอแนะสำหรับเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

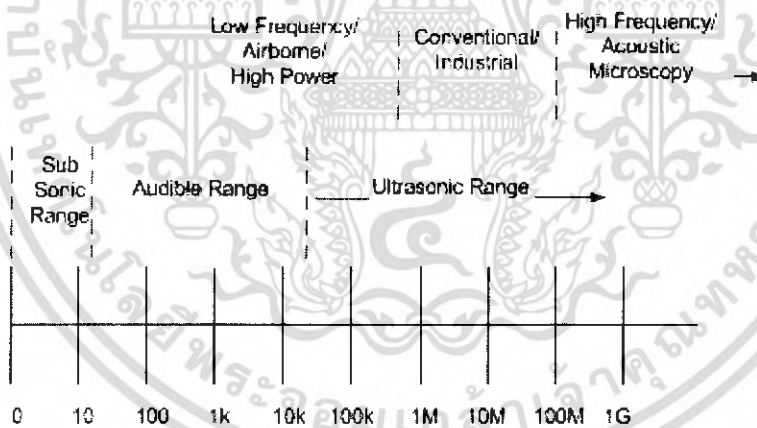
ทฤษฎีและความรู้ที่เกี่ยวข้อง

2.1 หลักการพื้นฐานของอุลตราโซนิก

2.1.1 อุตราซาวน์คืออะไร

เสียงที่ถูกสร้าง โดยอยู่เหนือระดับที่มนุษย์ได้ยินเรียกว่า อุตราซาวน์ อย่างไรก็ตามระดับความถี่โดยปกติที่ใช้ในอุลตราโซนิกโดยไม่ทำให้วัตถุได้รับความเสียหายจะอยู่ในช่วงความถี่ 100 kHz ถึง 50 MHz แม้ว่าพฤติกรรมของอุตราซาวน์จะเหมือนกับเสียงโดยทั่วไป แต่มันมีความยาวคลื่นที่สั้นกว่ามาก ดังนั้นมันจึงสามารถที่จะสะท้อนพื้นผิวที่มีขนาดเล็ก เช่น บริเวณของผิววัสดุที่มีตำหนิ ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ทำให้คลื่นเสียงอุตราซาวน์ถูกนำมาใช้ในการทดสอบความเสียหายของวัสดุ

ขอบเขตของเสียงในรูปที่ 2.1 จะมีอยู่ 3 ช่วงความถี่คือ ช่วงซัพโซนิก ช่วงออดิเบิล และช่วงอุลตราโซนิก โดยช่วงอุลตราโซนิกถูกแบ่งออกได้อีก 3 ช่วงคือ ช่วงความถี่ต่ำ ช่วงความถี่ที่ใช้ในโรงงานอุตสาหกรรม และช่วงความถี่สูง



รูปที่ 2.1 แสดงช่วงความถี่ต่างๆ ของคลื่น

2.1.2 ความถี่ คาบและความยาวคลื่น

การเคลื่อนที่ของคลื่นเสียงอุลตราโซนิกจะสั้น โดยมีรูปแบบคลื่นเหมือนการเคลื่อนที่ของแสง อย่างไรก็ตามแสงสามารถเคลื่อนที่ได้ในสุญญากาศ ส่วนเสียงต้องการตัวกลางเช่น ของเหลวของแข็งหรืออากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเคลื่อนที่ของจำนวนลูกคลื่นในหนึ่งวินาทีเรียกว่า ความถี่ (f) ซึ่งมีหน่วยเป็น เฮิรตซ์ (Hz) เช่น

1 ลูกคลื่นต่อวินาทีเท่ากับ 1 Hz

1,000 ลูกคลื่นต่อวินาทีเท่ากับ 1 kHz

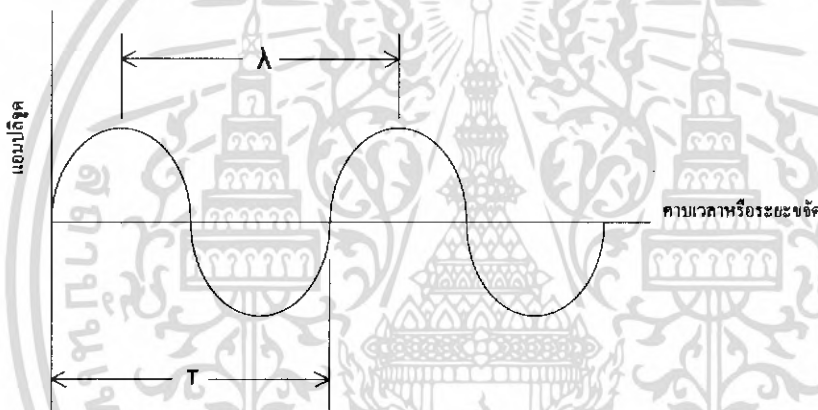
1,000,000 ลูกคลื่นต่อวินาทีเท่ากับ 1 MHz

เวลาในการเคลื่อนที่ของลูกคลื่นหนึ่งลูกคลื่นคือ คาบเวลา (T) มีหน่วยเป็น วินาที (s)

ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับคาบเวลาแสดงดังสมการข้างล่าง

$$f = 1/T \quad (2.1)$$

โดยมีตัวแปรพื้นฐานดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงตัวแปรพื้นฐานต่างๆ ของคลื่น

2.1.3 ความเร็วของเสียงและความยาวคลื่น

ความเร็วของเสียง (c) ในโลหะซึ่งมีอุณหภูมิและความดันคงที่ สามารถแสดงสมการความสัมพันธ์ระหว่าง c , f , λ และ T ได้คือ

$$\lambda = c/f \quad \text{หรือ} \quad \lambda = cT \quad (2.2)$$

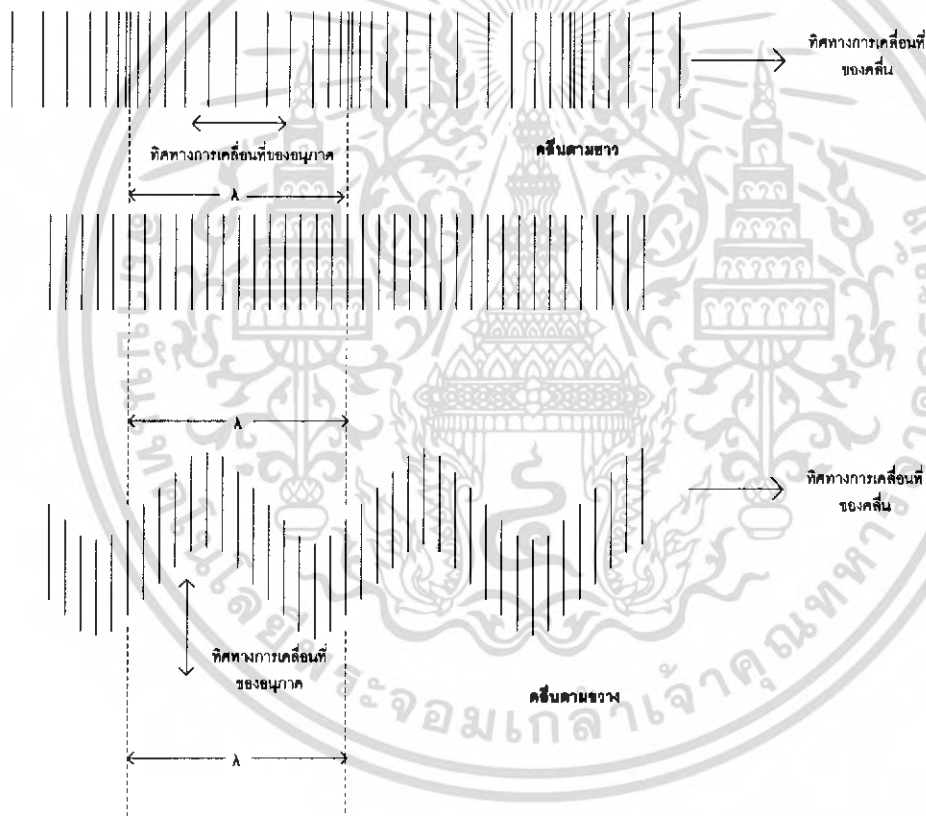
- เมื่อ
- λ คือความยาวคลื่น
 - c คือความเร็วของเสียงในโลหะ
 - f คือความถี่
 - T คือคาบเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.4 การกระจายของคลื่นและการเคลื่อนที่ของอนุภาคคลื่น

การเคลื่อนที่ของคลื่นจะมีลักษณะดังรูปที่ 2.3 โดยมีรายละเอียดคือ

- คลื่นตามยาวเป็นการบีบอัดของคลื่นซึ่งอนุภาคของคลื่นจะเคลื่อนที่ในทิศเดียวกับการเคลื่อนที่ของคลื่นเสียง
- คลื่นตามขวางเป็นคลื่นที่อนุภาคของคลื่นจะเคลื่อนที่ตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นเสียง
- คลื่นผิวหน้าเป็นคลื่นซึ่งคล้ายกับคลื่นตามขวาง จะต่างกันตรงที่ว่า การเปลี่ยนตำแหน่งของอนุภาคไม่เพียงในทิศตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่เพียงอย่างเดียว แต่จะมีการเปลี่ยนแปลงในทิศทางการเคลื่อนที่ด้วย จึงทำให้คลื่นเคลื่อนที่ไปตามระนาบในแนวนอน ด้วยเหตุนี้คลื่นจึงเดินทางผ่านไปเฉพาะบนผิวของตัวกลาง



รูปที่ 2.3 แสดงการเคลื่อนที่ของอนุภาคกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่น

2.2 อุดตราโซนิคทรานสดิวเซอร์

ในส่วนของอุดตราโซนิคจะประกอบด้วยภาครับและภาคส่งคลื่นเสียงอุดตราโซนิคดังรูปที่ 2.4 ซึ่งภาคส่งจะมีทรานสดิวเซอร์ ที่จะเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าให้ออกมาเป็นคลื่นเสียงอุดตราโซนิค

โดยจะมีวงจรไฟฟ้าที่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์ให้มีค่าความถี่ในย่านอุดตราโซนิค และภาครับจะเอ็กสทรินเป็นเอ็กสทรินที่ส่งคลื่นเสียงให้กับวงจรเชิงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ญาติเห็นแปะประโชชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

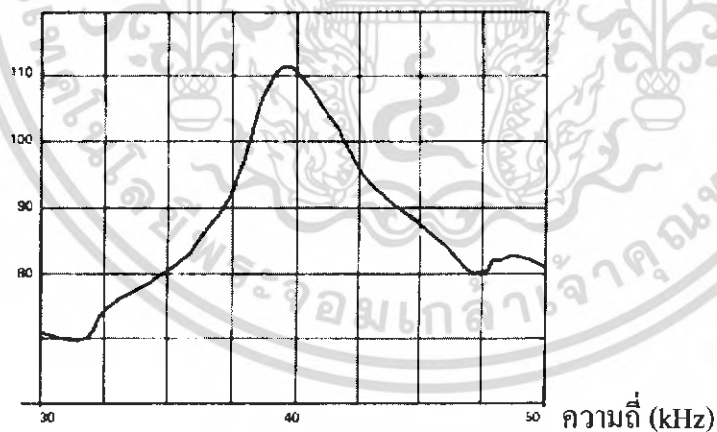
มีทรานสดิวเซอร์ที่จะเปลี่ยนคลื่นเสียงอุลตราโซนิกให้ออกมาเป็นพลังงานไฟฟ้า มีวงจรขยายและปรับแต่งสภาพสัญญาณให้สามารถนำไปใช้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ได้



รูปที่ 2.4 แสดงตัวรับ-ตัวส่งหรือทรานสดิวเซอร์

อุลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานระหว่างพลังงานไฟฟ้ากับพลังงานคลื่นเสียงอุลตราโซนิก โดยทรานสดิวเซอร์นี้จะให้ผลตอบสนองได้ดีที่ความถี่ 40 kHz ดูได้จากกราฟการตอบสนองทั้งตัวส่งและตัวรับ ดังรูปที่ 2.5 และรูปที่ 2.6 ตามลำดับ

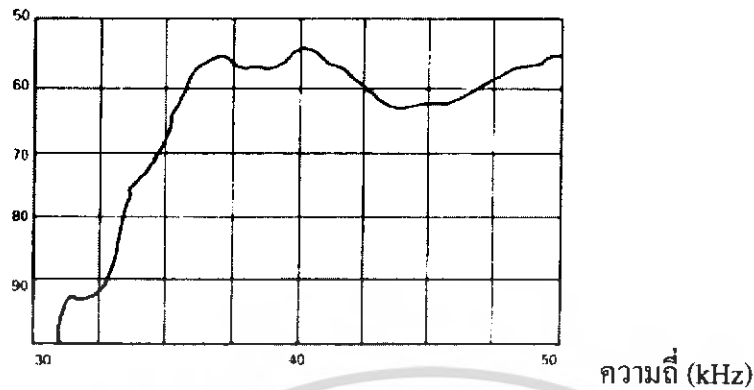
การตอบสนองของตัวส่ง (dB)



รูปที่ 2.5 แสดงการตอบสนองของตัวส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตอบสนองของตัวรับ (dB)



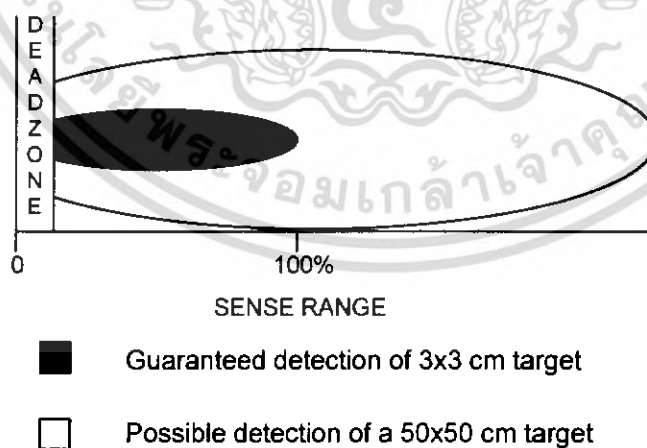
รูปที่ 2.6 แสดงการตอบสนองของตัวรับ

2.3 คุณสมบัติของอุตราโซนิกเซนเซอร์

ก่อนการเลือกและติดตั้งอุตราโซนิกเซนเซอร์ ควรที่จะศึกษาหัวข้อต่อไปนี้

2.3.1 เคนโซน (Dead zone)

อุตราโซนิกเซนเซอร์จะมีระยะบอดคังแสดงในรูปที่ 2.7 ซึ่งเป็นระยะที่ไม่สามารถที่จะตรวจจับวัตถุได้ โดยเป็นระยะห่างระหว่างผิวหน้าของเซนเซอร์และระยะที่ตรวจจับวัตถุน้อยที่สุดของเซนเซอร์ ถ้าวัตถุอยู่ใกล้ด้านหน้าตัวเซนเซอร์มากเกินไปจะทำให้คลื่นเสียงที่สะท้อนกลับมายังตัวรับไม่สามารถตรวจจับได้



รูปที่ 2.7 แสดงระยะการตรวจจับวัตถุและระยะบอดของเซนเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 ปีมองเกิด (Beam angle)

ค่ามุมลำแสงคือจุดที่มีค่า 3 dB เมื่อสัญญาณอุลตราโซนิกอยู่นอกมุมลำแสง จะมีค่าอ่อนข้าน้อย วัตถุอาจจะถูกตรวจจับได้ขึ้นอยู่กับ การทดลอง

2.3.3 ปีมโคนโคเอมิเตอร์ (Beam cone diameter)

อุลตราโซนิกเซนเซอร์แผ่กระจายลำคลื่นเสียงภายในมุมลำคลื่น ขนาดของวัตถุกับขนาดของจุดลำคลื่นมีความสำคัญมาก ตามทฤษฎีวัตถุตรวจจับที่มีขนาดเล็กที่สุดที่สามารถตรวจจับได้นั้น ต้องมีขนาด 1.5 เท่าของความยาวคลื่นของสัญญาณอุลตราโซนิก ที่ 215 kHz ความยาวคลื่นคือ 0.063 นิ้ว ภายใต้เงื่อนไขอุดมคติ เซนเซอร์สามารถตรวจจับวัตถุขนาดเล็กที่สุด 0.032 นิ้ว โดยทั่วไปขนาดของวัตถุจะมีขนาดใหญ่กว่า และสามารถตรวจจับวัตถุได้ระยะที่แตกต่างกันไป ดังนั้นการประมาณพื้นที่ที่สัญญาณเซนเซอร์ครอบคลุมตามระยะทางที่กำหนดจะใช้สูตรในการคำนวณ

$$\text{Box} = 2 * x * \tan(\alpha/2) \quad (2.3)$$

ซึ่ง
 Box = Beam Cone Diameter ที่ระยะ x
 x = ระยะทาง
 α = Beam Cone Angle (9" for 940 series)

ตัวอย่าง : หาเส้นผ่าศูนย์กลางลำคลื่นที่ 10 นิ้ว

$$\text{Box} = 2 * 10 * \tan(9/2)$$

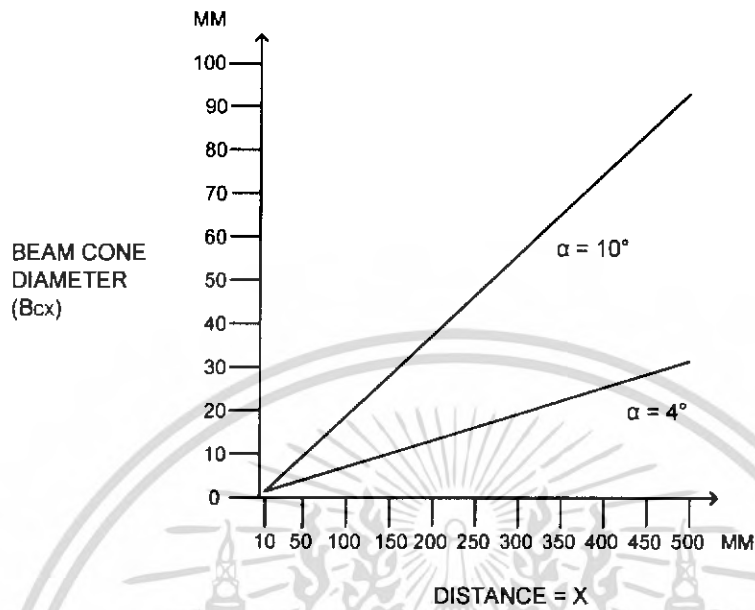
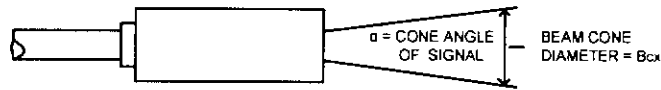
$$\text{Box} = 20 * \tan(4.5)$$

$$\text{Box} = 20 * (0.07870)$$

$$\text{Box} = 1.57"$$

โดยมีลักษณะความสัมพันธ์มุมของลำคลื่นและเส้นผ่าศูนย์กลางลำคลื่นดังรูปที่ 2.8

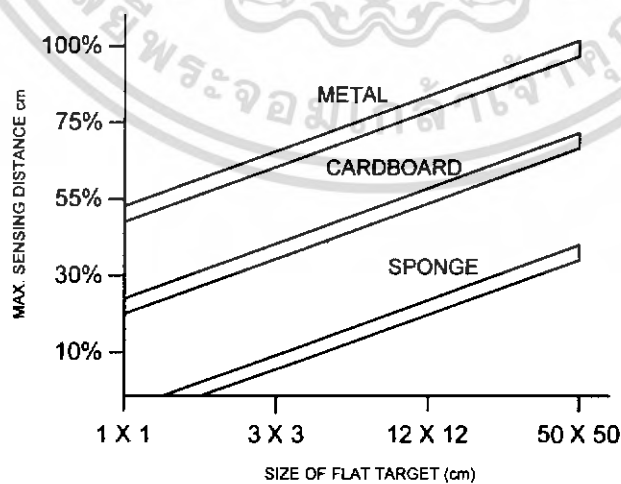
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะทาง เส้นผ่านศูนย์กลางคลื่นและมุมของคลื่นที่ออกมาจากเซนเซอร์

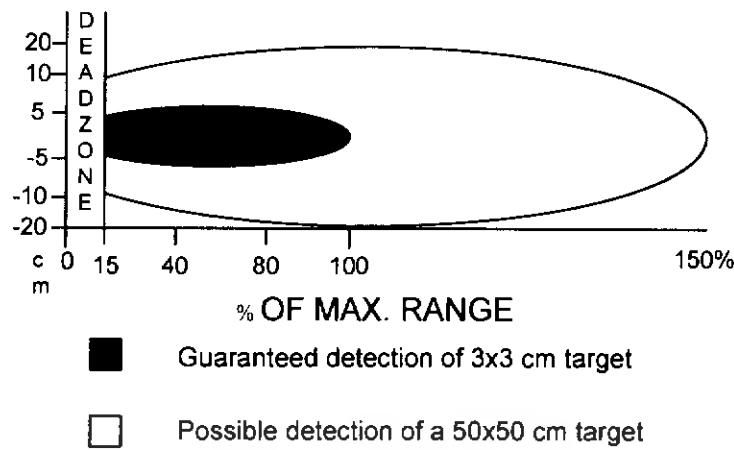
2.3.4 แมกซิมัมเซนซิงเรนจ (Maximum sensing range)

ระยะทางที่เซนเซอร์สามารถตรวจจับวัตถุได้ไกลที่สุดจะขึ้นอยู่กับชนิดของวัตถุ ความสัมพันธ์ในรูปที่ 2.9 และขนาดของวัตถุ ความสัมพันธ์ในรูปที่ 2.10 และรูปที่ 2.11

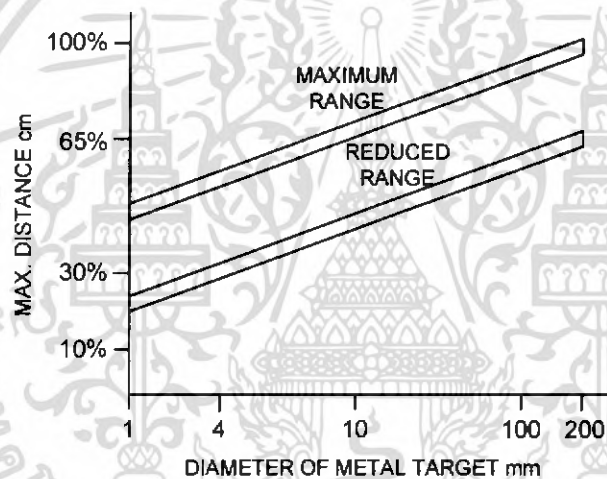


รูปที่ 2.9 แสดงระยะการตรวจจับวัตถุของเซนเซอร์และชนิดของวัตถุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 แสดงความสามารถในการตรวจวัดของเซนเซอร์และขนาดของวัตถุ



รูปที่ 2.11 แสดงระยะการตรวจจับวัตถุและเส้นผ่านศูนย์กลางของวัตถุที่ตรวจจับ

2.3.5 แบบควานจับเพรศฐาน (Background suppression)

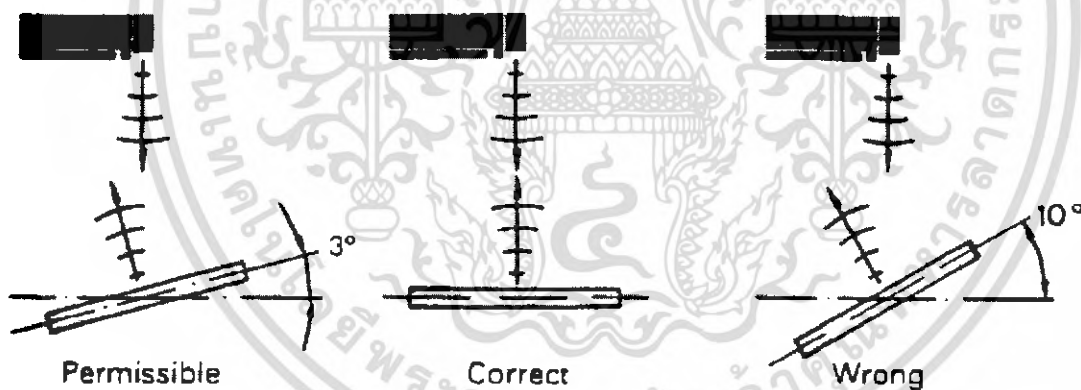
อุลตราโซนิกเซนเซอร์(900 series) สามารถตรวจจับวัตถุได้เมื่อไม่มีพื้นหลังที่เป็นพวกโลหะอยู่ด้านหลังวัตถุที่ต้องการตรวจจับ โดยเฉพาะพื้นหลังที่สะท้อนคลื่นได้มาก สามารถแก้ไขได้โดยการกำหนดค่าเวลาในการตรวจจับของวัตถุให้คงที่ ถ้าเซนเซอร์ตรวจจับคลื่นที่สะท้อนกลับมาจากวัตถุมีค่าเวลาเท่ากับที่กำหนดแสดงว่ามีวัตถุอยู่ แต่หากตรวจจับได้ช้าหรือเร็วกว่าที่กำหนดแสดงว่าไม่มีวัตถุอยู่

2.3.6 สวิซิ่งฟริควเอนซี (Switching frequency)

ความถี่สูงสุดที่ความสามารถของเซนเซอร์จะทำการติดหรือดับขึ้นอยู่กับตัวแปรทั่วไป เช่น ขนาดของวัตถุ วัสดุของวัตถุและระยะทางไปยังวัตถุ วัตถุที่เล็กจะตรวจจับได้ยาก ดังนั้นความถี่สูงสุดในการตรวจจับวัตถุขนาดเล็กจึงน้อยกว่าวัตถุขนาดใหญ่ วัสดุที่ดูดซับคลื่นเสียง(คอตทอน ฟองน้ำ) ตรวจจับได้ยากกว่าแก้ว เหล็กหรือพลาสติก ดังนั้นความถี่สูงสุดจึงน้อยกว่า ระยะทางระหว่างวัตถุถึงเซนเซอร์มีความสำคัญมากในการหาค่า maximum switching frequency วัตถุที่อยู่ไกลเซนเซอร์จะมีค่า switching frequency น้อย

2.3.7 อินคลิเนชันออฟทาร์เกท (Inclination of target)

ถ้าพื้นผิวของวัตถุลาดเอียงมากกว่า $\pm 3^\circ$ จากแกนปกติของลำคลื่นสัญญาณบางส่วนจะหักเหและเบี่ยงเบนออกจากเซนเซอร์และระยะตรวจจับจะลดลง อย่างไรก็ตามสำหรับวัตถุขนาดเล็กที่อยู่ใกล้เซนเซอร์ ค่าการเบี่ยงเบนจากแกนปกติของลำคลื่นอาจจะเพิ่มขึ้นเป็น $\pm 8^\circ$ ถ้าวัตถุลาดเอียงมากกว่า $\pm 12^\circ$ จากแกนลำคลื่นปกติสัญญาณทั้งหมดจะหักเหออกจากเซนเซอร์และเซนเซอร์จะไม่สามารถตรวจจับได้เลย ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.12

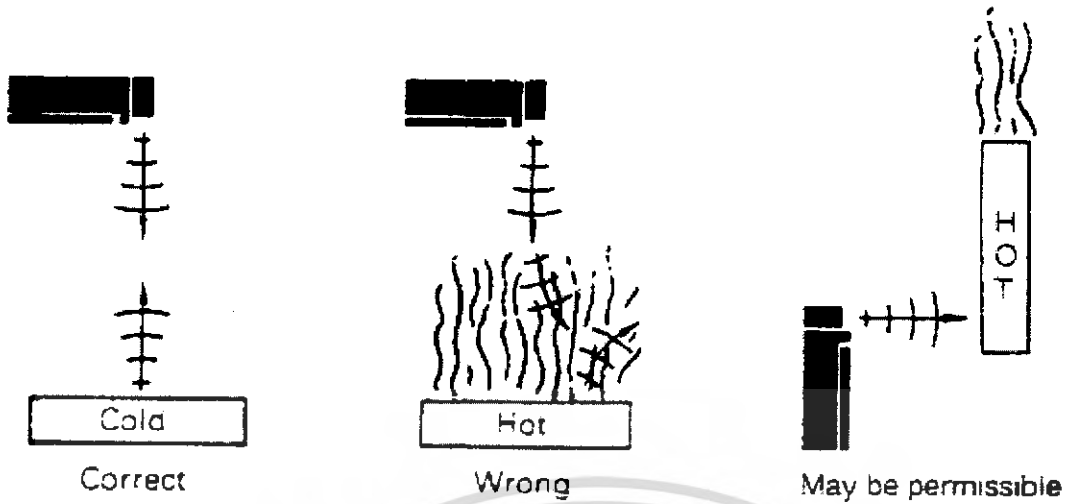


รูปที่ 2.12 แสดงมุมตกกระทบของคลื่น

2.3.8 เอนไวรณเม้นท์คอนซิเดอเรชัน (Environmental considerations)

วัตถุที่จะตรวจจับนั้นถ้าหากเป็นวัตถุที่มีความร้อนจะทำให้คลื่นเสียงที่ไปกระทบเกิดการแผ่กระจายออกไป ทำให้การตรวจจับของเซนเซอร์ตรวจจับได้ไม่ดีเท่าที่ควร ดังนั้นการที่จะตรวจจับวัตถุร้อนควรจะให้หน้าเซนเซอร์หันเข้าหาด้านหลังข้างของวัตถุดังรูปที่ 2.13 เพราะอากาศที่ร้อนจะรบกวนการตรวจจับของเซนเซอร์

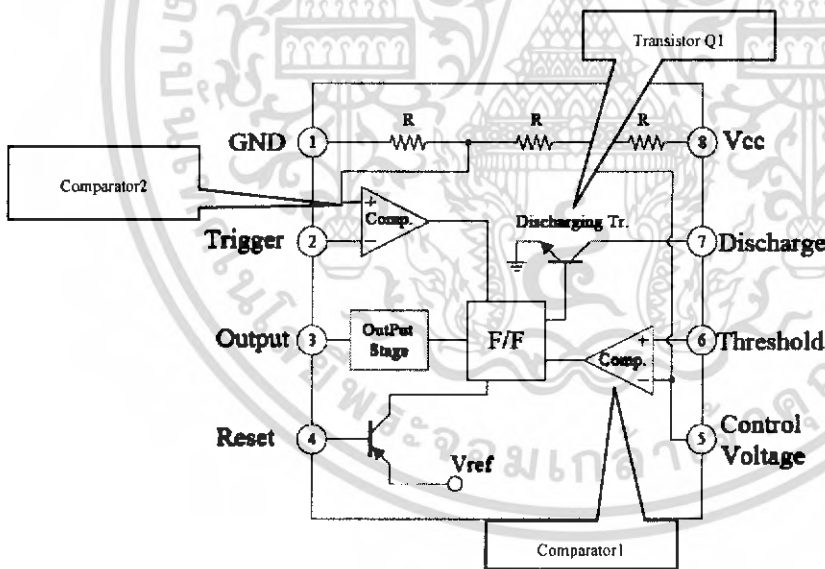
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 แสดงการตรวจจับวัตถุที่มีความร้อน

2.4 การทำงานของไอซี 555

ไอซี 555 จะมีบล็อกไดอะแกรมภายในดังรูปที่ 2.14 โดยมีการทำงานดังนี้



รูปที่ 2.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมภายในไอซีเบอร์ 555

เมื่อมีสัญญาณ low ที่ขา reset ซึ่งที่ขา output จะยังคงเป็น low โดยไม่คำนึงถึงค่า threshold voltage หรือ trigger voltage ซึ่งเมื่อสัญญาณที่ขา reset เป็น high ที่ขา output จึงจะเปลี่ยนแปลงตามค่าของ threshold voltage และ trigger voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

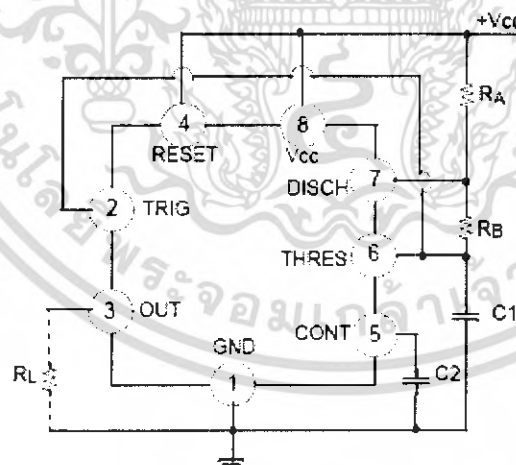
เมื่อค่า threshold voltage มากกว่า $2/3V_{cc}$ ขณะที่ขา output เป็น low, discharging Tr. จะทำงาน หลังจากนั้นถ้าหากที่ขา trigger เป็น low นั่นคือ voltage ที่ขา trigger มีค่า $1/3V_{cc}$ discharging Tr. จะหยุดทำงาน และจะทำการเพิ่มค่าของ threshold voltage และให้ค่าที่ขา output เป็น high ต่อไป ซึ่งสามารถแสดงการทำงานของไอซีเบอร์ 555 ดังตารางที่ 2.1

Threshold Voltage (V_{th})(PIN 6)	Trigger Voltage (V_{tr})(PIN 2)	Reset(PIN 4)	Output(PIN 3)	Discharging Tr. (PIN 7)
Don't care	Don't care	Low	Low	ON
$V_{th} > 2V_{cc} / 3$	$V_{th} > 2V_{cc} / 3$	High	Low	ON
$V_{cc} / 3 < V_{th} < 2V_{cc} / 3$	$V_{cc} / 3 < V_{th} < 2V_{cc} / 3$	High	-	-
$V_{th} < V_{cc} / 3$	$V_{th} < V_{cc} / 3$	High	High	OFF

ตารางที่ 2.1 แสดงการทำงานพื้นฐานไอซีเบอร์ 555

2.4.1 ะตเปิดโอบอรัน(Astable Operation)

Astable Multivibrator เรียกอีกอย่างว่า free-running multivibrator เป็นวงจรสร้างคลื่นแบบสี่เหลี่ยมเหมือนกับ monostable multivibrator แสดงดังรูปที่ 2.15 โดยวงจรนี้ไม่ต้องการสัญญาณทริกเกอร์จากภายนอกเพื่อเปลี่ยนสถานะของเอาพุตที่ ดังนั้นจึงมีชื่อเรียกว่า free-running อย่างไรก็ตามตามเวลาระหว่างที่สัญญาณเอาพุตที่จะ high หรือ low คำนวณได้จากตัวต้านทาน 2 ตัวและตัวเก็บประจุ ซึ่งต่ออยู่ภายนอกของไอซี 555

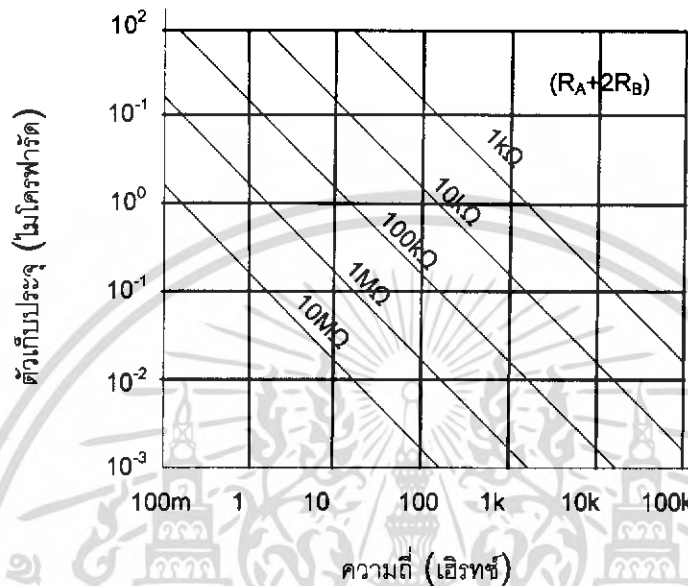


รูปที่ 2.15 แสดงวงจรอะสเตเบิล

จากรูปที่ 2.15 แสดงการต่อไอซี 555 เป็นวงจรแบบ astable multivibrator ซึ่งมีการทำงานคือ เริ่มต้นเมื่อเอาพุตเป็น high ตัวเก็บประจุ C1 จะเริ่ม charge ผ่าน R_A และ R_B อย่างไม่รู้จบตามเมื่อ voltage ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C1 เท่ากับ $2/3V_{cc}$ comparater1 จะทริกเกอร์ฟลิปฟล็อปและเอา-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พุดท์จะเปลี่ยนเป็น low ขณะเดียวกันตัวเก็บประจุ C1 จะเริ่ม discharge ผ่าน R_B และ transistor Q_1 เมื่อ voltage ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C1 มีค่าเท่ากับ $1/3V_{cc}$ เอาพุดท์ของ comparater 2 จะทริกเกอร์ ฟลิปฟลอปและเอาพุดท์เป็น high โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวเก็บประจุและตัวต้านทานกับความถี่ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวเก็บประจุและตัวต้านทานกับความถี่

2.5 ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

2.5.1 ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ (Timer/Counter) เป็นอีกส่วนประกอบหนึ่งที่สำคัญของ ไมโครคอนโทรลเลอร์ เนื่องจากในการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์จะต้องมีการเก็บและ ตรวจสอบค่าของเวลาและจำนวนของสัญญาณนาฬิกาตลอดเวลา ทั้งนี้เพื่อประโยชน์ในการสร้าง ฐานเวลา สร้างสัญญาณพัลส์เปรียบเทียบค่าเวลา หรือเปรียบเทียบค่าของการนับ รวมไปถึงการ กำหนดอัตราเร็วในการสื่อสารข้อมูลของพอร์ตอนุกรมด้วย

2.5.1.1 การทำงานเป็นไทเมอร์

เมื่อกำหนดให้ทำงานเป็นตัวตั้งเวลาหรือไทเมอร์ ค่ารีจิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นในทุกๆ แมกซ์ซิน- ไซเกิล ดังนั้นเมื่อทำงานเป็น ไทเมอร์ รีจิสเตอร์จะทำการนับค่าของแมกซ์ซินไซเกิลนั่นเอง และ เนื่องจากแมกซ์ซินไซเกิลประกอบด้วยคาบเวลาของวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา 12 คาบเวลา ดังนั้น อัตราในการนับของรีจิสเตอร์จึงเท่ากับ $1/12$ ของความถี่สัญญาณนาฬิกา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.1.2 การทำงานเป็นเคาน์เตอร์

เมื่อทำงานเป็นตัวนับหรือเคาน์เตอร์ ค่าของรีจิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นก็ต่อเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของระดับลอจิกจาก “1” เป็น “0” เกิดขึ้นที่ขาอินพุตทางฮาร์ดแวร์ของวงจรถ่ายเวลา/เคาน์เตอร์ ซึ่งก็คือขา T0 (P3.4) และขา T1 (P3.5) สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C51 รวมทั้งขา T2 (P1.0) ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C52 ดังรูปที่ 2.17 และอนุกรม AT89Sxx โดยจะมีการสุ่มรับสัญญาณจากขาอินพุตในทุกๆ คาบเวลาที่ 2 ของสแตตที่ 5 (S5P2) ในแต่ละแมชชีนไซเคิล

(T2) P1.0	1	40	VCC
(T2 EX) P1.1	2	39	P0.0 (AD0)
P1.2	3	38	P0.1 (AD1)
P1.3	4	37	P0.2 (AD2)
P1.4	5	36	P0.3 (AD3)
P1.5	6	35	P0.4 (AD4)
P1.6	7	34	P0.5 (AD5)
P1.7	8	33	P0.6 (AD6)
RST	9	32	P0.7 (AD7)
(RXD) P3.0	10	31	EA/VPP
(TXD) P3.1	11	30	ALE/PROG
(INT0) P3.2	12	29	PSEN
(INT1) P3.3	13	28	P2.7 (A15)
(T0) P3.4	14	27	P2.6 (A14)
(T1) P3.5	15	26	P2.5 (A13)
(WR) P3.6	16	25	P2.4 (A12)
(RD) P3.7	17	24	P2.3 (A11)
XTAL2	18	23	P2.2 (A10)
XTAL1	19	22	P2.1 (A9)
GND	20	21	P2.0 (A8)

รูปที่ 2.17 แสดงขาของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89C52

2.5.2 รีจิสเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการทำงานของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 0 และ 1

ในการทำงานของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 0 และ 1 ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชมีรีจิสเตอร์ที่ต้องเกี่ยวข้องเป็นพื้นฐานอยู่ 6 ตัว

รีจิสเตอร์ไทเมอร์มีด้วยกัน 4 ตัวคือ TLO มีแอดเดรสอยู่ที่ 8CH, TL มีแอดเดรสอยู่ที่ 8BH และ THI มีแอดเดรสอยู่ที่ 8DH รีจิสเตอร์ทั้ง 4 ตัวจะอยู่ในพื้นที่ของรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษหรือ

SFR รีจิสเตอร์แต่ละตัวมีขนาด 8 บิต แต่ในการใช้งานโดยทั่วไปมักใช้ร่วมกัน โดยจัดเป็นคู่คือ TLO เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับ TH0 รวมกันเป็นรีจิสเตอร์ Timer 0 ขนาด 16 บิต และ TL1 กับ TH1 รวมกันเป็นรีจิสเตอร์ Timer 1 ขนาด 16 บิต โดยใน TL0 และ TL1 เก็บข้อมูล 8 บิตล่าง ส่วน TH0 และ TH1 เก็บข้อมูล 8 บิตบน รีจิสเตอร์ไทเมอร์ทั้งคู่เมื่อนำมาใช้ร่วมกันจะสามารถเก็บค่าของการนับได้สูงสุด 65,536 หรือ FFFFH เมื่อนับถึงค่านี้อาจจะวนไปเริ่มนับ 0000H ใหม่ และเมื่อเกิดการนับรอบใหม่ บิต TF0 หรือ TF1 ในรีจิสเตอร์ TCON ที่ใช้ควบคุมการทำงานของไทเมอร์จะเกิดการเซต เพื่อแจ้งให้ทราบ ว่า นับเกินค่าสูงสุดแล้ว การเซตบิต TF0 หรือ TF1 ขึ้นอยู่กับว่าเลือกใช้งานรีจิสเตอร์ไทเมอร์ตัวใด

2.5.2.1 รีจิสเตอร์ควบคุมการทำงานของไทเมอร์/คาน์เตอร์หรือ TCON

(Timer/Counter Control Register)

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต มีแอดเดรสอยู่ที่ 88H ในพื้นที่ของรีจิสเตอร์ SFR สามารถเข้าถึงได้ในระดับบิตมีรายละเอียดการทำงานดังนี้

บิต 7	บิต 6	บิต 5	บิต 4	บิต 3	บิต 2	บิต 1	บิต 0
TF1	TR1	TF0	TR0	IE1	IT1	IE0	IT0

TF1 (Timer 1 overflow flag): เซตด้วยกระบวนการทางฮาร์ดแวร์ เมื่อค่าของรีจิสเตอร์ Timer 1 เกิดการนับเกินหรือโอเวอร์โฟลว การเคลียร์บิตนี้ทำได้ด้วยกระบวนการทางฮาร์ดแวร์เช่นกัน โดยบิตนี้จะเคลียร์เมื่อมีการอินเทอร์รัปต์เกิดขึ้น

TR1 (Timer 1 run control bit): ใช้ในการเปิดปิดการทำงานของไทเมอร์ 1 (เอ็นเอเบิลหรือดิสเอเบิล) ทำการเซตและเคลียร์ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์ ถ้าต้องการให้ไทเมอร์ 1 ทำงานต้องเซตบิตนี้ให้เป็น "1"

TF0 (Timer 0 overflow flag): เซตด้วยกระบวนการทางฮาร์ดแวร์ เมื่อค่าของรีจิสเตอร์ Timer 0 เกิดการนับเกินหรือเกิด โอเวอร์โฟลว การเคลียร์บิตนี้ทำได้โดยกระบวนการทางฮาร์ดแวร์เช่นกัน โดยบิตนี้จะเคลียร์เมื่อมีการอินเทอร์รัปต์เกิดขึ้น

TR0 (Timer 0 run control bit): ใช้ในการเปิดปิดการทำงานของไทเมอร์ 0 (เอ็นเอเบิลหรือดิสเอเบิล) ทำการเซตและเคลียร์ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์ ถ้าต้องการให้ไทเมอร์ 0 ทำงานต้องเซตบิตนี้ให้เป็น "1"

IE1 (External Interrupt 1 edge flag): บิตนี้จะใช้ในกระบวนการอินเทอร์รัปต์ สามารถเซตได้ด้วยกระบวนการทางฮาร์ดแวร์ เมื่อสามารถตรวจจับขอบขาของสัญญาณอินเทอร์รัปต์จากภายนอกที่ขา อินพุตอินเทอร์รัปต์ 1 (INT1) ได้ และจะทำการเคลียร์เมื่อมีการบริการอินเทอร์รัปต์เกิดขึ้น

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

IT1 (Interrupt 1 type control bit): บิตนี้จะใช้ในกระบวนการอินเทอร์รัปต์ โดยใช้ในการเลือกลักษณะของสัญญาณอินเทอร์รัปต์จากภายนอกที่ต้องการให้ทำการตอบสนองสำหรับขาอินพุตอินเทอร์รัปต์ 1 (INT1) การเซตและเคลียร์ทำได้ด้วยกระบวนการซอฟต์แวร์

“0” เลือกขอบขาลงของสัญญาณ (falling edge)

“1” เลือกระดับลอจิกต่ำ (low level triggered)

IE0 (External Interrupt 0 edge flag): บิตนี้จะใช้ในกระบวนการอินเทอร์รัปต์ สามารถเซตได้ด้วยกระบวนการทางฮาร์ดแวร์ เมื่อสามารถตรวจจับขอบขาลงของสัญญาณอินเทอร์รัปต์จากภายนอกที่ขาอินพุตอินเทอร์รัปต์ 0 (INT0) ได้ และจะทำการเคลียร์เมื่อมีการบริการอินเทอร์รัปต์เกิดขึ้น

IT0 (Interrupt 0 type control bit): บิตนี้จะใช้ในกระบวนการอินเทอร์รัปต์ โดยใช้ในการเลือกลักษณะของสัญญาณอินเทอร์รัปต์จากภายนอกที่ต้องการให้ทำการตอบสนองสำหรับขาอินพุตอินเทอร์รัปต์ 0 (INT0) การเซตและเคลียร์ทำได้ด้วยกระบวนการซอฟต์แวร์

“0” เลือกขอบขาลงของสัญญาณ (falling edge)

“1” เลือกระดับลอจิกต่ำ (low level triggered)

2.5.2.2 รีจิสเตอร์เลือกโหมดการทำงานของไทมเมอร์/เคาน์เตอร์หรือ (Timer/Counter Mode Control Register) TMOD

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต แมดแอดเรสอยู่ที่ 89H ในพื้นที่ของรีจิสเตอร์ SFR ไม่สามารถเข้าถึงได้ในระดับบิต แบ่งการทำงานออกเป็น 2 ส่วนคือ 4 บิตล่างใช้ในการเลือกโหมดการทำงานของไทมเมอร์ 0 และ 4 บิตบนใช้ในการเลือกโหมดการทำงานของไทมเมอร์ 1 ดังนั้นในการอธิบายการทำงานจะขออธิบายเพียงส่วนเดียวดังนี้

บิต 7	บิต 6	บิต 5	บิต 4	บิต 3	บิต 2	บิต 1	บิต 0
GATE	C/T	M1	M0	GATE	C/T	M1	M0
ไทมเมอร์ 1				ไทมเมอร์ 2			

GATE : ใช้เลือกลักษณะการควบคุมการทำงานของไทมเมอร์/เคาน์เตอร์

“0” ไทมเมอร์/เคาน์เตอร์จะทำงานเมื่อบิต TRx ในรีจิสเตอร์ TCON เป็น “1” เรียกการควบคุมแบบนี้ว่า การควบคุมทางซอฟต์แวร์

“1” ไทมเมอร์/เคาน์เตอร์จะทำงานเมื่อบิต TRx ในรีจิสเตอร์ TCON เป็น “1” และสถานะลอจิกที่ขาอินพุตอินเทอร์รัปต์ INT0 และ INT1 เป็น “1” เรียกการควบคุมแบบนี้ว่า การควบคุมทางฮาร์ดแวร์

C/T (Timer or Counter selector): ใช้เลือกลักษณะการทำงานของไทมเมอร์/เคาน์เตอร์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

“0” เลือกให้ทำงานเป็นไทเมอร์ โดยใช้สัญญาณอินพุตจากสัญญาณนาฬิกาภายในไมโครคอนโทรลเลอร์

“1” เลือกให้ทำงานเป็นเคาน์เตอร์ โดยรับสัญญาณอินพุตทางขา T0 หรือ T1

M1, M0 (Mode selector bit): ใช้เลือกโหมดการทำงานของไทเมอร์/เคาน์เตอร์

“00” เลือกให้ทำงานในโหมดไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 13 บิต

“01” เลือกให้ทำงานในโหมดไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 16 บิต

“10” เลือกให้ทำงานในโหมดไทเมอร์/เคาน์เตอร์ขนาด 13 บิตแบบตั้งค่าอัตโนมัติ

“11” สำหรับไทเมอร์ 0 เลือกให้ทำงานในโหมดไทเมอร์/เคาน์เตอร์แยกส่วน โดยแยกออกเป็นไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 8 บิต 2 ตัว รีจิสเตอร์ TLO จะได้รับการควบคุมการเปิดปิดจากบิต TR0 ในรีจิสเตอร์ TCON และรีจิสเตอร์ TH0 ซึ่งเป็นไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 8 บิตอีกตัวหนึ่ง จะได้รับการควบคุมจากบิต TR1 ในรีจิสเตอร์ TCON ในกรณีของไทเมอร์ 1 เป็นการสั่งให้ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 1 หยุดทำงาน (ดีสเอเบิล)

2.5.3 โหมดการทำงานของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 0 และ 1

ไทเมอร์ 0 และไทเมอร์ 1 สามารถเลือกโหมดการทำงานได้ 4 โหมดคือ โหมด 0: ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 13 บิต (13 bit timer/counter), โหมด 1: เคาน์เตอร์ 16 บิต (16 bit timer/counter), โหมด 2: ตั้งค่าอัตโนมัติขนาด 8 บิต (8 bit auto-reload timer/counter) และ โหมด 3: ไทเมอร์/เคาน์เตอร์แยกส่วน (split timer/counter) หรืออาจเรียกว่าโหมดไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 8 บิต ก็ได้ ในขณะที่ไทเมอร์ 2 มีโหมดการทำงาน 3 โหมดคือ โหมดแคปเจอร์หรือตรวจจับสัญญาณ(capture), โหมดตั้งค่าอัตโนมัติ(auto-reload) และ โหมดกำเนิดอัตราเร็วในการสื่อสารข้อมูลอนุกรมหรืออัตราบอด (baud rate generator)

การเลือกโหมดการทำงานของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 0 และ 1 สามารถทำได้ทั้งรีจิสเตอร์ TCON และ TMOD ร่วมกัน โดย TCON ใช้ในการเอ็นเอเบิลหรือดีสเอเบิลไทเมอร์/เคาน์เตอร์ ส่วน TMOD ใช้ในการเลือกโหมดและลักษณะการทำงาน ในขณะที่การทำงานของไทเมอร์ 2 จะอธิบายแยกต่างหาก

2.5.3.1 การทำงานในโหมด 0: ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 13 บิต

โหมดนี้จะเป็นการกำหนดให้ใช้งานรีจิสเตอร์ TL1 เพียง 5 บิต และ TH1 ครบ 8 บิต โดย TLO จะทำหน้าที่คล้ายกับเป็นปริสเกลเลอร์หาร 32 สัญญาณอินพุตสำหรับการนับจะเลือกจากสัญญาณนาฬิกาภายในหรือภายนอกผ่านทางขา T1 ขึ้นอยู่กับการควบคุมของบิต C/T และ GATE ในรีจิสเตอร์ TMOD, บิต TR1 ในรีจิสเตอร์ TCON และสถานะของลจิกที่ขาอินพุต INT1 เมื่อ TL1 นับครบ 32 คือจาก 0-31 ก็จะส่งสัญญาณไปยัง TH1 เพื่อทำการเพิ่มค่า ดังนั้นในโหมดนี้ค่าของการนับจะมีขนาด 13 บิต เมื่อทำการนับครบรอบก็จะทำการเซตบิต TF1 ในรีจิสเตอร์ TCON

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนการทำงานในโหมดนี้ของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 0 มีลักษณะเหมือนกันทุกประการ เพียงแค่เปลี่ยนรีจิสเตอร์และขาสัญญาณที่เกี่ยวข้องให้เป็นของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 0

2.5.3.2 การทำงานในโหมด 1: ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 16 บิต

การทำงานในโหมดนี้จะคล้ายกับโหมดนี้จะคล้ายกับโหมด 0 แต่จะใช้งานรีจิสเตอร์ TL1 และ TH1 ครบ 8 บิต ดังนั้นในโหมดนี้ค่าของการนับจะมีขนาด 16 บิต คือ 0000H-FFFFH เมื่อทำการนับครบรอบ ค่าของการนับเปลี่ยนจาก FFFFH เป็น 0000H ก็จะเซตบิต TF1 ในรีจิสเตอร์ TCON ส่วนการทำงานในโหมดนี้ของไทเมอร์ มีลักษณะเหมือนกันทุกประการ เพียงแค่เปลี่ยนรีจิสเตอร์และขาสัญญาณที่เกี่ยวข้องให้เป็นของไทเมอร์ 0

2.5.3.3 การทำงานในโหมด 2: ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 8 บิตแบบคังค่าอัตโนมัติ

การทำงานในโหมดนี้จะแยกรีจิสเตอร์ไทเมอร์ออกเป็น 2 ตัว ตัวละ 8 บิต โดยรีจิสเตอร์ TL1 ทำหน้าที่เป็นตัวนับค่า ส่วน TH1 ใช้ในการเก็บค่าเริ่มต้นของการนับ เมื่อเริ่มต้นการทำงาน ค่าของรีจิสเตอร์ TH1 จะถูกส่งไปยังรีจิสเตอร์ TL1 ทำให้เมื่อเริ่มต้นการทำงานค่าของรีจิสเตอร์ TL1 และ TH1 จะเหมือนกัน เมื่อ TL1 นับถึง FFH และจะเริ่มต้นการนับรอบใหม่ จะทำการเซตบิต TF1 พร้อมๆ กับทำการรับค่าการนับเริ่มต้นจาก TH1 ใหม่โดยอัตโนมัติ หรือเรียกกระบวนการนี้ว่ารีโหลด (reload) แม้ว่าจะมีการส่งค่าเริ่มต้นไปยัง TL1 แล้วก็ตาม ค่าของข้อมูลในรีจิสเตอร์ TH1 ก็ยังคงเป็นค่าเดิม ไม่มีการเปลี่ยนแปลง จนกว่าจะมีการกำหนดค่าใหม่ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์

ส่วนการทำงานในโหมดนี้ของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 0 มีลักษณะเหมือนกันทุกประการ เพียงแค่เปลี่ยนรีจิสเตอร์และขาสัญญาณที่เกี่ยวข้องให้เป็นของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 0

2.5.3.4 การทำงานในโหมด 3: ไทเมอร์/เคาน์เตอร์แยกส่วนหรือไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 8 บิต

ในโหมดนี้เป็นโหมดเดียวที่การทำงานของไทเมอร์ 0 และไทเมอร์ 1 ไม่เหมือนกัน เมื่อเข้าสู่โหมดนี้ จะเป็นการสั่งให้ไทเมอร์/เคาน์เตอร์หยุดนับค่าของการนับก่อนหน้านี้ถูกเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ไทเมอร์ 1 มีลักษณะการทำงานเหมือนกับการคิสเอเบิลไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 1 ด้วยการเคลียร์บิต TR1 ในรีจิสเตอร์ TCON

ส่วนการทำงานของไทเมอร์ 0 การทำงานใน โหมดนี้จะแยกรีจิสเตอร์ไทเมอร์ 0 ออกเป็น 2 ตัว ตัวละ 8 บิต คือรีจิสเตอร์ TLO และ TH0 โดยแยกการทำงานออกจากกัน รีจิสเตอร์ TLO สามารถเลือกการทำงานได้เหมือนกับไทเมอร์/เคาน์เตอร์ตามปกติ ส่วนรีจิสเตอร์ TH0 สามารถทำงานในโหมดไทเมอร์ได้เพียงอย่างเดียว กล่าวคือ สามารถรับสัญญาณอินพุตจากสัญญาณนาฬิกาภายใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพียงทางเดียวเท่านั้น แต่การแจ้งการนับเกินยังคงเหมือนเดิม หากแต่ TLO แจ้งผ่านบิต TF0 ในขณะที่ TH0 จะแจ้งผ่านทางบิต TF1

2.5.4 รีจิสเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการทำงานของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 2

ในการทำงานของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 2 ตัวในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช มีรีจิสเตอร์ที่ต้องเกี่ยวข้อง เป็นพื้นฐานอยู่ 5 ตัว ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

รีจิสเตอร์ไทเมอร์มีด้วยกัน 2 ตัว คือ TL2 มีแอดเดรสอยู่ที่ CCH และ TH2 มีแอดเดรสอยู่ที่ CDH รีจิสเตอร์ทั้ง 2 ตัวจะอยู่ในพื้นที่ของรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษหรือ SFR รีจิสเตอร์แต่ละตัวมีขนาด 8 บิต แต่ในการใช้งานโดยทั่วไปมักใช้ รวมกันเป็นรีจิสเตอร์ไทเมอร์ 2 ขนาด 16 บิต โดยใน TL2 จะเก็บข้อมูล 8 บิตล่าง ส่วน TH2 เก็บข้อมูล 8 บิตบน รีจิสเตอร์ไทเมอร์ทั้งคู่เมื่อนำมาใช้งานร่วมกันจะสามารถเก็บค่าของการนับได้สูงสุด 65,536 ค่า หรือ FFFFH เมื่อนับถึงค่านี้อีกจะวนไปเริ่มนับ 0000H ใหม่ และเมื่อเกิดการนับรอบใหม่ จะมีการเซตบิต TF2 ในรีจิสเตอร์ T2CON ที่ใช้ควบคุมการทำงานของไทเมอร์ เพื่อแจ้งให้ทราบว่าการนับเกินค่าสูงสุด

2.5.4.1 รีจิสเตอร์ควบคุมการทำงานของไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 2 หรือ T2CON (Timer/Counter 2 Control Register)

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต มีแอดเดรสอยู่ที่ C8H ในพื้นที่ของรีจิสเตอร์ SFR สามารถเข้าถึงได้ในระดับบิต มีรายละเอียดการทำงานดังนี้

บิต 7	บิต 6	บิต 5	บิต 4	บิต 3	บิต 2	บิต 1	บิต 0
TF2	EXF2	RCLK	TCLK	EXEN2	TR2	C/T2	CP/RL2

TF2 (Timer 2 overflow flag): จะเซตเมื่อค่าของรีจิสเตอร์ Timer 2 เกิดการนับเกิน หรือเกิดโอเวอร์โฟลว์ การเคลียร์บิตนี้ทำได้ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์ และจะไม่เกิดการเซตถ้าบิต RCLK หรือบิต TCLK เป็น “1”

EXF2 (Timer 2 external flag): จะเกิดการเซตเมื่อเกิดการแคปเจอร์หรือรีโวลด์ขึ้น ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงระดับบอจิกจาก “1” เป็น “0” ที่ขาอินพุต T2EX (ขา P1.1) และบิต EXEN2 เป็น “1” ในกรณีที่อินเทอร์รัปในไทเมอร์ 2 ได้รับการเอ็นเอเบิล และบิต EXF2 นี้เกิดเซต จะมีผลทำให้ CPU ไปอ่านค่าแวกเตอร์ของการบริการอินเทอร์รัป บิตนี้สามารถเคลียร์ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์เท่านั้น

RCLK (Receive clock flag): ถ้าบิตนี้เกิดการเซตทำให้วงจรถอดอนุกรมภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ใช้พัลส์โอเวอร์โฟลว์ของไทเมอร์ 2 เป็นสัญญาณนาฬิกาในการรับข้อมูลในโหมด 1 และ 3 ถ้าหากบิตนี้เป็น “0” จะได้พัลส์จากไทเมอร์ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TCLK (Transmit clock flag): ถ้าบิตนี้เกิดการเซตทำให้วงจรพอร์ตอนุกรมภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ใช้พัลส์โอเวอร์โพล์ของไทมเมอร์ 2 เป็นสัญญาณนาฬิกาในการส่งข้อมูลในโหมด 1 และ 3 ถ้าหากบิตนี้เป็น “0” จะได้พัลส์จากไทมเมอร์ 1

EXEN2 (Timer 2 External Enable flag): เมื่อบิตนี้เซตเป็น “1” จะเป็นการเอ็นเอเบิลการแคปเจอร์หรือรีโวลด์ที่ขา T2EX ให้เกิดขึ้นได้ภายใต้เงื่อนไขว่า ไทมเมอร์ 2 ต้องไม่ถูกนำไปใช้ในการสื่อสารพอร์ตอนุกรมหรือบิต RCLK หรือ TCLK เป็น “1” ถ้าบิตนี้เป็น “0” ไทมเมอร์ 2 จะไม่สนใจเหตุการณ์ที่ขา T2EX

TR2: บิตนี้จะใช้ในการควบคุมการเริ่มต้นและหยุดการทำงานของไทมเมอร์ 2 เป็นการควบคุมทางซอฟต์แวร์

“0” หยุดการทำงานของไทมเมอร์ 2 (STOP)

“1” เริ่มต้นการทำงานของไทมเมอร์ 2 (START)

CT (Timer or counter selector): ใช้เลือกลักษณะการทำงานของไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ 2

“0” เลือกให้ทำงานเป็นไทมเมอร์ โดยใช้สัญญาณอินพุตจากสัญญาณนาฬิกาภายในไมโครคอนโทรลเลอร์

“1” เลือกให้ทำงานเป็นเคาน์เตอร์ โดยรับสัญญาณอินพุตทางขา T2 (P1.0)

CP/RL2 (Capture / reload flag): เป็นบิตแสดงสถานะการทำงานของไทมเมอร์ 2

“0” มีการรีโวลด์ค่าของการนับแบบอัลดโนมิตเกิดขึ้น เมื่อไทมเมอร์ 2 เกิดโอเวอร์โพล์หรือเกิดการเปลี่ยนระดับลอจิกแบบลบ (เปลี่ยนจาก “1” เป็น “0”) ที่ขา T2EX ในกรณีที่บิต EXEN2 เป็น “1” แต่ถ้าหากบิต RCLK หรือ TCLK เป็น “1” จะยอมให้การรีโวลด์แบบอัลดโนมิตเกิดขึ้นเมื่อไทมเมอร์ 2 เกิดโอเวอร์โพล์เท่านั้น

“1” แสดงว่ามีการแคปเจอร์เกิดขึ้น เมื่อเกิดการเปลี่ยนระดับลอจิกแบบลบ (เปลี่ยนจาก “1” เป็น “0”) ที่ขา T2EX ในกรณีที่บิต EXEN2 เป็น “1”

2.5.4.2 รีจิสเตอร์เลือกโหมดการทำงานของไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ 2 หรือ T2MOD (Timer / Counter 2 Mode Control Register)

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต มีแอดเดรสอยู่ที่ C9H ในพื้นที่ของรีจิสเตอร์ SFR ไม่สามารถเข้าถึงได้ในระดับบิต มีบิตสำหรับกำหนดการทำงานเพียง 2 บิตคือ

บิต 7	บิต 6	บิต 5	บิต 4	บิต 3	บิต 2	บิต 1	บิต 0
-	-	-	-	-	-	T2OE	DCEN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T2OE (Timer 2 Output Enable bit): ใช้เอ็นเอเบิลเอาต์พุตของไทมเมอร์ 2

“0” ดิสเอเบิล

“1” เอ็นเอเบิล

DCEN (Timer 2 Counter Enable bit): กำหนดให้ไทมเมอร์ 2 ทำงานเป็นตัวนับหรือเคาน์เตอร์แบบขึ้นและลง

“0” ดิสเอเบิล

“1” เอ็นเอเบิล ให้ทำงานเป็นตัวนับหรือเคาน์เตอร์แบบขึ้นและลง

2.5.5 โหมดการทำงานของไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ 2

ไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ 2 สามารถเลือกโหมดการทำงานได้ 3 โหมด โดยการกำหนดที่บิต RCLK+TCLK, CP/RL2 และ TR2 ในรีจิสเตอร์ T2CON โหมดการทำงานของไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ 2 ได้แก่ โหมดแคปเจอร์หรือตรวจจับสัญญาณ (capture) โหมดการตั้งค่าการนับอัตโนมัติ (auto-reload) และโหมดกำเนิดอัตราเร็วในการสื่อสารข้อมูลอนุกรมหรืออัตราบอก (baud rate generator) ต่อไปนี้จะเป็นการอธิบายการทำงานในแต่ละโหมดของไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ 2

2.5.5.1 การทำงานในโหมดแคปเจอร์หรือตรวจจับสัญญาณ (capture)

การทำงานในโหมดนี้จะเกิดขึ้นได้อย่างสมบูรณ์เมื่อกำหนดให้บิต EXEN เป็น “1” หลังจากที่เลือกได้ไทมเมอร์ 2 ทำงานในโหมดแคปเจอร์แล้ว เมื่อเลือกให้ทำงานในโหมดนี้ ขาอินพุตที่ทำการตรวจจับคือขาอินพุต T2EX ซึ่งตรงกับขา P1.1 ที่ขา T2EX จะมีวงจรตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของระดับลอจิกจาก “1” เป็น “0” รีจิสเตอร์ TL2 และ TH2 จะทำการนับค่าเพิ่มขึ้นไปเรื่อยๆ จนกว่าที่ขา T2EX จะตรวจจับการเปลี่ยนแปลงได้ เมื่อตรวจจับได้ ค่าของรีจิสเตอร์ TL2 และ TH2 จะถูกส่งต่อไปยังรีจิสเตอร์ RCAP2L และ RCAP2H พร้อมกันนั้นยังทำการเซตบิต EXF2 ให้เป็น “1” เพื่อสร้างสัญญาณอินเตอร์รัปให้เกิดขึ้น

2.5.5.2 การทำงานในโหมดตั้งค่าการนับอัตโนมัติ

การทำงานในโหมดนี้ การกำหนดสถานะที่บิต EXEN2 จะทำให้เกิดการทำงานใน 2 ลักษณะคือ ถ้าบิต EXEN2 เป็น “0” เมื่อไทมเมอร์ 2 ทำการนับค่าเกินรอบแล้วจะเกิดการเซตบิต TF2 และจะทำการเรียกค่าการนับใหม่ จากรีจิสเตอร์ RCAP2L และ RCAP2H โดยอัตโนมัติ การกำหนดค่าของรีจิสเตอร์ RCAP2L และ RCAP2H สามารถกระทำได้ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์

ในกรณีที่บิต EXEN2 เป็น “1” หลังจากที่เลือกให้ไทมเมอร์ 2 จะทำการนับเหมือนเดิม แต่เงื่อนไขของการตั้งค่าการนับใหม่โดยอัตโนมัติจากรีจิสเตอร์ RCAP2L และ RCAP2H จะใช้การ

เปลี่ยนแปลงของระดับลอจิกจาก “1” เป็น “0” ที่ขา T2EX เป็นตัวกำหนดและทำการเซตบิต EXF2 เพื่อสร้างสัญญาณอินเตอร์รัปแทนบิต TF2

2.5.5.3 การทำงานในโหมดกำเนิดอัตรารีวในการสื่อสารข้อมูลอนุกรมหรืออัตราบอด

การทำงานในโหมดนี้จะเกิดขึ้นเมื่อทำการเซตบิต RCLK และ/หรือ TCLK ในรีจิสเตอร์ T2CON ให้เป็น “1” เมื่อเข้าสู่การทำงานในโหมดนี้ บิต TF2 จะไม่เกิดการเซตและไม่มีการสร้างสัญญาณอินเตอร์รัป แต่การอินเตอร์รัปในไทมเมอร์ 2 ก็ไม่ได้ถูกดีสเอเบิล เมื่ออยู่ในโหมดนี้บิต EXEN2 ถูกเซต การเปลี่ยนแปลงระดับลอจิกจาก “1” เป็น “0” ที่ขา T2EX จะส่งผลให้บิต EXF2 เกิดการเซต แต่จะไม่มีการเรียกค่าจากรีจิสเตอร์ RCAP2L และ RCAP2H เมื่อเป็นเช่นนี้ขา T2EX จึงสามารถใช้เป็นขาอินพุตสำหรับการอินเตอร์รัปได้เป็นกรณีพิเศษ

เมื่อไทมเมอร์ 2 ทำงาน (บิต TR2 เป็น “1”) จะถูกกำหนดให้ทำงานเป็นไทมเมอร์ จึงไม่สามารถอ่านหรือเขียนค่ากับรีจิสเตอร์ TL2 และ TH2 ได้ ค่าของรีจิสเตอร์ไทมเมอร์จะเพิ่มขึ้นทุกๆ สเตต (1 สเตต เท่ากับ 2 คาบเวลาของสัญญาณนาฬิกา) ค่าการนับของรีจิสเตอร์นำมาใช้สร้างสัญญาณนาฬิกาของการสื่อสารข้อมูลผ่านพอร์ตอนุกรมภายในไมโครคอนโทรลเลอร์

2.6 กระบวนการอินเตอร์รัปต์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

การอินเตอร์รัปต์ (interrupt) เป็นชื่อเรียกกระบวนการที่เข้ามาขัดจังหวะการทำงานโดยปกติของไมโครคอนโทรลเลอร์ ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 สามารถตอบสนองการอินเตอร์รัปต์ที่เกิดขึ้นได้จาก 5 แหล่ง กำเนิดสำหรับเบอร์ AT89C51 ประกอบด้วย การรับสัญญาณอินเตอร์รัปต์จากภายนอกผ่านทางขา INTO และ INT1 , สัญญาณอินเตอร์รัปต์จากไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ T0 และ T1 และสัญญาณอินเตอร์รัปต์จากพอร์ตอนุกรมภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ ในขณะที่ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ AT89C52 และในอนุกรม AT89Sxx สามารถตอบสนองการอินเตอร์รัปต์ได้จาก 6 แหล่งกำเนิด โดยเพิ่มการรับสัญญาณอินเตอร์รัปต์จากไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ 2 อีกหนึ่งแหล่งกำเนิด

2.6.1 การจัดการอินเตอร์รัปต์ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

เมื่อมีการอินเตอร์รัปต์ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เกิดขึ้น และมีการเอ็นเอเบิลการตอบสนองการอินเตอร์รัปต์ไว้ กระบวนการหลังจากนั้นซีพียูจะทำการกระโดดไปยังแอดเดรสในหน่วยความจำที่กำหนดไว้ เรียกตำแหน่งแอดเดรสนี้ว่า แอดเดรสอินเตอร์รัปต์เวกเตอร์ (interrupt vector address) ดังนั้นจะต้องมีการเขียนโปรแกรมย่อยการบริการอินเตอร์รัปต์ไว้ที่แอดเดรสอินเตอร์รัปต์เวกเตอร์นี้ โดยค่าของแอดเดรสอินเตอร์รัปต์เวกเตอร์จะแตกต่างกันไปในการอินเตอร์รัปต์แบบต่างๆ ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การอินเตอร์รัปต์ภายนอกที่ขา INTO มีค่าแอดเดรสอินเตอร์รัปต์เวกเตอร์อยู่ที่ 0003H
 การอินเตอร์รัปต์จากไทเมอร์ 0 มีค่าแอดเดรสอินเตอร์รัปต์เวกเตอร์อยู่ที่ 000BH
 การอินเตอร์รัปต์ภายนอกที่ขา INT1 มีค่าแอดเดรสอินเตอร์รัปต์เวกเตอร์อยู่ที่ 0013H
 การอินเตอร์รัปต์จากไทเมอร์ 1 มีค่าแอดเดรสอินเตอร์รัปต์เวกเตอร์อยู่ที่ 001BH
 การอินเตอร์รัปต์จากพอร์ตอนุกรม มีค่าแอดเดรสอินเตอร์รัปต์เวกเตอร์อยู่ที่ 0023H
 การอินเตอร์รัปต์จากไทเมอร์ 0 มีค่าแอดเดรสอินเตอร์รัปต์เวกเตอร์อยู่ที่ 002BH

2.6.2 รีจิสเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการอินเตอร์รัปต์ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

การอินเตอร์รัปต์ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช มีรีจิสเตอร์ที่ต้องเกี่ยวข้องอยู่ 2 ตัว ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

2.6.2.1 รีจิสเตอร์เอ็นเอเบิลการอินเตอร์รัปต์หรือ IE (Interrupt Enable register)

มีแอดเดรสอยู่ที่ A8H ในพื้นที่ของรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษหรือ SFR มีขนาด 8 บิต สามารถเข้าถึงได้ในระดับบิต ใช้ในการเอ็นเอเบิลการตอบสนองการอินเตอร์รัปต์ในแบบต่างๆ มีรายละเอียดการทำงานดังนี้

บิต 7	บิต 6	บิต 5	บิต 4	บิต 3	บิต 2	บิต 1	บิต 0
EA	-	ET2	ES	ET1	EX1	ET0	EX0

EA (Global enable/disable interrupt) : ใช้เอ็นเอเบิลการตอบสนองการอินเตอร์รัปต์ทั้งหมด

“0” ดิสนเอเบิลการอินเตอร์รัปต์ นั่นคือ กำหนดให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ไม่ตอบสนองการอินเตอร์รัปต์

“1” เอ็นเอเบิลการอินเตอร์รัปต์ นั่นคือ กำหนดให้ไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถตอบสนองการอินเตอร์รัปต์จากแหล่งกำเนิดต่างๆ

นั่นคือ ถ้าต้องการให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตอบสนองการอินเตอร์รัปต์ไม่ว่าจะแหล่งกำเนิดใด จะต้องเซตบิตนี้ก่อนเสมอ สามารถเซตและเคลียร์ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์

ET2 (Timer 2 interrupt enable) : ใช้ในการเอ็นเอเบิลการอินเตอร์รัปต์อันเนื่องมาจากการ โอเวอร์โฟลวหรือการแคปเจอร์ในไทเมอร์/คาน์เตอร์2 จะมีเฉพาะในเบอร์ AT89C52 และในอนุกรม AT89Sxx เท่านั้น บิตนี้สามารถเซตและเคลียร์ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์

ES (Serial port interrupt enable bit) : ใช้ในการเอ็นเอเบิลการอินเตอร์รัปต์อันเนื่องมาจากการรับหรือส่งข้อมูลทางพอร์ตอนุกรมภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 สามารถเซตและเคลียร์ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ET1 (Timer 1 Interrupt enable) : ใช้ในการเอ็นเอเบิลการอินเทอร์รัปต์อันเนื่องมาจากการโอเวอร์โฟลวใน ไทเมอร์/เคาน์เตอร์1 บิตนี้สามารถเซตและเคลียร์ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์

EX1 (External Interrupt 1 enable bit) : ใช้ในการเอ็นเอเบิลการอินเทอร์รัปต์อันเนื่องมาจากสัญญาณภายนอกที่ป้อนเข้ามายังขา INT1 บิตนี้สามารถเซตและเคลียร์ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์

ET0 (Timer 0 Interrupt enable) : ใช้ในการเอ็นเอเบิลการอินเทอร์รัปต์อันเนื่องมาจากการโอเวอร์โฟลวใน ไทเมอร์/เคาน์เตอร์0 บิตนี้สามารถเซตและเคลียร์ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์

EX0 (External Interrupt 1 enable bit) : ใช้ในการเอ็นเอเบิลการอินเทอร์รัปต์อันเนื่องมาจากสัญญาณภายนอกที่ป้อนเข้ามายังขา INTO บิตนี้สามารถเซตและเคลียร์ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์

สำหรับบิต 6 ของรีจิสเตอร์ IE ไม่มีการใช้งาน ต้องกำหนดให้เป็น “0” เสมอ

2.6.2.2 รีจิสเตอร์จัดลำดับความสำคัญการตอบสนองการอินเทอร์รัปต์หรือ IP (Interrupt Priority register)

มีแอดเดรสอยู่ที่ 0B8H ในพื้นที่ของรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษหรือ SFR มีขนาด 8 บิต สามารถเข้าถึงได้ในระดับบิต ใช้ในการเลือกลำดับความสำคัญของการตอบสนองการอินเทอร์รัปต์ว่า ต้องการให้ตอบสนองสัญญาณอินเทอร์รัปต์จากแหล่งกำเนิดใดเป็นลำดับก่อนหลัง ถ้าต้องการให้การอินเทอร์รัปต์จากแหล่งกำเนิดใดมีความสำคัญสูงสุด ให้กำหนดที่บิตนั้นเป็น “1” มีรายละเอียดของรีจิสเตอร์ IP ดังนี้

บิต 7	บิต 6	บิต 5	บิต 4	บิต 3	บิต 2	บิต 1	บิต 0
-	-	PT2	PS	PT1	PX1	PT0	PX0

PT2 (Timer 2 Interrupt priority bit) : ใช้ในการกำหนดความสำคัญของการอินเทอร์รัปต์อันเนื่องมาจากการโอเวอร์โฟลวหรือการแคปเจอร์ในไทเมอร์/เคาน์เตอร์2 จะมีเฉพาะในเบอร์ AT89C52 และในอนุกรม AT89Sxx เท่านั้น บิตนี้สามารถเซตและเคลียร์ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์

PS (Serial port Interrupt priority bit) : ใช้ในการกำหนดความสำคัญของการอินเทอร์รัปต์อันเนื่องมาจากการรับหรือส่งข้อมูลทางพอร์ตอนุกรมภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 สามารถเซตและเคลียร์ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PT1 (Timer 1 Interrupt priority bit) : ใช้ในการกำหนดความสำคัญของการอินเทอร์รัปต์อันเนื่องมาจากการโอเวอร์โฟลวใน ไทเมอร์/เคาน์เตอร์1 บิตนี้สามารถเซตและเคลียร์ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์

PX1 (External Interrupt 1 priority bit) : ใช้ในการกำหนดความสำคัญของการอินเทอร์รัปต์อันเนื่องมาจากสัญญาณภายนอกที่ป้อนเข้ามายังขา INT1 บิตนี้สามารถเซตและเคลียร์ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์

PT0 (Timer 0 Interrupt priority) : ใช้ในการกำหนดความสำคัญของการอินเทอร์รัปต์อันเนื่องมาจากการโอเวอร์โฟลวใน ไทเมอร์/เคาน์เตอร์0 บิตนี้สามารถเซตและเคลียร์ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์

PX0 (External Interrupt 1 priority bit) : ใช้ในการกำหนดความสำคัญของการอินเทอร์รัปต์อันเนื่องมาจากสัญญาณภายนอกที่ป้อนเข้ามายังขา INTO บิตนี้สามารถเซตและเคลียร์ด้วยกระบวนการทางซอฟต์แวร์

สำหรับบิต 6 และ 7 ของรีจิสเตอร์ IP ไม่มีการใช้งานต้องกำหนดให้เป็น “0” เสมอ

2.6.3 แหล่งกำเนิดสัญญาณอินเทอร์รัปต์ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

2.6.3.1 สัญญาณอินเทอร์รัปต์จากภายนอก

เป็นการตรวจสอบสัญญาณที่ส่งเข้ามายังขา INTO และ INT1 หากตรงตามเงื่อนไขที่กำหนดก็จะทำให้เกิดการอินเทอร์รัปต์ขึ้น โดยการเอ็นเอเบิลการอินเทอร์รัปต์แบบนี้สามารถกระทำได้โดยการกำหนดค่าในรีจิสเตอร์ IE ที่บิต EX0 สำหรับสัญญาณอินเทอร์รัปต์ที่ขา INTO และบิต EX1 สำหรับสัญญาณอินเทอร์รัปต์ที่ขา INT1 และทำการเลือกเงื่อนไขของการตรวจสอบสัญญาณในรีจิสเตอร์ TCON ที่บิต IE0 สำหรับสัญญาณอินเทอร์รัปต์ที่ขา INTO และบิต IE1 สำหรับสัญญาณอินเทอร์รัปต์ที่ขา INT1

เงื่อนไขการตรวจสอบสัญญาณอินเทอร์รัปต์ที่ขา INTO และ INT1 มีด้วยกัน 2 ลักษณะคือ

1. ตรวจสอบระดับลอจิก ถ้าหากบิต IEx ในรีจิสเตอร์ TCON เป็น “0” จะเกิดการอินเทอร์รัปต์จากภายนอกที่ขา INTO หรือ INT1 ได้ก็ต่อเมื่อตรวจพบระดับลอจิกต่ำหรือ “0” เมื่อเกิดการอินเทอร์รัปต์แล้ว ให้ดำเนินการทำให้สัญญาณที่ขาอินพุตกลับสู่ระดับลอจิก “1” ก่อนที่การบริการอินเทอร์รัปต์เสร็จสิ้น เพื่อป้องกันการเกิดอินเทอร์รัปต์ซ้อน

2. ตรวจสอบขอบขาของสัญญาณ ถ้าหากบิต IEx ในรีจิสเตอร์ TCON เป็น “1” จะเกิดการอินเทอร์รัปต์จากภายนอกที่ขา INTO หรือ INT1 ได้ก็ต่อเมื่อตรวจพบการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ขา INTO หรือ INT1 จาก “1” เป็น “0” หรือตรวจสอบพบขอบขาของสัญญาณที่ป้อนมายังขา INTO หรือ INT1 และต้องมีการรักษาสถานะลอจิก “0” นี้เป็นเวลาอย่างน้อย 1 แมกซ์ไซเคิล จึงถือว่าเกิดการอินเทอร์รัปต์อย่างสมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเกิดการอินเตอร์รัปต์ขึ้น ซีพียูภายในไมโครคอนโทรลเลอร์จะกระโดดไปยังแอดเดรส 0003H สำหรับการอินเตอร์รัปต์ที่ขา INTO และ 0013H สำหรับการอินเตอร์รัปต์ที่ขา INT1

2.6.3.2 การอินเตอร์รัปต์จากไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 0 และ 1

แหล่งกำเนิดอินเตอร์รัปต์นี้จัดเป็นแหล่งกำเนิดอินเตอร์รัปต์ภายในแบบหนึ่ง โดยเกิดการเกิดโอเวอร์โฟลวจากการนับค่าในไทเมอร์/เคาน์เตอร์ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เมื่อไทเมอร์ 0 เกิดการโอเวอร์โฟลวก็จะทำการเซตบิต TF0 ในรีจิสเตอร์ TCON และถ้าไทเมอร์ 1 เกิดการโอเวอร์โฟลว บิต TF1 ในรีจิสเตอร์ TCON จะได้รับการเซตเช่นเดียวกัน

ค่าแอดเดรสอินเตอร์รัปต์แวกเตอร์ของการอินเตอร์รัปต์แบบนี้อยู่ที่ 000BH สำหรับไทเมอร์ 0 และ 001BH สำหรับไทเมอร์ 1

อย่างไรก็ตามการอินเตอร์รัปต์แบบนี้จะเกิดขึ้นหรือมีการตอบสนองก็ต่อเมื่อมีการเอ็นเอเบิลการอินเตอร์รัปต์ โดยการเซตบิต EA, ET0 และ ET1 ในรีจิสเตอร์ IE

2.6.3.3 การอินเตอร์รัปต์จากไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 2

แหล่งกำเนิดอินเตอร์รัปต์นี้จัดเป็นแหล่งกำเนิดอินเตอร์รัปต์ภายในแบบหนึ่ง โดยเกิดการเกิดโอเวอร์โฟลวจากการนับค่าในไทเมอร์/เคาน์เตอร์ 2 หรือ การแคปเจอร์หรือการตรวจจับสัญญาณที่ขา T2EX ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เบอร์ AT89C52 และในอนุกรม AT89Sxx เมื่อไทเมอร์ 2 เกิดการโอเวอร์โฟลวก็จะทำการเซตบิต TF2 ในรีจิสเตอร์ TCON และถ้าไทเมอร์ 2 สามารถตรวจจับการเปลี่ยนแปลงจากระดับ “1” เป็น “0” ที่ขา T2EX ได้และบิต EXEN2 ในรีจิสเตอร์ T2CON ได้รับการเซตไว้ ก็จะทำให้ บิต EXF2 ในรีจิสเตอร์ T2CON เซต เป็นการแจ้งว่าเกิดการอินเตอร์รัปต์เนื่องจากการแคปเจอร์ที่ไทเมอร์ 2 ค่าแอดเดรสอินเตอร์รัปต์แวกเตอร์ของการอินเตอร์รัปต์แบบนี้อยู่ที่ 002BH การอินเตอร์รัปต์ในแบบนี้สามารถแทนได้ด้วยการออร์กันของบิต TF2 และ EXF2 ดังแสดงในรูปที่ 8-3

อย่างไรก็ตามการอินเตอร์รัปต์แบบนี้จะเกิดขึ้นหรือมีการตอบสนองก็ต่อเมื่อมีการเอ็นเอเบิลการอินเตอร์รัปต์ โดยการเซตบิต EA ในรีจิสเตอร์ IE จะตอบสนองในกรณีเกิดโอเวอร์โฟลวเมื่อบิต EXEN2 ในรีจิสเตอร์ T2CON เป็น “0” และตอบสนองในกรณีเกิดแคปเจอร์เมื่อบิต EXEN2 ในรีจิสเตอร์ T2CON เป็น “1”

2.6.4 ค่าับความสำคัญของการอินเตอร์รัปต์ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

การกำเนิดสัญญาณอินเตอร์รัปต์ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 มีได้จาก 5-6 แหล่ง ดังนั้นจึงต้องมีการจัดลำดับความสำคัญ ในกรณีที่เกิดการอินเตอร์รัปต์ขึ้นพร้อมๆกันจากหลาย

แหล่งกำเนิด โดยสามารถกำหนดลำดับความสำคัญได้ที่รีจิสเตอร์ IP

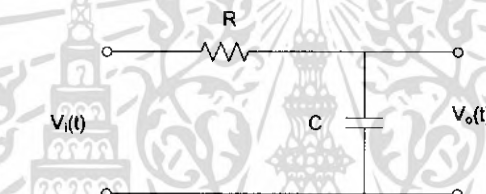
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตาม ลำดับความสำคัญของการอินเตอร์รัปต์โดยปกติหรือในกรณีกำหนดข้อมูลในรีจิสเตอร์ IP ให้เป็น “1” ทุกบิต (ยกเว้นบิต 6 และ 7) จะเรียงลำดับจากความสำคัญสูงสุดไปจนถึงต่ำสุดดังนี้

1. อินเตอร์รัปต์ภายนอกที่ขา INTO หรือการเซตของบิต IE0
2. อินเตอร์รัปต์จากไทมเมอร์ 0 หรือการเซตของบิต TF0
3. อินเตอร์รัปต์ภายนอกที่ขา INT1 หรือการเซตของบิต IE1
4. อินเตอร์รัปต์จากไทมเมอร์ 1 หรือการเซตของบิต TF1
5. อินเตอร์รัปต์จากพอร์ตอนุกรม หรือการเซตของบิต R1 หรือ T1
6. อินเตอร์รัปต์จากไทมเมอร์ 2 หรือการเซตของบิต TF2 หรือ EXF2

2.7 ทฤษฎีวงจรอันดับหนึ่ง RC (First Order Delay)



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรอันดับหนึ่ง

จากรูปที่ 2.18

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{Z_o}{Z_i} = \frac{(1/sC)}{(R + 1/sC)} \quad (2.4)$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{1 + sRC} \quad (2.5)$$

จะได้ค่าคงที่เวลา $T = RC$

สามารถเขียนเป็นสมการ (2.5) ใหม่ได้เป็น

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{1 + sT} \quad (2.6)$$

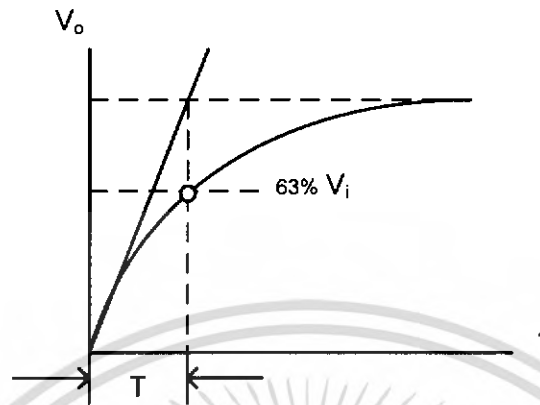
เปลี่ยนสมการที่ (2.6) ให้อยู่ในโดเมนเวลา โดยให้ V_i เป็นสัญญาณขั้นบันได

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้

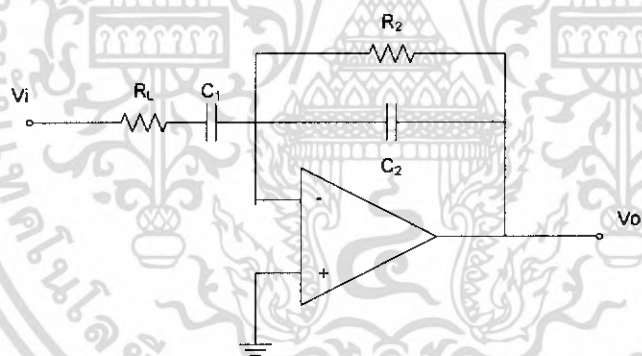
$$\frac{V_o(t)}{V_{i,step}(t)} = 1 - e^{-t/\tau} \quad (2.7)$$

จากสมการ (2.7) สามารถเขียนกราฟผลตอบสนองได้ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 แสดงผลตอบสนองของสัญญาณขั้นบันไดของวงจรอันดับหนึ่ง

2.8 แบนด์พาสฟิลเตอร์ (Band Pass Filter)



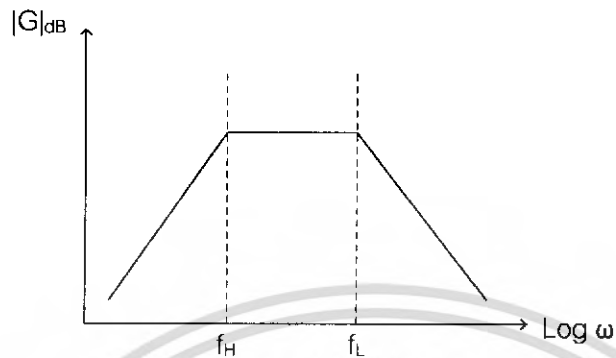
รูปที่ 2.20 แสดงวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

จากรูปที่ 2.20 สามารถหาสมการของ V_o/V_i ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_i} &= \frac{Z_o}{Z_i} \quad (2.8) \\ &= \frac{R_2 // \frac{1}{sC_2}}{R_L + \frac{1}{sC_1}} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= -\frac{R_2}{R_1} \left(\frac{sC_1R_1}{1+sC_1R_1} \right) \left(\frac{1}{1+sC_2R_2} \right) \quad (2.9)$$



รูปที่ 2.21 แสดงกราฟลักษณะของการกรองช่วงความถี่ผ่าน

จากกราฟรูปที่ 2.21 ค่า f_H คือความถี่คัตออฟของความถี่สูง

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

ค่า f_L คือความถี่คัตออฟของความถี่ต่ำ

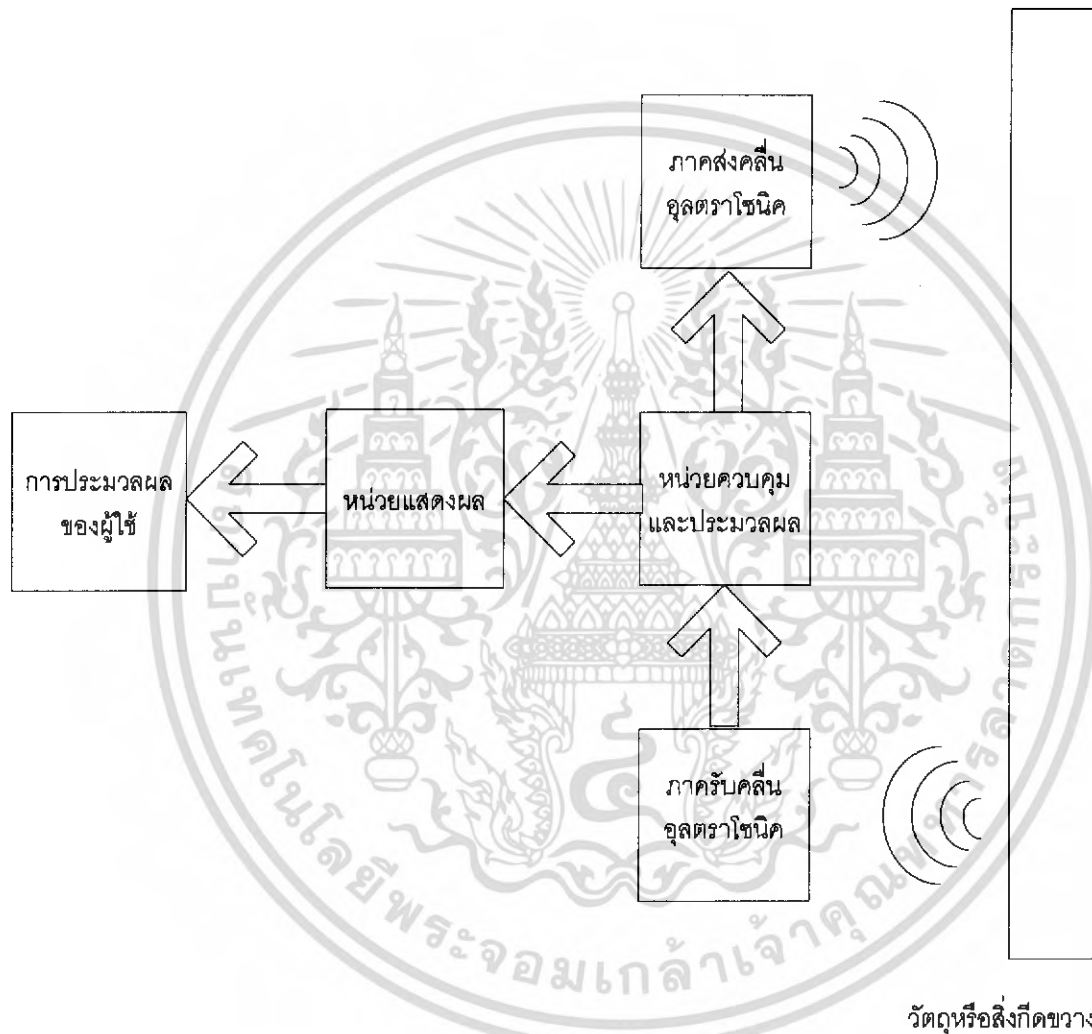
$$f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบอุปกรณ์และระบบการทำงาน

3.1 โครงสร้างของระบบ



รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของระบบการทำงานโดยรวม

ระบบนี้จะมีหลักการทำงานดังรูปที่ 3.1 คือ มีอุปกรณ์ส่งสัญญาณคลื่นเสียงอุลตราโซนิก โดยคลื่นเสียงอุลตราโซนิกจะเดินทางไปกระทบกับวัตถุหรือสิ่งกีดขวาง และจะสะท้อนกลับมา เมื่ออุปกรณ์ที่ทำหน้าที่รับคลื่นเสียงตรวจจับคลื่นเสียงที่สะท้อนกลับมาได้ ก็จะส่งสัญญาณทางไฟฟ้าไปให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผล ถ้าวัตถุหรือสิ่งกีดขวางนั้นมีขนาดใหญ่ไม่สามารถเดิน
เอ็กสแตนด์...
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผ่านได้ ไมโครคอนโทรลเลอร์ก็จะส่งสัญญาณไปที่หน่วยแสดงผล ทำให้ผู้ใช้สามารถรับรู้ถึงว่ามีสิ่งกีดขวาง

3.2 การออกแบบอุปกรณ์โดยรวม

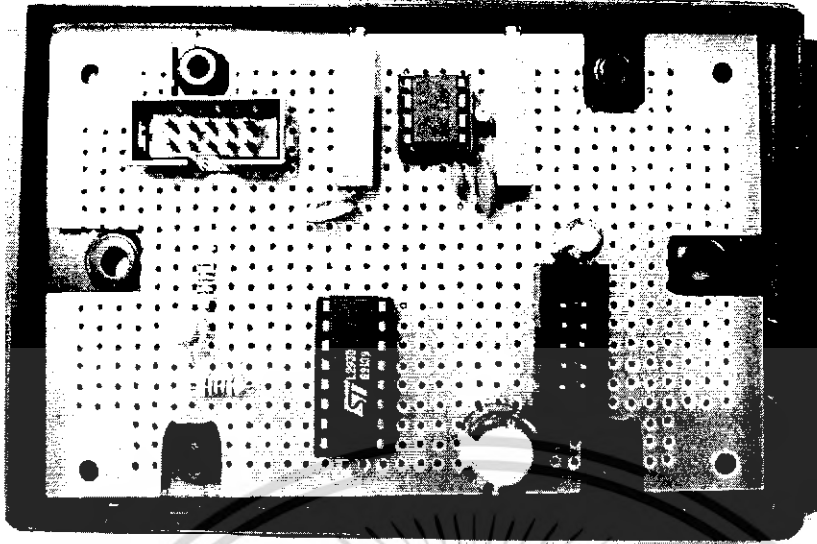
อุปกรณ์ที่จะนำมาใช้นี้จะออกแบบมาในรูปแบบของเวนด์คอร์ดรูปที่ 3.2 โดยที่เวนด์คอร์ดรับและตัวส่งคลื่นเสียงอัลตราโซนิกติดอยู่รวมทั้งหน่วยแสดงผล เวนด์คอร์ดนี้จะสามารถปรับเลื่อนตัวรับและตัวส่งคลื่นเสียงอัลตราโซนิกได้ เพื่อให้อยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุด และยังสามารถปรับ โยกขึ้นลงได้ เพื่อให้ได้ระยะและมุมในการตรวจจับที่ดีที่สุดของผู้ใช้แต่ละคน



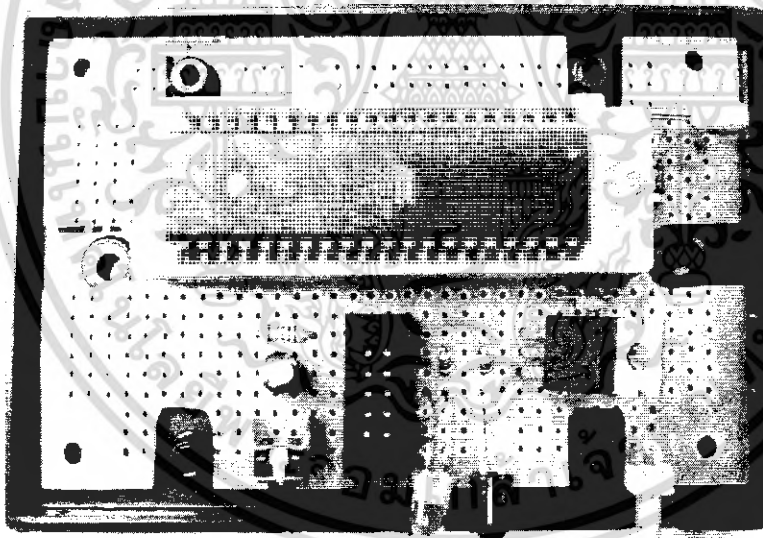
รูปที่ 3.2 แสดงเวนด์คอร์ดอัลตราโซนิก

ในส่วนของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ออกแบบมาให้อยู่ในกล่อง 2 กล่องคือ กล่องแรกจะประกอบด้วยวงจรที่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์ที่มีขนาด 40 kHz และมีวงจรขับมอเตอร์อยู่ภายใน ดังรูปที่ 3.3 ส่วนอีกกล่องหนึ่งจะประกอบด้วยวงจรของ ไมโครคอนโทรลเลอร์อยู่ภายในดังรูปที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรและอุปกรณ์สร้างสัญญาณพัลส์ 40 kHz และอุปกรณ์จับมอเตอร์



รูปที่ 3.4 แสดงหน่วยควบคุมหรือไมโครคอนโทรลเลอร์

โดยอุปกรณ์ทั้ง 2 กล่องนี้จะถูกติดอยู่กับเข็มขัด และส่งสัญญาณมาตามสาย เพื่อติดต่อกับตัวเซนเซอร์ที่แว่นตา ดังแสดงในรูปที่ 3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แสดงอุปกรณ์ทั้งหมด

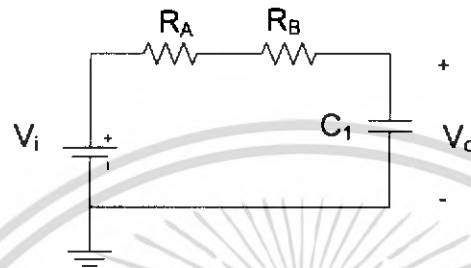


รูปที่ 3.6 แสดงลักษณะการใช้อุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การออกแบบภาคส่งคลื่นเสียงอุตสาหกรรม

วงจรที่ใช้ในการสร้างสัญญาณพัลส์จะเป็นไอซีสร้างสัญญาณนาฬิกาเบอร์ 555 ซึ่งได้กล่าวถึงรายละเอียดไว้ในบทที่ 2 สัญญาณพัลส์ที่ได้นั้นจะถูกกำหนดโดยค่าของความต้านทานและค่าของตัวเก็บประจุ สามารถแสดงวงจรเทียบเท่าได้ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งมีลักษณะการทำงานเหมือนวงจร first order delay โดยสามารถกำหนดความถี่ของสัญญาณพัลส์ได้ดังนี้



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรเทียบเท่าในการเก็บประจุของ C_1

ได้

$$\begin{aligned} \frac{V_o(s)}{V_i(s)} &= \frac{(1/sC_1)}{(R_A + R_B + 1/(sC_1))} \\ &= \frac{1}{(1 + sC_1(R_A + R_B))} \end{aligned} \quad (3.1)$$

ได้

$$T_1 = C_1(R_A + R_B)$$

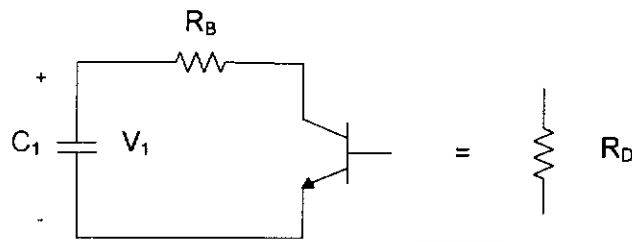
$$\frac{V_o(t)}{V_{i, \text{step}}(t)} = 1 - e^{-t/T_1} \quad (3.2)$$

เนื่องจากมีค่า $V(0)$ เริ่มต้นที่ $1/3V_i$ และ $V_o(t)$ จะสิ้นสุดที่ $2/3V_i$ แทนค่าในสมการ (3.2) ได้

$$\frac{(2/3V_i - 1/3V_i)}{(V_i - 1/3V_i)} = 1 - e^{-t/T_1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$t_1 = T_1 \ln 2 \quad (3.3)$$



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรเทียบเท่าในการคายประจุของ C_1

จากรูปที่ 3.8 จะได้

$$\begin{aligned} \frac{V_o(s)}{V_i(s)} &= \frac{(1/sC_1)}{((1/sC_1) + R_B + R_D)} \\ &= \frac{1}{(1 + sC_1(R_B + R_D))} \end{aligned} \quad (3.4)$$

ได้

$$\begin{aligned} T_2 &= C_1(R_B + R_D) \\ \frac{V_o(t)}{V_{i,step}(t)} &= 1 - e^{-t/T_2} \end{aligned} \quad (3.5)$$

แต่เนื่องจาก V_{cc} มีค่าเริ่มต้นที่ $2/3V_{cc}$ และคายประจุจนเหลือ $1/3V_{cc}$ จะได้

$$\begin{aligned} \frac{(1/3V)}{(2/3V)} &= 1 - e^{-t_2/T_2} \\ t_2 &= T_2 \ln 2 \end{aligned} \quad (3.6)$$

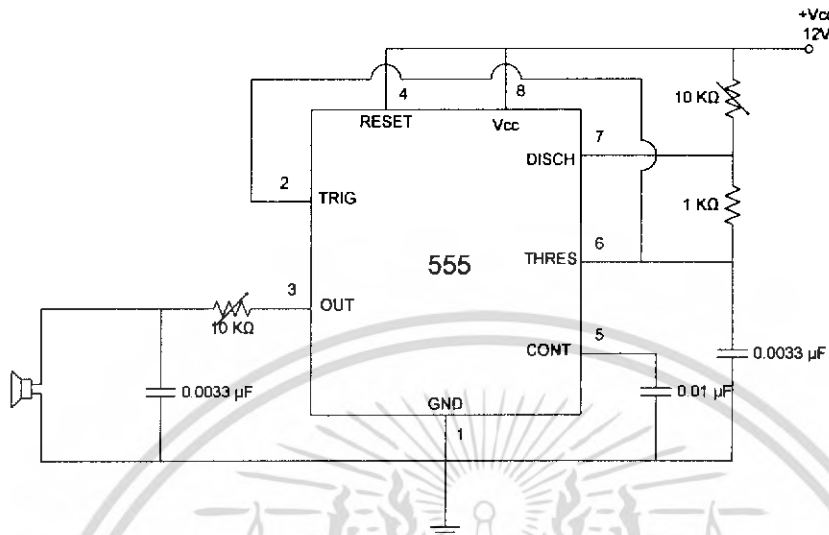
$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{(t_1 + t_2)} = \frac{1}{(C_1(R_A + 2R_B + R_D) \ln 2)}$$

เนื่องจาก $R_A, R_B \gg R_D$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้นจะได้

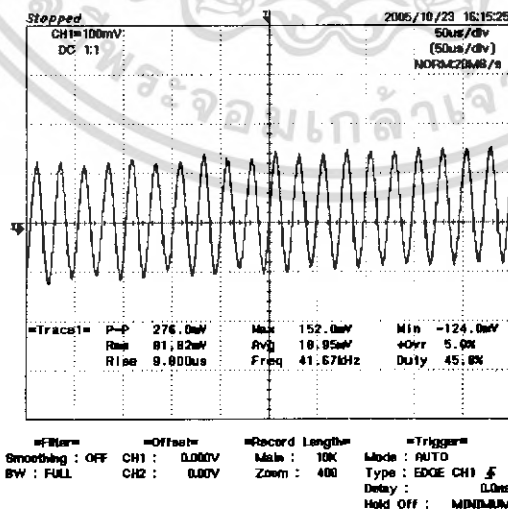
$$f = \frac{1}{(C_1(R_A + 2R_B)\ln 2)} \tag{3.7}$$



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรภาคส่งคลื่นเสียงอูตราโซนิค

3.4 การออกแบบภาครับคลื่นเสียงอูตราโซนิค

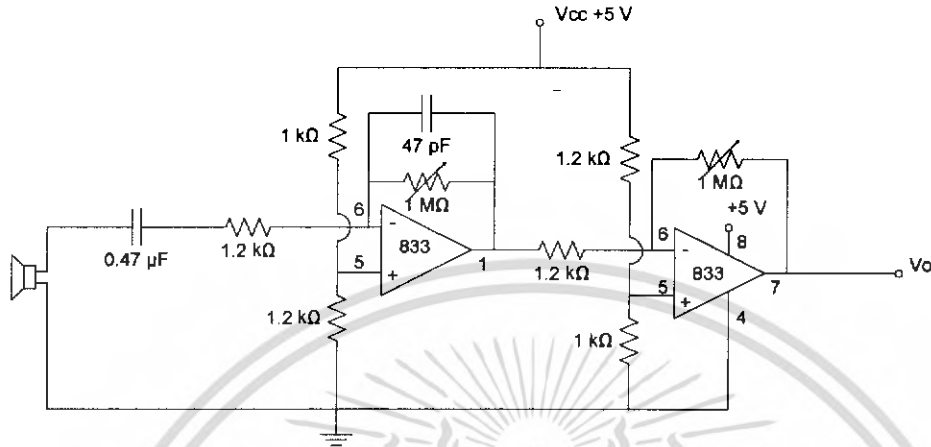
การออกแบบวงจรรับจะใช้อูตราโซนิคทรานสดิวเซอร์มาตรฐานตรวจจับคลื่นอูตราโซนิค จากนั้นทรานสดิวเซอร์จะเปลี่ยนพลังงานคลื่นเสียงให้เป็นพลังงานไฟฟ้า โดยจะออกมาอยู่ในรูปของความต่างศักย์ไฟฟ้า ทดลองใช้สตอร์เรจอสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่ได้จากทรานสดิวเซอร์ ซึ่งจับวัตถุที่ระยะ 15 เซนติเมตร ได้ผลดังรูป 3.10



รูปที่ 3.10 แสดงสัญญาณที่ได้จากทรานสดิวเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองที่ได้จะเห็นว่าสัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณรูปไซน์และมีค่าต่ำมากเพียงไม่กี่มิลลิโวลต์ซึ่งไม่สามารถนำไปใช้งานได้โดยตรง จึงต้องทำการปรับแต่งสัญญาณที่ได้ก่อนวงจรที่ใช้ในการปรับแต่งสัญญาณจากทรานซิสเตอร์ จะเป็นดังรูปที่ 3.11

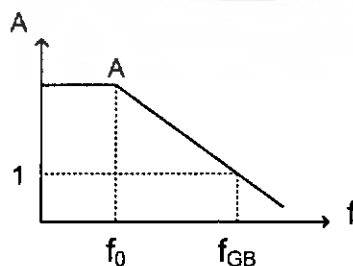


รูปที่ 3.11 แสดงวงจรภาครับคลื่นเสียงอุตสาหกรรม

โดยที่ออปแอมป์ตัวแรกจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณและกรองค่าความถี่ที่ต้องการให้ผ่านมาได้ช่วงความถี่เดียว และมีระดับสัญญาณอ้างอิงที่ระดับหนึ่ง เพื่อลดสัญญาณรบกวน ส่วนออปแอมป์ตัวที่รับสัญญาณต่อจากออปแอมป์ตัวแรก ก็จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณอีกครั้งหนึ่งและหาคะระดับสัญญาณที่ถูกอ้างอิงไว้ ค่าของอัตราขยายและค่าของความต้านทานกับตัวเก็บประจุจะถูกกำหนดจากความถี่ของสัญญาณที่รับเข้ามา

3.4.1 การหาค่าอัตราขยายที่เหมาะสมที่สุด

ค่าอัตราขยายที่เหมาะสมที่สุดจะถูกกำหนดจาก Gain-Bandwidth Product (GB) คือค่า Bandwidth ของออปแอมป์ เมื่ออัตราขยายของออปแอมป์มีค่าเป็นหนึ่ง ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 แสดงค่าอัตราขยายของออปแอมป์เทียบกับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากความสัมพันธ์จะได้ว่า

$$\text{Gain}(f) = k = (A)(f_0) = (1)(f_{GB})$$

ออปแอมป์เบอร์ LM 833 มีค่า $f_{GB} = 15 \text{ MHz}$

สัญญาณที่ตรวจจับมีค่าความถี่ $f = 40 \text{ kHz}$

$$\text{แทนค่า} \quad (A)(40 \text{ kHz}) = (1)(15 \text{ MHz})$$

$$A = 375$$

ดังนั้นค่าอัตราขยายที่มากที่สุดที่ได้คือ 375 เท่า

3.4.2 การหาค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุ

ค่าของ R และ C คำนวณหาได้จากสมการของ Band Pass Filter ที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 โดยในวงจรกำหนดค่า $R_1 = 1.2 \text{ k}\Omega$ ปรับค่า R_2 ให้มีค่าเหมาะสมที่สุดได้ค่า $R_2 = 147 \text{ k}\Omega$ และค่าความถี่ที่ผ่านเข้ามาได้คือ 40 kHz

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$40 \text{ kHz} = \frac{1}{2\pi(1.2\text{k})(C_1)}$$

$$C_1 = 0.33 \mu\text{F}$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

$$40 \text{ kHz} = \frac{1}{2\pi(147\text{k})(C_2)}$$

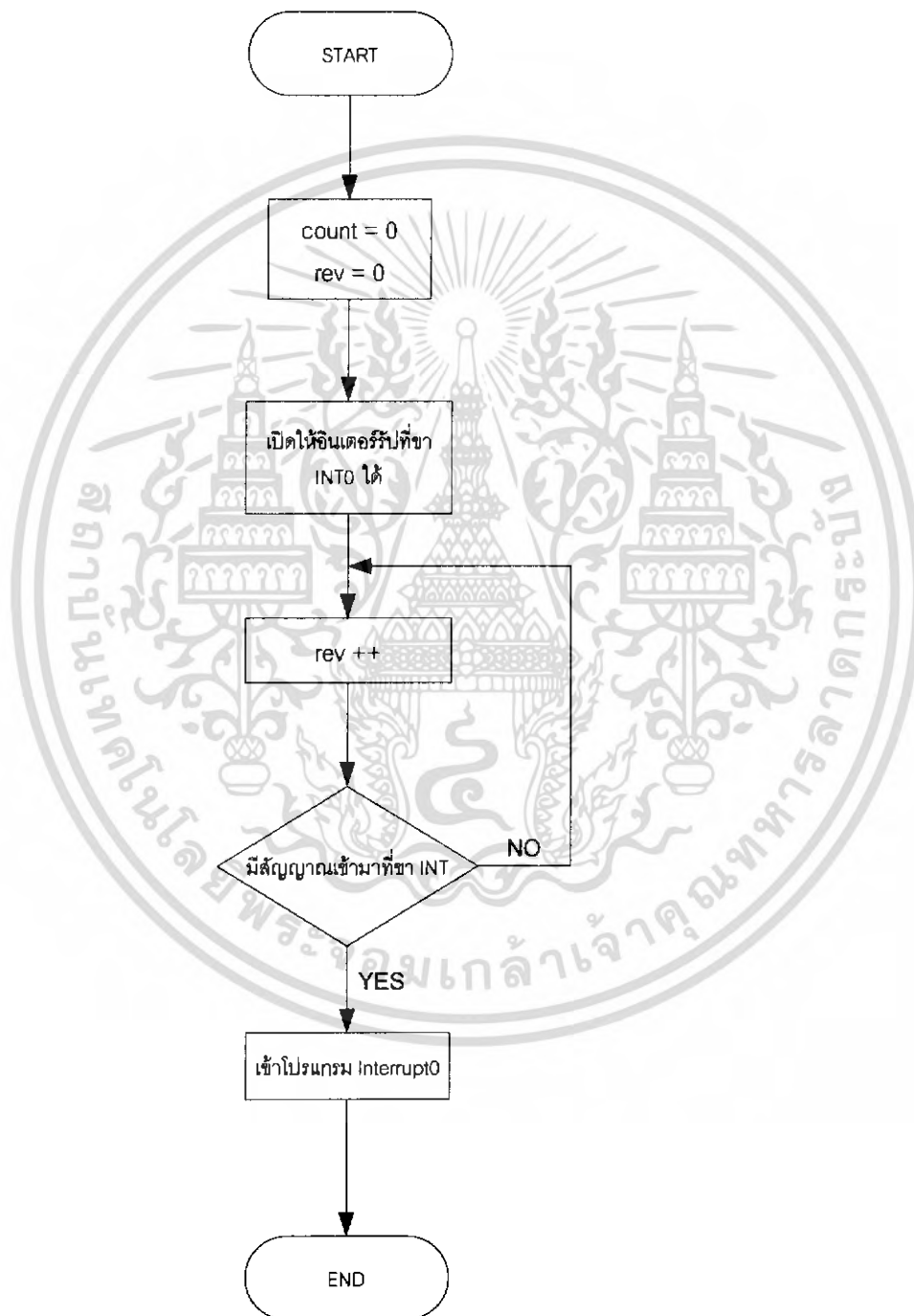
$$C_2 = 27 \text{ pF}$$

ดังนั้นค่า C_1 ควรจะมีค่าไม่น้อยกว่า $0.33 \mu\text{F}$ และ C_2 ควรจะมีค่าไม่น้อยกว่า 27 pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

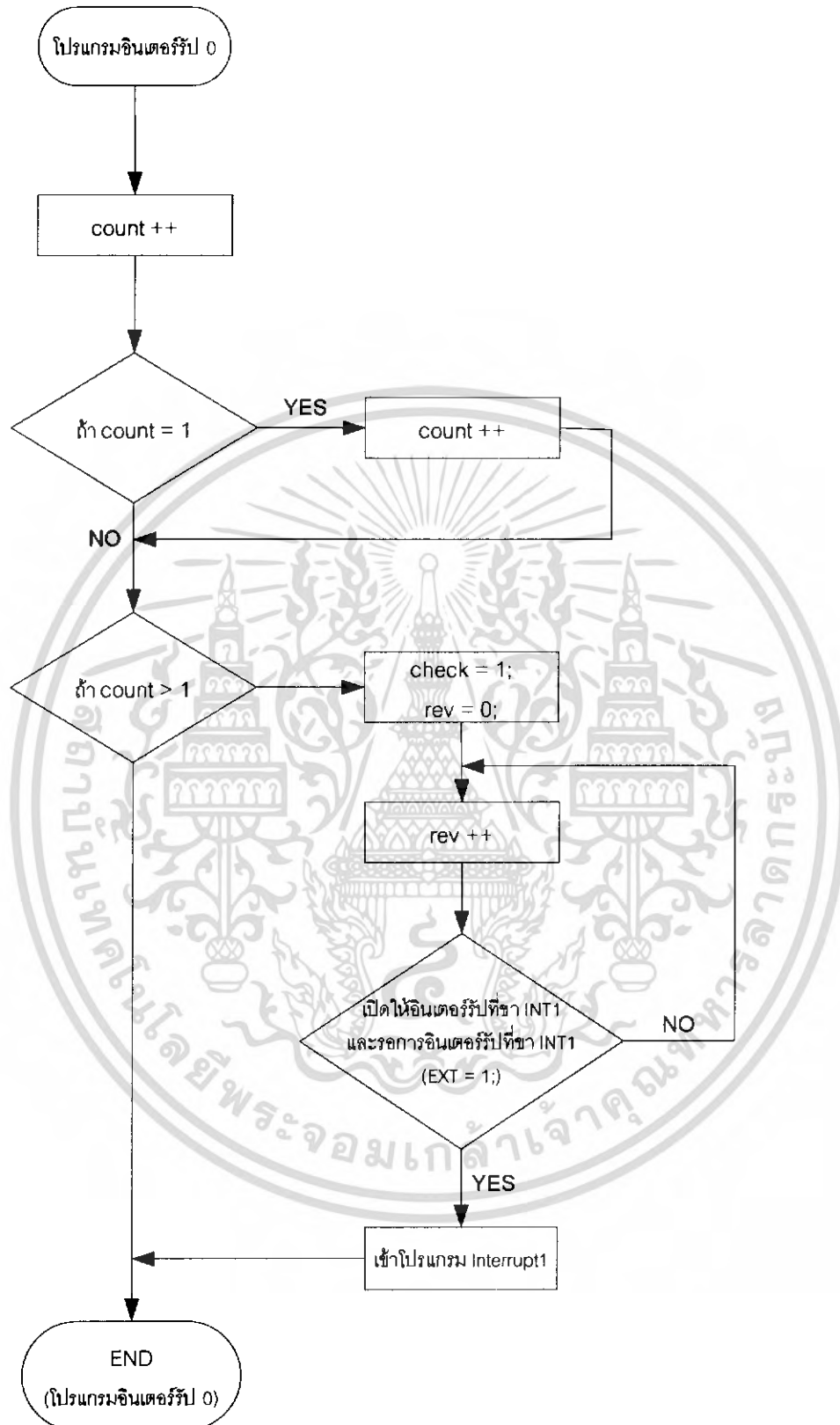
3.6 การออกแบบหน่วยประมวลผลข้อมูล

หน่วยประมวลผลที่ใช้ในการประมวลผลสัญญาณคลื่นเสียงอุลตราโซนิก จะใช้เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ซึ่งใช้งานได้ง่าย โดยในการเขียนโปรแกรมควบคุมนั้นจะใช้เป็นภาษาซี มีหลักการในการทำงานดังแผนภาพข้างล่าง



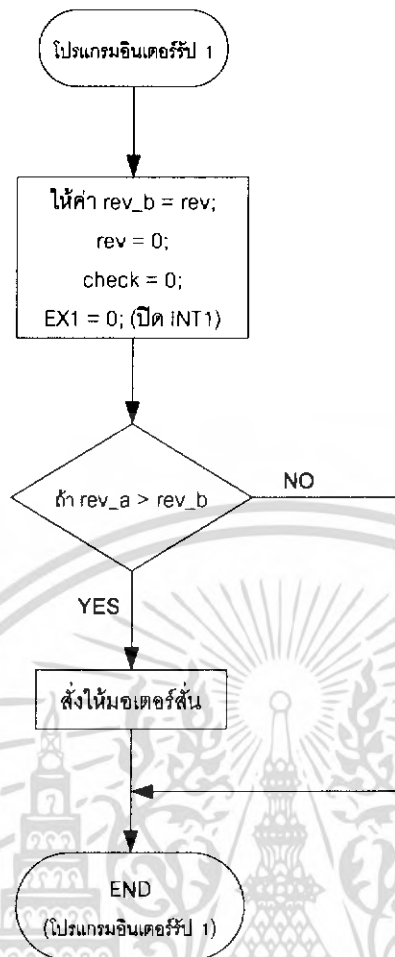
รูปที่ 3.17 แสดงแผนภาพการทำงานของโปรแกรมหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



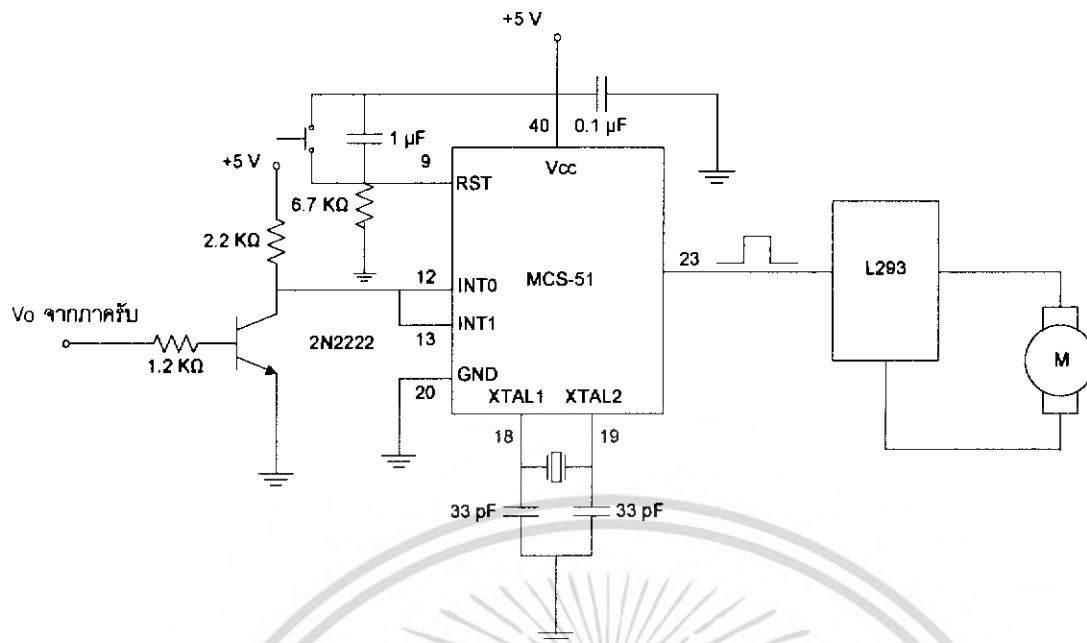
รูปที่ 3.18 แสดงแผนภาพการทำงานของโปรแกรมอินเตอร์รัป 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.19 แสดงแผนภาพการทำงานของ โปรแกรมอินเทอร์พรี 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.20 แสดงวงจรของหน่วยประมวลผลและหน่วยแสดงผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การทดลองที่ 1 ทดสอบการทำงานของวงจรภาคส่งคลื่นอุลตราโซนิก

ต่อวงจรตามรูปที่ 2.15 โดยกำหนดค่า $V_{cc} = 12\text{ v}$, $R_B = 1\text{ k}\Omega$, $C_1 = 0.0033\text{ }\mu\text{F}$, $C_2 = 0.01\text{ }\mu\text{F}$ จากนั้นคำนวณค่า R_A โดยอาศัยสมการที่ 3.7 และกำหนดค่าความถี่เป็น 40 kHz

$$f = \frac{1}{(C_1(R_A + 2R_B)\ln 2)}$$

แทนค่า

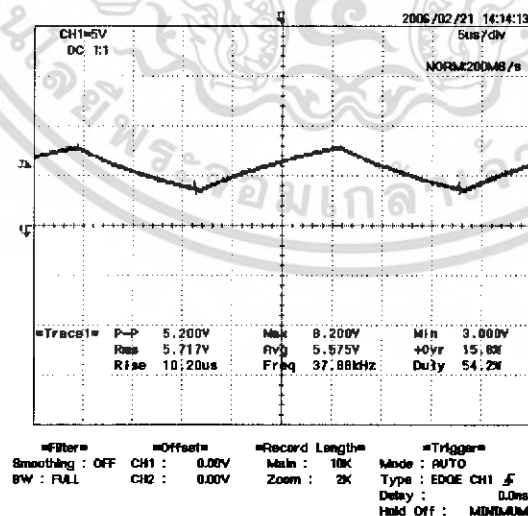
$$40\text{ k} = \frac{1}{(R_A + 2(1\text{k}))(0.0033\mu\text{F})(\ln 2)}$$

ได้

$$R_A = 8.9\text{ k}\Omega$$

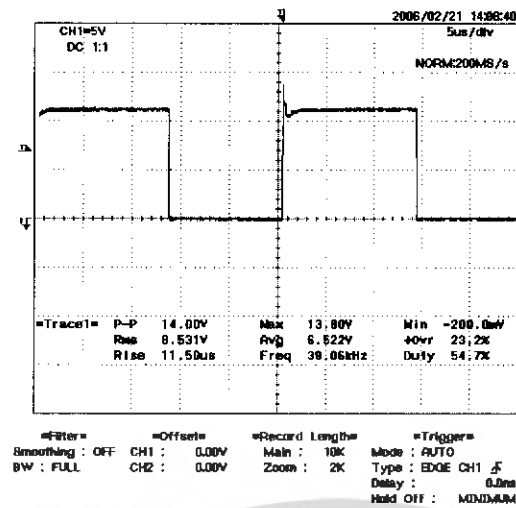
\therefore ในการทดลองจะใช้ R_A ปรับค่าได้ที่มีขนาด $10\text{ k}\Omega$ และทำการปรับค่าให้ได้ความถี่ตามต้องการ ใช้สตอร์เรจออกซิดโลสโคปวัดสัญญาณและบันทึกค่าที่ขา Threshold และ output

ผลการทดลอง สัญญาณที่ได้จากขา Threshold เป็นไปตามทฤษฎีของวงจรอันดับหนึ่ง โดยแสดงดังรูปที่ 4.1 และสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีสัญญาณเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมขนาดความถี่ 40 kHz โดยแสดงดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณที่ได้จากขา Threshold

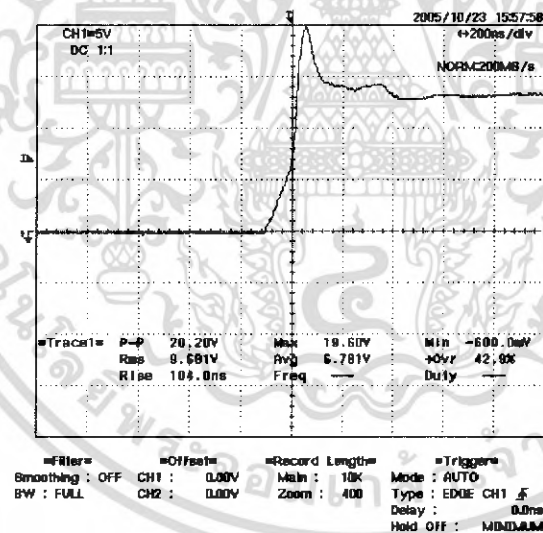
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณที่ได้จากขา output

ปัญหาที่พบหลังจากทำการทดลอง

ปัญหาที่เกิดขึ้นคือ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมี spike หรือ overshoot ปรากฏอยู่ดังรูปที่ 4.3 ซึ่งจะมีผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนต่อตัวรับคลื่นเสียงอุลตราโซนิก



รูปที่ 4.3 แสดง overshoot ของระบบ

แนวทางการแก้ไข

จากการศึกษาทฤษฎีระบบควบคุม overshoot ของระบบจะเกิดขึ้นเนื่องมาจากระบบนั้นมี

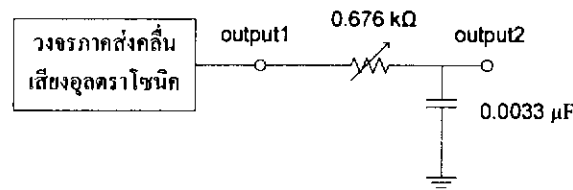
ส่วนของซีโร ยกตัวอย่างเช่น

$$F_w(s) = \frac{1 + s4T}{1 + s4T + s^2 8T^2 + s^3 8T^3}$$

ส่วนที่ทำให้เกิด overshoot คือ $1 + s4T$

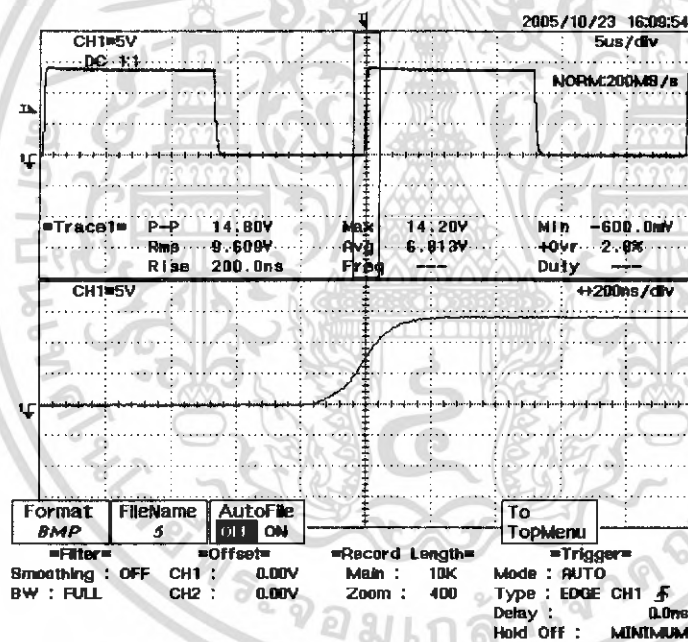
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแก้ปัญหาคือ ใส่โลว์พาสฟิลเตอร์ที่เป็นวงจรอันดับหนึ่งแบบพาสซีฟที่ขาเอาต์พุตของ
วงจร ดังรูป 4.4



รูปที่ 4.4 แสดงวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ที่เป็นวงจรอันดับหนึ่งแบบพาสซีฟ

และใช้สตอร์เรจอสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่ขาเอาต์พุต 2 และทำการปรับค่าตัวต้านทาน
เพื่อให้ผลตอบสนองของระบบออกมาดีที่สุด โดยได้ผลตอบสนองที่ดีที่สุดออกมาดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 แสดงผลตอบสนองที่ได้หลังจากใส่ตัวชดเชย

4.2 การทดลองที่ 2 ทดสอบการทำงานของวงจรภาครับคลื่นเสียงอุลตราโซนิก

ทดลองต่อวงจรตามรูปที่ 3.11 โดยกำหนดค่า $V_{cc} = 5\text{ v}$, $R_1 = 1\text{ k}\Omega$, $R_2 = 1\text{ k}\Omega$
โดยค่า C จะถูกกำหนดจากสมการ

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ที่ต้องการคือ 40 kHz แทนค่า

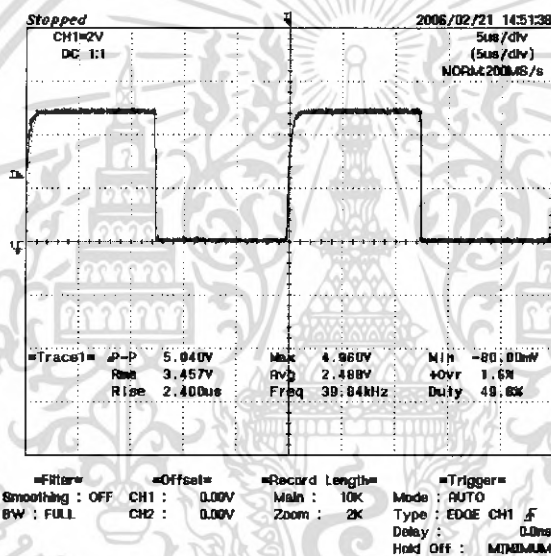
$$40 = \frac{1}{2\pi C(10k)}$$

$$C = 0.33 \mu\text{F}$$

ค่า C ที่สามารถใช้งานได้จะต้องมีค่ามากกว่า 0.33 μF ทดลองใช้ C = 0.47 μF

ทดลองตรวจจับวัตถุที่ระยะ 1 เมตร และทำการปรับค่า R2 เพื่อให้ได้ผลตอบสนองออกมาดีที่สุด

ผลการทดลองที่ได้จากการตรวจจับวัตถุที่ระยะ 1 เมตร ออกมาดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรปรับแต่งรูปที่ 3.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

5.1 บทสรุปและวิจารณ์

ปฏิญญาพันธบัตรฉบับนี้ได้แสดงถึงแนวความคิดใหม่ๆ ในการที่จะช่วยเหลือคนตาบอด ให้สามารถใช้ชีวิตได้ใกล้เคียงกับคนปกติ โดยเลียนแบบเซนเซอร์ของหุ่นยนต์มาใช้กับคน โดยเซนเซอร์ที่ใช้คือ อุลตราโซนิกเซนเซอร์ อุปกรณ์ชิ้นนี้ถูกออกแบบให้อยู่ในรูปของแว่นตา เพื่อให้คนตาบอดสวมใส่ เมื่อใส่แล้วสามารถที่จะเดินหลบหลีกสิ่งกีดขวางได้บ้าง โดยที่จะรับรู้ถึงสิ่งกีดขวางจากการสั่นของมอเตอร์ที่ติดอยู่ที่แว่นตา

จากการทดลองเมื่อทดลองใช้แว่นตา ผู้ใช้สามารถสวมใส่อย่างสะดวกสบาย แต่มีข้อจำกัดคือ ระยะที่เซนเซอร์ตรวจจับได้จะอยู่ที่ประมาณ 1.5 เมตร และผู้ใช้อาจจำกัดความเร็วในการเดิน

จากการทำโครงการนี้เป็นเพียงการศึกษาความเป็นไปได้เท่านั้น ที่ผ่านมายังประสบปัญหา มากจึงต้องใช้เวลาในการแก้ปัญหาหระยะหนึ่ง ดังนั้นอุปกรณ์ชิ้นนี้จึงเป็นอุปกรณ์ต้นแบบที่ยังมีข้อจำกัดในการใช้งานอยู่บ้าง แต่เชื่อแน่ว่าหากได้รับการปรับปรุงและพัฒนาอย่างถูกต้อง ต่อเนื่องแล้วแว่นตาอุลตราโซนิกนี้จะมีประโยชน์อย่างมากในการช่วยเหลือคนตาบอดให้สามารถใช้ชีวิตได้ใกล้เคียงกับคนปกติ

5.2 ปัญหาอุปสรรคและแนวทางในการแก้ไข

1. การตรวจจับวัตถุของเซนเซอร์ได้ระยะยังไม่เป็นที่น่าพอใจคือประมาณ 1.5 เมตร ทำให้เกิดปัญหาในการทำงานโดยรวมของแว่น โดยเฉพาะการสะท้อนกลับของคลื่นเสียงจากวัตถุที่ดูดซับเสียง เช่น เสื้อผ้า ฟองน้ำ เป็นต้น จะสะท้อนกลับมาน้อยกว่าปกติ ทำให้การตรวจจับของเซนเซอร์ได้ระยะทางไม่ไกล ซึ่งเป็นข้อจำกัดของเซนเซอร์ชนิดนี้ การแก้ไขต้องทำการหาวงจรที่สามารถส่งกำลังคลื่นสูงๆ แต่ผลที่ตามมาอาจจะทำให้ค่าใช้จ่ายต้องเพิ่มตามไปด้วย

2. โปรแกรมยังต้องปรับปรุงในเรื่องของการประมวลผลที่ดี

5.3 แนวทางการพัฒนาต่อ

1. พัฒนาในส่วนของตัวเซนเซอร์ให้สามารถรับ-ส่งให้ได้ระยะไกลๆ เนื่องจากจะเป็นประโยชน์ในการตรวจจับวัตถุได้กว้างขึ้น และจะทำให้ประสิทธิภาพในการทำงานของแว่นตาโดยรวมดีขึ้น
2. นำเอาตัวเซนเซอร์มาติดเพิ่มที่แว่นตา เพื่อที่จะให้ครอบคลุมการตรวจจับบริเวณที่จะเดินไปข้างหน้า
3. พัฒนาในส่วนของตัวโปรแกรมให้มีการคำนวณ คิดหรือวิเคราะห์ให้ฉลาดมากขึ้น โดยสามารถที่จะตรวจจับสิ่งกีดขวางได้ถูกต้อง แม่นยำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

ตัวอย่างเอกสารอ้างอิงที่เป็นหนังสือ

- [1] ชีรบูลย์ หล่อวิเชียรรุ่ง และนคร ภัคดีชาติ “ปฏิบัติการไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS – 51 ด้วยโปรแกรมภาษาซี” สำนักพิมพ์อินโนเวทีฟ เอ็กเพอริเมนต์ กรุงเทพฯ
- [2] วรพจน์ กรแก้ววัฒนกุล “เรียนรู้และปฏิบัติการไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS – 51” สำนักพิมพ์อินโนเวทีฟ เอ็กเพอริเมนต์ กรุงเทพฯ
- [3] ร.อ. วาที ปริยพงศ์ “เส้นทางสู่นักประดิษฐ์หุ่นยนต์” สำนักพิมพ์สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น) กรุงเทพฯ
- [4] Ramakant A. Gayakwad, 2000, “Op-Amps and Linear Integrated Circuits”, New Jersey, Prentice Hall.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก A โปรแกรมประมวลผล

```

#include <reg52.h>

unsigned char count, check;
unsigned int rev, rev_a, rev_b;

void delay (int i)
{
    int j;
    for (j=0; j<=i; j++ );
}

void service() interrupt 0
{
    count++;
    if(count==1) // first time
    {
        rev_a = rev; // keep timer round for reference
        rev = 0;
    }
    if(count>1)
    {
        check = 1;
        rev = 0;
        while(check)
        {
            EX1 = 1;
            rev++;
        }
    }
    if(count>99)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

}
void service_2() interrupt 2
{
    rev_b = rev;
    rev = 0;
    check = 0;
    EX1 = 0;
    if(rev_a > rev_b)
    {
        P2 = 0xFF;
        delay(150);
        P2 = 0x00;
    }
}
void main()
{
    count=0;
    rev=0;
    IE = 0x81;
    IP = 0x04;
    While(1)
        rev++;
}

```

---- END ----

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก B เอกสารไอซี

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR'S

www.fairchildsemi.com

LM555/NE555/SA555

Single Timer

Features

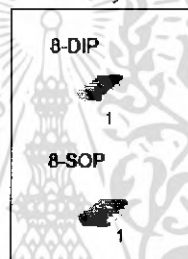
- High Current Drive Capability (200mA)
- Adjustable Duty Cycle
- Temperature Stability of 0.005%/°C
- Timing From μ Sec to Hours
- Turn off Time Less Than 2 μ Sec

Applications

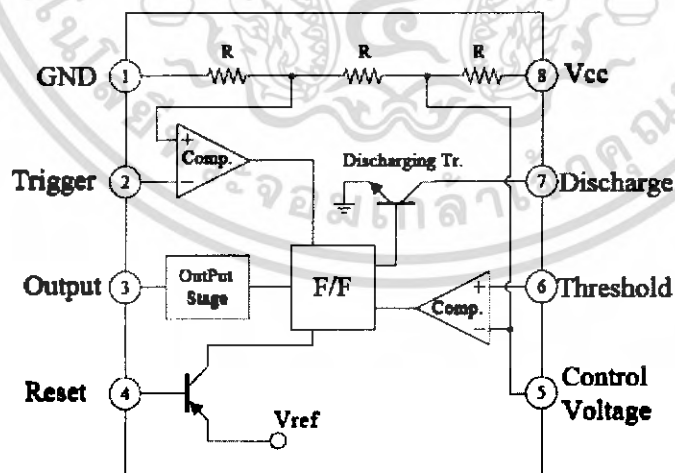
- Precision Timing
- Pulse Generation
- Time Delay Generation
- Sequential Timing

Description

The LM555/NE555/SA555 is a highly stable controller capable of producing accurate timing pulses. With a monostable operation, the time delay is controlled by one external resistor and one capacitor. With an astable operation, the frequency and duty cycle are accurately controlled by two external resistors and one capacitor.



Internal Block Diagram



Rev. 1.0.3

©2002 Fairchild Semiconductor Corporation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM555/NE555/SA555

Absolute Maximum Ratings (TA = 25°C)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	VCC	18	V
Lead Temperature (Soldering 10sec)	TLEAD	300	°C
Power Dissipation	P _D	600	mW
Operating Temperature Range LM555/NE555 SA555	T _{OPR}	0 ~ +70 -40 ~ +95	°C
Storage Temperature Range	T _{STG}	-65 ~ +150	°C



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics

($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5 - 15\text{V}$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	-	4.5	-	16	V
Supply Current (Low Stable) (Note 1)	I_{CC}	$V_{CC} = 5\text{V}$, $R_L = \infty$	-	3	6	mA
		$V_{CC} = 15\text{V}$, $R_L = \infty$	-	7.5	15	mA
Timing Error (Monostable) Initial Accuracy (Note 2) Drift with Temperature (Note 4) Drift with Supply Voltage (Note 4)	ACCUR $\Delta t/\Delta T$ $\Delta t/\Delta V_{CC}$	$R_A = 1\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$	-	1.0 50 0.1	3.0 - - 0.5	% ppm/ $^\circ\text{C}$ %/V
Timing Error (Astable) Initial Accuracy (Note 2) Drift with Temperature (Note 4) Drift with Supply Voltage (Note 4)	ACCUR $\Delta t/\Delta T$ $\Delta t/\Delta V_{CC}$	$R_A = 1\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$	-	2.25 150 0.3	- - - -	% ppm/ $^\circ\text{C}$ %/V
Control Voltage	V_C	$V_{CC} = 15\text{V}$	9.0	10.0	11.0	V
		$V_{CC} = 5\text{V}$	2.6	3.33	4.0	V
Threshold Voltage	V_{TH}	$V_{CC} = 15\text{V}$	-	10.0	-	V
		$V_{CC} = 5\text{V}$	-	3.33	-	V
Threshold Current (Note 3)	I_{TH}	-	-	0.1	0.25	μA
Trigger Voltage	V_{TR}	$V_{CC} = 5\text{V}$	1.1	1.67	2.2	V
		$V_{CC} = 15\text{V}$	4.5	5	5.6	V
Trigger Current	I_{TR}	$V_{TR} = 0\text{V}$	-	0.01	2.0	μA
Reset Voltage	V_{RST}	-	0.4	0.7	1.0	V
Reset Current	I_{RST}	-	-	0.1	0.4	mA
Low Output Voltage	V_{OL}	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SINK} = 10\text{mA}$	-	0.06	0.25	V
		$I_{SINK} = 50\text{mA}$	-	0.3	0.75	V
		$V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SINK} = 5\text{mA}$	-	0.05	0.35	V
High Output Voltage	V_{OH}	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SOURCE} = 200\text{mA}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$	12.75	12.5 13.3	-	V V
		$V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$	2.75	3.3	-	V
Rise Time of Output (Note 4)	t_R	-	-	100	-	ns
Fall Time of Output (Note 4)	t_F	-	-	100	-	ns
Discharge Leakage Current	I_{LKG}	-	-	20	100	nA

Notes:

- When the output is high, the supply current is typically 1mA less than at $V_{CC} = 5\text{V}$.
- Tested at $V_{CC} = 5.0\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$.
- This will determine the maximum value of $R_A + R_B$ for 15V operation, the max. total $R = 20\text{M}\Omega$, and for 5V operation, the max. total $R = 6.7\text{M}\Omega$.
- These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Information

Table 1 below is the basic operating table of 555 timer:

Table 1. Basic Operating Table

Threshold Voltage (V _{th})(PIN 6)	Trigger Voltage (V _{tr})(PIN 2)	Reset(PIN 4)	Output(PIN 3)	Discharging Tr. (PIN 7)
Don't care	Don't care	Low	Low	ON
$V_{th} > 2V_{cc} / 3$	$V_{tr} > 2V_{cc} / 3$	High	Low	ON
$V_{cc} / 3 < V_{th} < 2V_{cc} / 3$	$V_{cc} / 3 < V_{tr} < 2V_{cc} / 3$	High	-	-
$V_{th} < V_{cc} / 3$	$V_{tr} < V_{cc} / 3$	High	High	OFF

When the low signal input is applied to the reset terminal, the timer output remains low regardless of the threshold voltage or the trigger voltage. Only when the high signal is applied to the reset terminal, the timer's output changes according to threshold voltage and trigger voltage.

When the threshold voltage exceeds 2/3 of the supply voltage while the timer output is high, the timer's internal discharge Tr. turns on, lowering the threshold voltage to below 1/3 of the supply voltage. During this time, the timer output is maintained low. Later, if a low signal is applied to the trigger voltage so that it becomes 1/3 of the supply voltage, the timer's internal discharge Tr. turns off, increasing the threshold voltage and driving the timer output again at high.

1. Monostable Operation

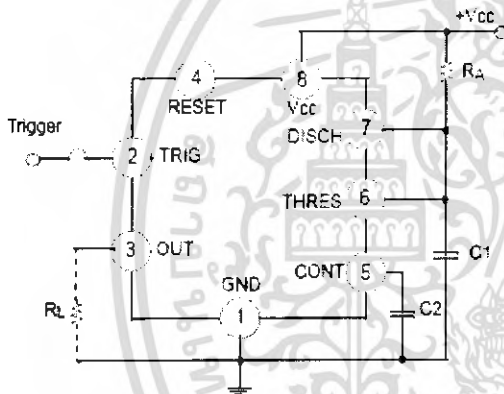


Figure 1. Monostable Circuit

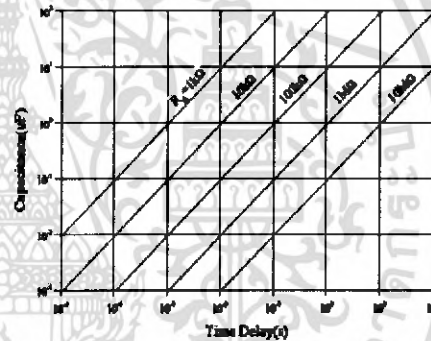


Figure 2. Resistance and Capacitance vs. Time delay(td)

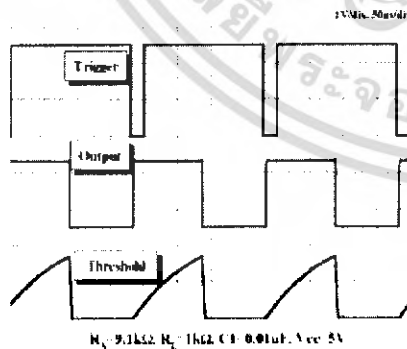


Figure 3. Waveforms of Monostable Operation

Figure 1 illustrates a monostable circuit. In this mode, the timer generates a fixed pulse whenever the trigger voltage falls below $V_{CC}/3$. When the trigger pulse voltage applied to the #2 pin falls below $V_{CC}/3$ while the timer output is low, the timer's internal flip-flop turns the discharging Tr. off and causes the timer output to become high by charging the external capacitor C1 and setting the flip-flop output at the same time.

The voltage across the external capacitor C1, V_{C1} increases exponentially with the time constant $\tau=R_A \cdot C$ and reaches $2V_{CC}/3$ at $t_d=1.1R_A \cdot C$. Hence, capacitor C1 is charged through resistor R_A . The greater the time constant $R_A C$, the longer it takes for the V_{C1} to reach $2V_{CC}/3$. In other words, the time constant $R_A C$ controls the output pulse width.

When the applied voltage to the capacitor C1 reaches $2V_{CC}/3$, the comparator on the trigger terminal resets the flip-flop, turning the discharging Tr. on. At this time, C1 begins to discharge and the timer output converts to low.

In this way, the timer operating in the monostable repeats the above process. Figure 2 shows the time constant relationship based on R_A and C. Figure 3 shows the general waveforms during the monostable operation.

It must be noted that, for a normal operation, the trigger pulse voltage needs to maintain a minimum of $V_{CC}/3$ before the timer output turns low. That is, although the output remains unaffected even if a different trigger pulse is applied while the output is high, it may be affected and the waveform does not operate properly if the trigger pulse voltage at the end of the output pulse remains at below $V_{CC}/3$. Figure 4 shows such a timer output abnormality.

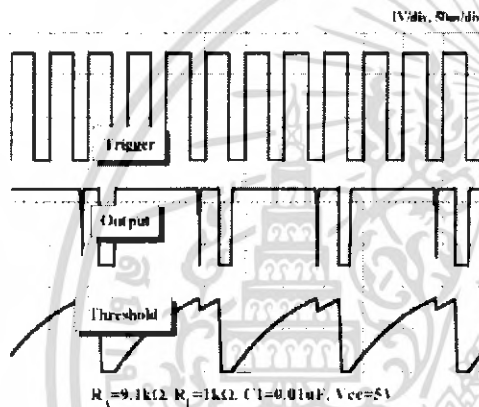


Figure 4. Waveforms of Monostable Operation (abnormal)

2. Astable Operation

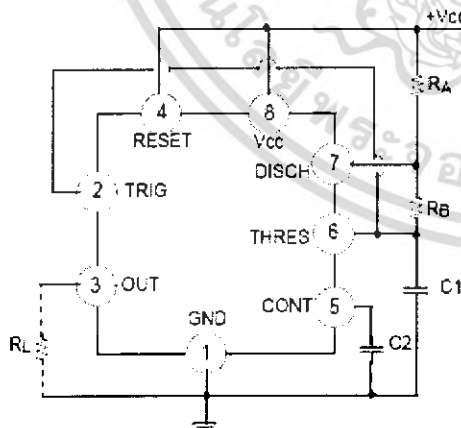


Figure 5. Astable Circuit

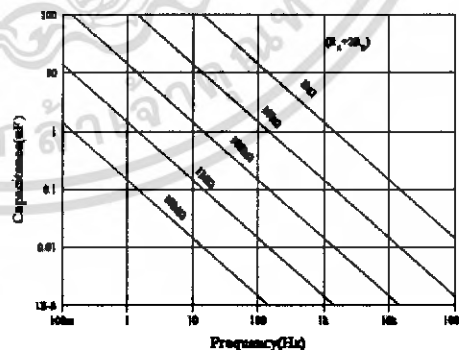


Figure 6. Capacitance and Resistance vs. Frequency

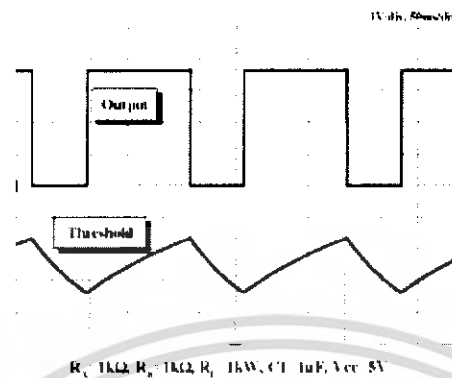
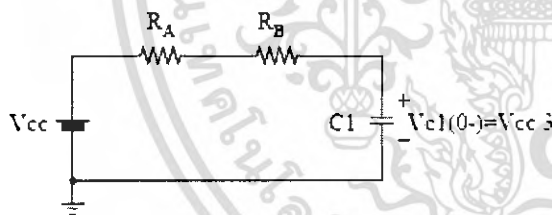


Figure 7. Waveforms of Astable Operation

An astable timer operation is achieved by adding resistor R_B to Figure 1 and configuring as shown on Figure 5. In the astable operation, the trigger terminal and the threshold terminal are connected so that a self-trigger is formed, operating as a multi vibrator. When the timer output is high, its internal discharging T_r turns off and the V_{C1} increases by exponential function with the time constant $(R_A + R_B) \cdot C$.

When the V_{C1} , or the threshold voltage, reaches $2V_{CC}/3$, the comparator output on the trigger terminal becomes high, resetting the F/F and causing the timer output to become low. This in turn turns on the discharging T_r and the $C1$ discharges through the discharging channel formed by R_B and the discharging T_r . When the V_{C1} falls below $V_{CC}/3$, the comparator output on the trigger terminal becomes high and the timer output becomes high again. The discharging T_r turns off and the V_{C1} rises again.

In the above process, the section where the timer output is high is the time it takes for the V_{C1} to rise from $V_{CC}/3$ to $2V_{CC}/3$, and the section where the timer output is low is the time it takes for the V_{C1} to drop from $2V_{CC}/3$ to $V_{CC}/3$. When timer output is high, the equivalent circuit for charging capacitor $C1$ is as follows:



$$C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{V_{CC} - V_{C1}(0-)}{R_A + R_B} \quad (1)$$

$$V_{C1}(0+) = V_{CC}/3 \quad (2)$$

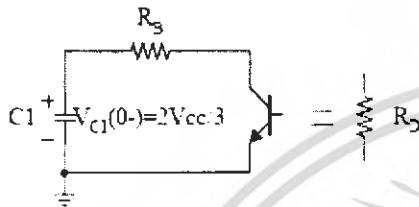
$$V_{C1}(t) = V_{CC} \left(1 - \frac{2}{3} e^{-\left(\frac{t}{(R_A + R_B)C_1} \right)} \right) \quad (3)$$

Since the duration of the timer output high state (t_H) is the amount of time it takes for the $V_{C1}(t)$ to reach $2V_{CC}/3$,

$$V_{C1}(t) = \frac{2}{3}V_{CC} = V_{CC} \left(1 - \frac{2}{3} e^{-\frac{t}{(R_A - R_B)C_1}} \right) \quad (4)$$

$$t_H = C_1(R_A - R_B) \ln 2 = 0.693(R_A - R_B)C_1 \quad (5)$$

The equivalent circuit for discharging capacitor C_1 , when timer output is low is, as follows:



$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} + \frac{1}{R_A + R_B} V_{C1} = 0 \quad (6)$$

$$V_{C1}(t) = \frac{2}{3} V_{CC} e^{-\frac{t}{(R_A - R_B)C_1}} \quad (7)$$

Since the duration of the timer output low state (t_L) is the amount of time it takes for the $V_{C1}(t)$ to reach $V_{CC}/3$,

$$\frac{1}{3} V_{CC} = \frac{2}{3} V_{CC} e^{-\frac{t}{(R_A - R_B)C_1}} \quad (8)$$

$$t_L = C_1(R_B - R_D) \ln 2 = 0.693(R_B - R_D)C_1 \quad (9)$$

Since R_D is normally $R_B \gg R_D$ although related to the size of discharging T_r , $t_L = 0.693R_B C_1$ (10)

Consequently, if the timer operates in astable, the period is the same with $T = t_H + t_L = 0.693(R_A + R_B)C_1 + 0.693R_B C_1 = 0.693(R_A + 2R_B)C_1$ because the period is the sum of the charge time and discharge time. And since frequency is the reciprocal of the period, the following applies.

$$\text{frequency, } f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C_1} \quad (11)$$

3. Frequency divider

By adjusting the length of the timing cycle, the basic circuit of Figure 1 can be made to operate as a frequency divider. Figure 8, illustrates a divide-by-three circuit that makes use of the fact that retriggering cannot occur during the timing cycle.

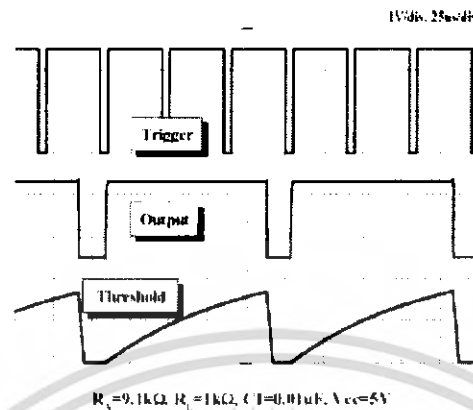


Figure 8. Waveforms of Frequency Divider Operation

4. Pulse Width Modulation

The timer output waveform may be changed by modulating the control voltage applied to the timer's pin 5 and changing the reference of the timer's internal comparators. Figure 9 illustrates the pulse width modulation circuit.

When the continuous trigger pulse train is applied in the monostable mode, the timer output width is modulated according to the signal applied to the control terminal. Sine wave as well as other waveforms may be applied as a signal to the control terminal. Figure 10 shows the example of pulse width modulation waveform.

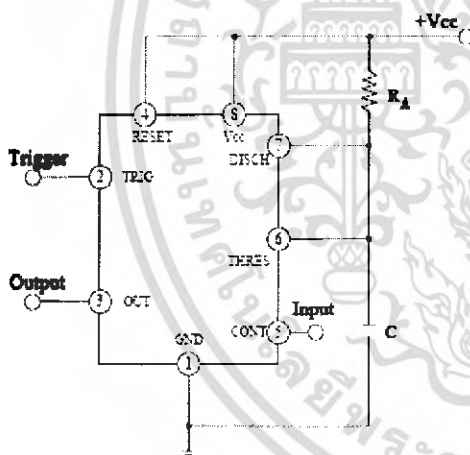


Figure 9. Circuit for Pulse Width Modulation

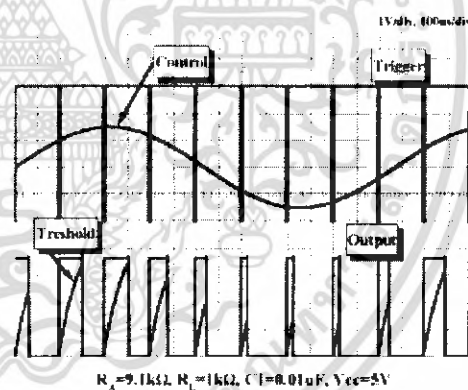


Figure 10. Waveforms of Pulse Width Modulation

5. Pulse Position Modulation

If the modulating signal is applied to the control terminal while the timer is connected for the astable operation as in Figure 11, the timer becomes a pulse position modulator.

In the pulse position modulator, the reference of the timer's internal comparators is modulated which in turn modulates the timer output according to the modulation signal applied to the control terminal.

Figure 12 illustrates a sine wave for modulation signal and the resulting output pulse position modulation; however, any wave shape could be used.

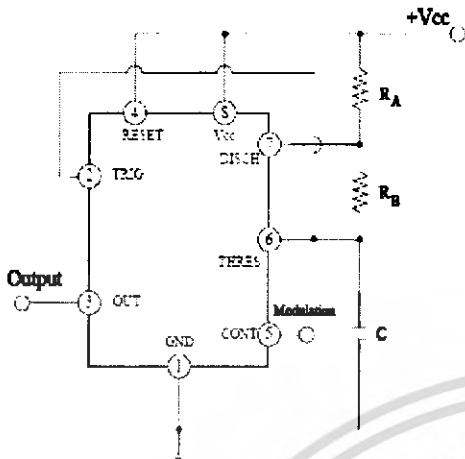


Figure 11. Circuit for Pulse Position Modulation

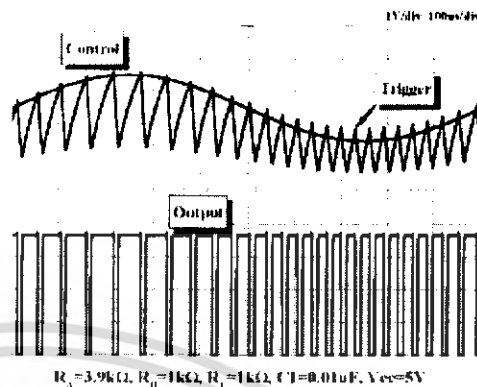


Figure 12. Waveforms of pulse position modulation

6. Linear Ramp

When the pull-up resistor R_A in the monostable circuit shown in Figure 1 is replaced with constant current source, the V_{C1} increases linearly, generating a linear ramp. Figure 13 shows the linear ramp generating circuit and Figure 14 illustrates the generated linear ramp waveforms.

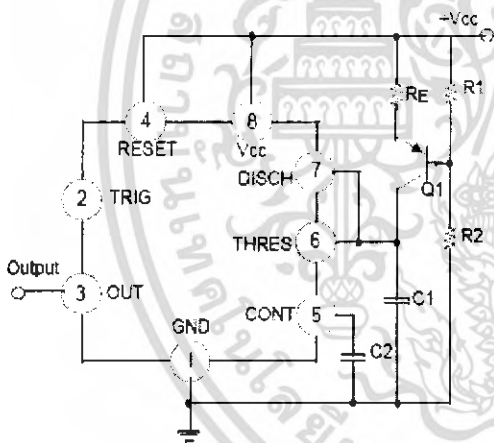


Figure 13. Circuit for Linear Ramp

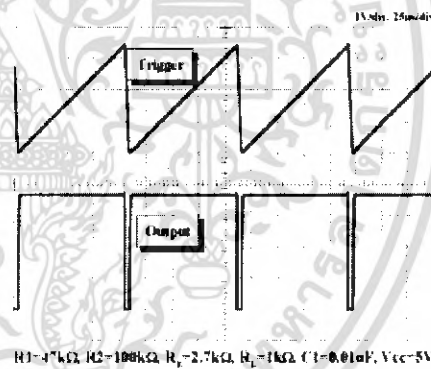


Figure 14. Waveforms of Linear Ramp

In Figure 13, current source is created by PNP transistor $Q1$ and resistor $R1$, $R2$, and R_E .

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_E}{R_E} \quad (12)$$

Here, V_E is

$$V_E = V_{BE} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (13)$$

For example, if $V_{CC}=15V$, $R_E=20k\Omega$, $R_1=5k\Omega$, $R_2=10k\Omega$ and $V_{BE}=0.7V$,
 $V_E=0.7V - 10V = 10.7V$
 $I_C = (15 - 10.7) / 20k = 0.215mA$

When the trigger starts in a timer configured as shown in Figure 13, the current flowing through capacitor C1 becomes a constant current generated by PNP transistor and resistors.

Hence, the VC is a linear ramp function as shown in Figure 14. The gradient S of the linear ramp function is defined as follows:

$$S = \frac{V_{p-p}}{T} \quad (14)$$

Here the V_{p-p} is the peak-to-peak voltage.

If the electric charge amount accumulated in the capacitor is divided by the capacitance, the VC comes out as follows:

$$V = Q \cdot C \quad (15)$$

The above equation divided on both sides by T gives us

$$\frac{V}{T} = \frac{Q \cdot T}{C} \quad (16)$$

and may be simplified into the following equation.

$$S = I \cdot C \quad (17)$$

In other words, the gradient of the linear ramp function appearing across the capacitor can be obtained by using the constant current flowing through the capacitor.

If the constant current flow through the capacitor is 0.215mA and the capacitance is 0.02μF, the gradient of the ramp function at both ends of the capacitor is $S = 0.215 \text{mA} \cdot 0.02 \mu\text{F} = 9.77 \text{V} \cdot \text{ms}$.

Tone decoder/phase-locked loop

NE/SE567

DESCRIPTION

The NE/SE567 tone and frequency decoder is a highly stable phase-locked loop with synchronous AM lock detection and power output circuitry. Its primary function is to drive a load whenever a sustained frequency within its detection band is present at the self-biased input. The bandwidth center frequency and output delay are independently determined by means of four external components.

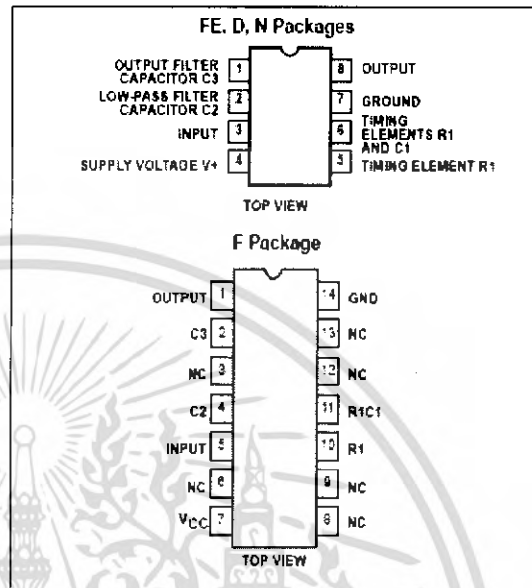
FEATURES

- Wide frequency range (.01Hz to 500kHz)
- High stability of center frequency
- Independently controllable bandwidth (up to 14%)
- High out-band signal and noise rejection
- Logic-compatible output with 100mA current sinking capability
- Inherent immunity to false signals
- Frequency adjustment over a 20-to-1 range with an external resistor
- Military processing available

APPLICATIONS

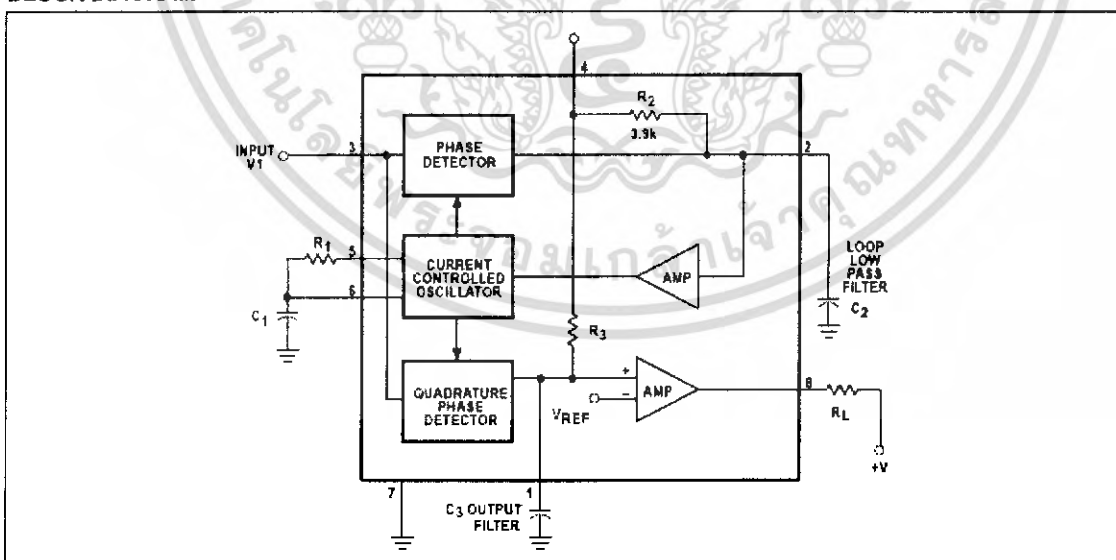
- Touch-Tone® decoding
- Carrier current remote controls
- Ultrasonic controls (remote TV, etc.)
- Communications paging

PIN CONFIGURATIONS



- Frequency monitoring and control
- Wireless intercom
- Precision oscillator

BLOCK DIAGRAM



® Touch-Tone is a registered trademark of AT&T

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tone decoder/phase-locked loop

NE/SE567

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
8-Pin Plastic SO	0 to +70°C	NE567D	0174C
14-Pin Cerdip	0 to +70°C	NE567F	0581B
8-Pin Plastic DIP	0 to +70°C	NE567N	0404B
8-Pin Plastic SO	-55°C to +125°C	SE567D	0174C
8-Pin Cerdip	-55°C to +125°C	SE567FE	0581B
8-Pin Plastic DIP	-55°C to +125°C	SE567N	0404B

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
T _A	Operating temperature	0 to +70	°C
	NE567 SE567	-55 to +125	°C
V _{CC}	Operating voltage	10	V
V ₊	Positive voltage at input	0.5 + V _S	V
V ₋	Negative voltage at input	-10	V _{CC}
V _{OUT}	Output voltage (collector of output transistor)	15	V _{CC}
T _{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	°C
P _D	Power dissipation	300	mW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tone decoder/phase-locked loop

NE/SE567

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V₊ = 5.0V; T_A = 25°C, unless otherwise specified.

SYM-BOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE567			NE567			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Center frequency¹									
f _C	Highest center frequency			500			500		kHz
f _C	Center frequency stability ²	-55 to +125°C 0 to +70°C		35 ±140 36 ±60			35 ±140 35 ±60		ppm/°C ppm/°C
f _C	Center frequency distribution	f _C = 100kHz - $\frac{1}{1.1R_1 C_1}$	-10	0	+10	-10	0	+10	%
f _C	Center frequency shift with supply voltage	f _C = 100kHz - $\frac{1}{1.1R_1 C_1}$		0.5	1		0.7	2	%/V
Detection bandwidth									
BW	Largest detection bandwidth	f _C = 100kHz - $\frac{1}{1.1R_1 C_1}$	12	14	16	10	14	18	% of f _C
BW	Largest detection bandwidth skew			2	4		3	6	% of f _C
BW	Largest detection bandwidth—variation with temperature	V _I = 300mV _{RMS}		±0.1			±0.1		%/°C
BW	Largest detection bandwidth—variation with supply voltage	V _I = 300mV _{RMS}		±2			±2		%/V
Input									
R _{IN}	Input resistance		15	20	25	15	20	25	kΩ
V _I	Smallest detectable input voltage ³	I _L = 100mA, f _I = f _C		20	25		20	25	mV _{RMS}
	Largest no-output input voltage ⁴	I _L = 100mA, f _I = f _C	10	15		10	15		mV _{RMS}
	Greatest simultaneous out-band signal-to-in-band signal ratio			+6			+6		dB
	Minimum input signal to wide-band noise ratio	B _n = 140kHz		-6			-6		dB
Output									
	Fastest on-off cycling rate			f _C /20			f _C /20		
	"1" output leakage current	V _O = 15V		0.01	25		0.01	25	μA
	"0" output voltage	I _L = 30mA I _L = 100mA		0.2	0.4		0.2	0.4	V
				0.6	1.0		0.6	1.0	V
t _F	Output fall time ³	R _L = 50Ω		30			30		ns
t _R	Output rise time ³	R _L = 50Ω		150			150		ns
General									
V _{CC}	Operating voltage range		4.75		9.0	4.75		9.0	V
	Supply current quiescent			6	8		7	10	mA
	Supply current—activated	R _L = 20kΩ		11	13		12	15	mA
I _{DD}	Quiescent power dissipation			30			35		mW

NOTES:

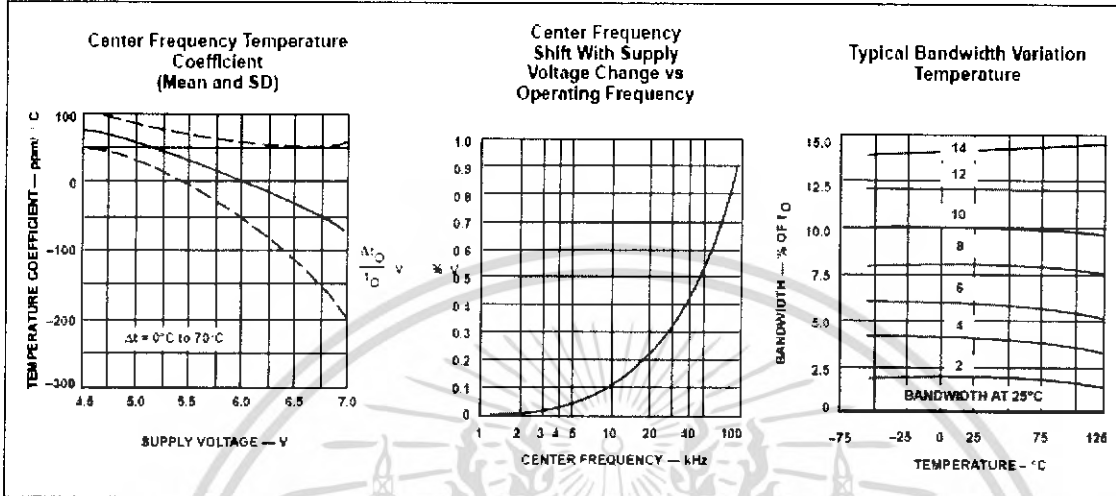
- Frequency determining resistor R₁ should be between 2 and 20kΩ.
- Applicable over 4.75V to 5.75V. See graphs for more detailed information.
- Pin 8 to Pin 1 feedback R_L network selected to eliminate pulsing during turn-on and turn-off.
- With R₂ = 130kΩ from Pin 1 to V₊. See Figure 1.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tone decoder/phase-locked loop

NE/SE567

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)



DESIGN FORMULAS

$$f_0 = \frac{1}{1.1R_1 C_1}$$

$$BW = 1070 \frac{V_1}{f_0 C_2} \text{ n \% of } f_0$$

$$V_1 = 200mV_{RMS}$$

Where

V_1 =Input voltage (V_{RMS})
 C_2 =Low-pass filter capacitor (μF)

PHASE-LOCKED LOOP TERMINOLOGY CENTER FREQUENCY (f_0)

The free-running frequency of the current controlled oscillator (CCO) in the absence of an input signal.

Detection Bandwidth (BW)

The frequency range, centered about f_0 , within which an input signal above the threshold voltage (typically $20mV_{RMS}$) will cause a logical zero state on the output. The detection bandwidth corresponds to the loop capture range.

Lock Range

The largest frequency range within which an input signal above the threshold voltage will hold a logical zero state on the output.

Detection Band Skew

A measure of how well the detection band is centered about the center frequency, f_0 . The skew is defined as $(f_{MAX} + f_{MIN} - 2f_0) / 2f_0$ where f_{max} and f_{min} are the frequencies corresponding to the edges of the detection band. The skew can be reduced to zero if necessary by means of an optional centering adjustment.

OPERATING INSTRUCTIONS

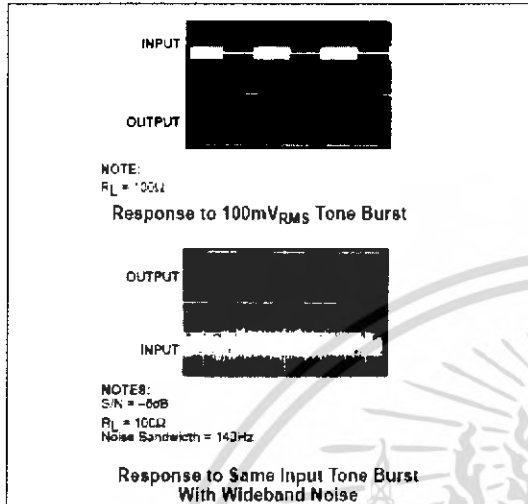
Figure 1 shows a typical connection diagram for the 567. For most applications, the following three-step procedure will be sufficient for choosing the external components R_1 , C_1 , C_2 and C_3 .

1. Select R_1 and C_1 for the desired center frequency. For best temperature stability, R_1 should be between 2K and 20K ohm, and the combined temperature coefficient of the R_1C_1 product should have sufficient stability over the projected temperature range to meet the necessary requirements.
2. Select the low-pass capacitor, C_2 , by referring to the Bandwidth versus Input Signal Amplitude graph. If the input amplitude variation is known, the appropriate value of $f_0 \cdot C_2$ necessary to give the desired bandwidth may be found. Conversely, an area of operation may be selected on this graph and the input level and C_2 may be adjusted accordingly. For example, constant bandwidth operation requires that input amplitude be above $200mV_{RMS}$. The bandwidth, as noted on the graph, is then controlled solely by the $f_0 \cdot C_2$ product (f_0 (Hz), C_2 (μF)).

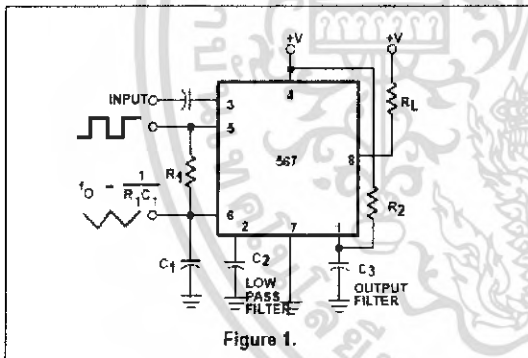
Tone decoder/phase-locked loop

NE/SE567

TYPICAL RESPONSE



3. The value of C3 is generally non-critical. C3 sets the band edge of a low-pass filter which attenuates frequencies outside the detection band to eliminate spurious outputs. If C3 is too small, frequencies just outside the detection band will switch the output stage on and off at the beat frequency, or the output may pulse on and off during the turn-on transient. If C3 is too large, turn-on and turn-off of the



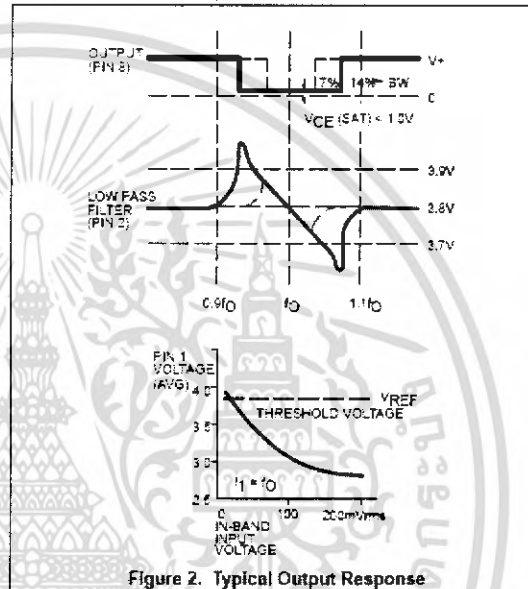
output stage will be delayed until the voltage on C3 passes the threshold voltage. (Such delay may be desirable to avoid spurious outputs due to transient frequencies.) A typical minimum value for C3 is $2C_2$.

4. Optional resistor R2 sets the threshold for the largest 'no output' input voltage. A value of 130kΩ is used to assure the tested limit of 10mV_{RMS} min. This resistor can be referenced to ground for increased sensitivity. The explanation can be found in the 'optional controls' section which follows.

AVAILABLE OUTPUTS (Figure 1)

The primary output is the uncommitted output transistor collector, Pin 8. When an in-band input signal is present, this transistor

saturates; its collector voltage being less than 1.0 volt (typically 0.6V) at full output current (100mA). The voltage at Pin 2 is the phase detector output which is a linear function of frequency over the range of 0.95 to 1.05 f_0 with a slope of about 20mV per percent of frequency deviation. The average voltage at Pin 1 is, during lock, a function of the in-band input amplitude in accordance with the transfer characteristic given. Pin 5 is the controlled oscillator square wave output of magnitude $(+V - 2V_{BE}) = (+V - 1.4V)$ having a DC average of $+V/2$. A 1kΩ load may be driven from pin 5. Pin 6 is an exponential triangle of 1V_{p-p} with an average DC level of $+V/2$. Only high impedance loads may be



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tone decoder/phase-locked loop

NE/SE567

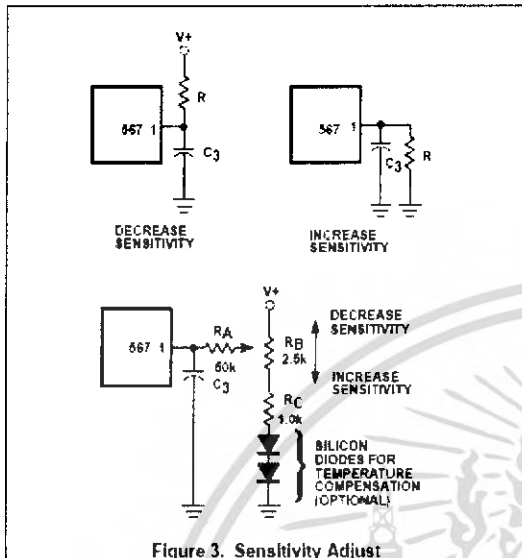


Figure 3. Sensitivity Adjust

connected to pin 6 without affecting the CCO duty cycle or temperature stability.

OPERATING PRECAUTIONS

A brief review of the following precautions will help the user achieve the high level of performance of which the 567 is capable.

1. Operation in the high input level mode (above 200mV) will free the user from bandwidth variations due to changes in the in-band signal amplitude. The input stage is now limiting, however, so that out-band signals or high noise levels can cause an apparent bandwidth reduction as the in-band signal is suppressed. Also, the limiting action will create in-band components from sub-harmonic signals, so the 567 becomes sensitive to signals at $f_0/3$, $f_0/5$, etc.
2. The 567 will lock onto signals near $(2n+1)f_0$, and will give an output for signals near $(4n+1)f_0$ where $n=0, 1, 2$, etc. Thus, signals at $5f_0$ and $9f_0$ can cause an unwanted output. If such signals are anticipated, they should be attenuated before reaching the 567 input.
3. Maximum immunity from noise and out-band signals is afforded in the low input level (below 200mV_{RMS}) and reduced bandwidth operating mode. However, decreased loop damping causes the worst-case lock-up time to increase, as shown by the Greatest Number of Cycles Before Output vs Bandwidth graph.
4. Due to the high switching speeds (20ns) associated with 567 operation, care should be taken in lead routing. Lead lengths should be kept to a minimum. The power supply should be adequately bypassed close to the 567 with a 0.01µF or greater capacitor; grounding paths should be carefully chosen to avoid ground loops and unwanted voltage variations. Another factor which must be considered is the effect of load energization on the power supply. For example, an incandescent lamp typically draws 10 times rated current at turn-on. This can be somewhat greater when the output stage is made less sensitive, rejection of third harmonics or in-band harmonics (of lower frequency signals) is also improved.

cause supply voltage fluctuations which could, for example, shift the detect on band of narrow-band systems sufficiently to cause momentary loss of lock. The result is a low-frequency oscillation into and out of lock. Such effects can be prevented by supplying heavy load currents from a separate supply or increasing the supply filter capacitor.

SPEED OF OPERATION

Minimum lock-up time is related to the natural frequency of the loop. The lower it is, the longer becomes the turn-on transient. Thus, maximum operating speed is obtained when C_2 is at a minimum. When the signal is first applied, the phase may be such as to initially drive the controlled oscillator away from the incoming frequency rather than toward it. Under this condition, which is of course unpredictable, the lock-up transient is at its worst and the theoretical minimum lock-up time is not achievable. We must simply wait for the transient to die out.

The following expressions give the values of C_2 and C_3 which allow highest operating speeds for various band center frequencies. The minimum rate at which digital information may be detected without information loss due to the turn-on transient or output chatter is about 10 cycles per bit, corresponding to an information transfer rate of $f_0/10$ baud.

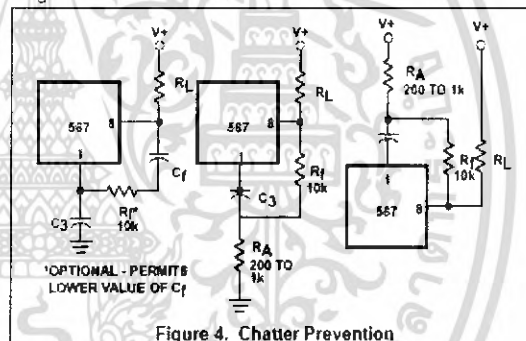


Figure 4. Chatter Prevention

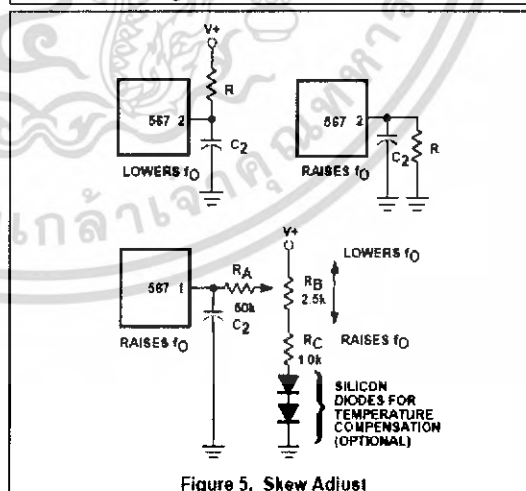


Figure 5. Skew Adjust

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tone decoder/phase-locked loop

NE/SE567

$$C_2 = \frac{130}{f_0} \text{ F}$$

$$C_3 = \frac{260}{f_0} \text{ F}$$

In cases where turn-off time can be sacrificed to achieve fast turn-on, the optional sensitivity adjustment circuit can be used to move the quiescent C_3 voltage lower (closer to the threshold voltage). However, sensitivity to beat frequencies, noise and extraneous signals will be increased.

OPTIONAL CONTROLS (Figure 3)

The 567 has been designed so that, for most applications, no external adjustments are required. Certain applications, however, will be greatly facilitated if full advantage is taken of the added control possibilities available through the use of additional external components. In the diagrams given, typical values are suggested where applicable. For best results the resistors used, except where noted, should have the same temperature coefficient. Ideally, silicon diodes would be low-resistivity types, such as forward-biased transistor base-emitter junctions. However, ordinary low-voltage diodes should be adequate for most applications.

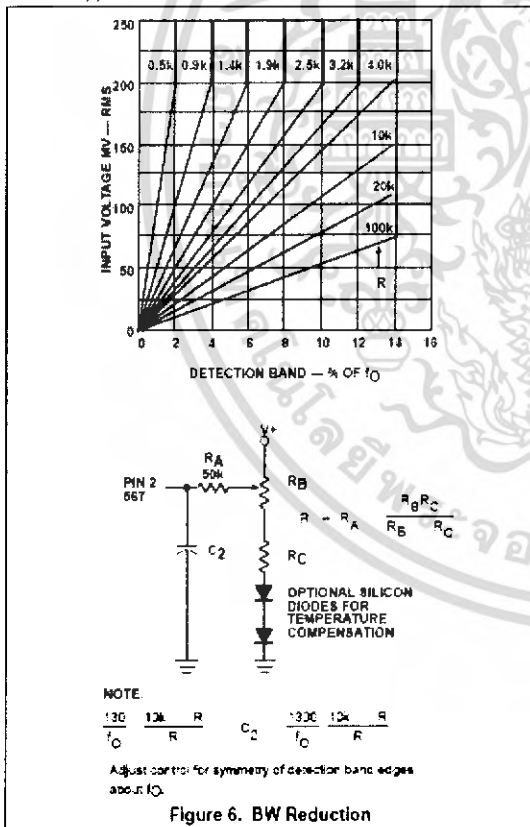


Figure 6. BW Reduction

SENSITIVITY ADJUSTMENT (Figure 3)

When operated as a very narrow-band detector (less than 8 percent), both C_2 and C_3 are made quite large in order to improve noise and out-band signal rejection. This will inevitably slow the response time. If, however, the output stage is biased closer to the threshold level, the turn-on time can be improved. This is accomplished by drawing additional current to terminal 1. Under this condition, the 567 will also give an output for lower-level signals (10mV or lower).

By adding current to terminal 1, the output stage is biased further away from the threshold voltage. This is most useful when, to obtain maximum operating speed, C_2 and C_3 are made very small. Normally, frequencies just outside the detection band could cause false outputs under this condition. By desensitizing the output stage, the out-band beat notes do not feed through to the output stage. Since the input level must

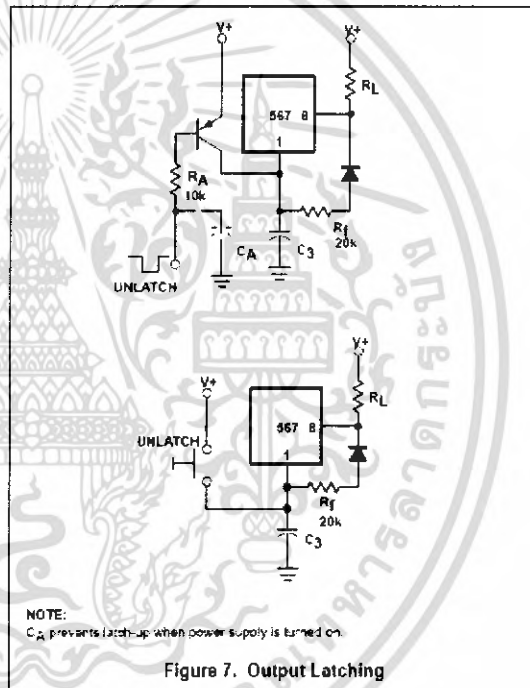


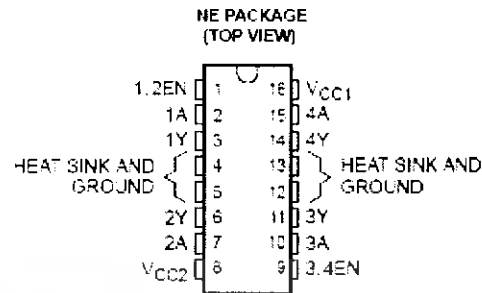
Figure 7. Output Latching

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

L293D QUADRUPLE HALF-H DRIVER

SLRS029A - SEPTEMBER 1986 - REV. 6SD MAY 1990

- 600-mA Output Current Capability Per Driver
- Pulsed Current 1.2-A Per Driver
- Output Clamp Diodes for Inductive Transient Suppression
- Wide Supply Voltage Range 4.5 V to 36 V
- Separate Input-Logic Supply
- Thermal Shutdown
- Internal ESD Protection
- High-Noise-Immunity Inputs
- Functional Replacement for SGS L293D



description

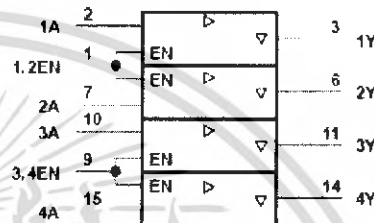
The L293D is a quadruple high-current half-H driver designed to provide bidirectional drive currents of up to 600-mA at voltages from 4.5 V to 36 V. It is designed to drive inductive loads such as relays, solenoids, dc and bipolar stepping motors, as well as other high-current/high-voltage loads in positive-supply applications.

All inputs are TTL-compatible. Each output is a complete totem-pole drive circuit with a Darlington transistor sink and a pseudo-Darlington source. Drivers are enabled in pairs with drivers 1 and 2 enabled by 1,2EN and drivers 3 and 4 enabled by 3,4EN. When an enable input is high, the associated drivers are enabled, and their outputs are active and in phase with their inputs. External high-speed output clamp diodes should be used for inductive transient suppression. When the enable input is low, those drivers are disabled, and their outputs are off and in a high-impedance state. With the proper data inputs, each pair of drivers form a full-H (or bridge) reversible drive suitable for solenoid or motor applications.

A V_{CC1} terminal, separate from V_{CC2} , is provided for the logic inputs to minimize device power dissipation.

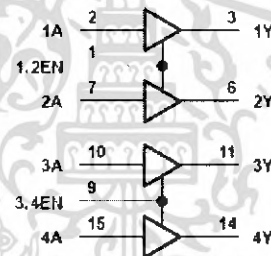
The L293D is designed for operation from 0°C to 70°C.

logic symbol



† This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.

logic diagram



FUNCTION TABLE
(each driver)

INPUTS [†]		OUTPUT
A	EN	Y
H	H	H
L	H	L
X	L	Z

H = high-level, L = low level,
X = irrelevant, Z = high-impedance (off)
† In the thermal shutdown mode, the output is in the high-impedance state regardless of the input levels.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 555303 • DALLAS, TEXAS 75256

Copyright © 1990, Texas Instruments Incorporated

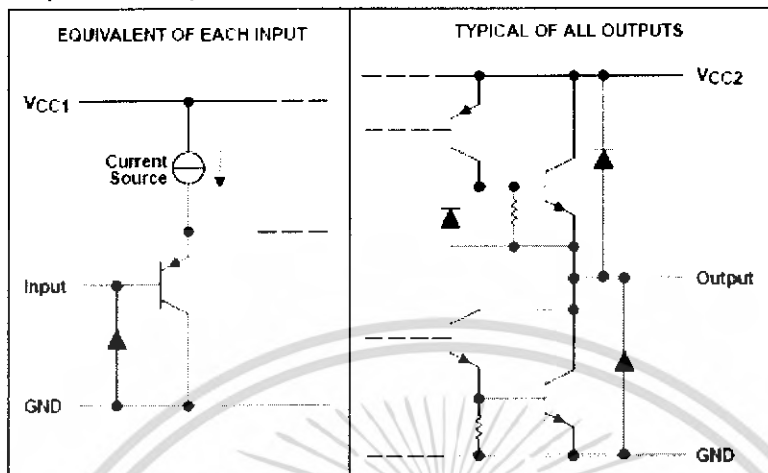
3-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

L293D QUADRUPLE HALF-H DRIVER

3-R3008A - SEPTEMBER 1986 - REVISED MAY 1990

schematics of inputs and outputs



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Logic supply voltage range, V_{CC1} (see Note 1)	36 V
Output supply voltage range, V_{CC2}	36 V
Input voltage range, V_I	7 V
Output voltage range, V_O	-3 V to $V_{CC2} + 3$ V
Peak output current (nonrepetitive, $t \leq 100 \mu\text{s}$)	± 1.2 A
Continuous output current, I_O	± 600 mA
Continuous total dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Notes 2 and 3)	2075 mW
Continuous total dissipation at 80°C case temperature (see Note 3)	5000 mW
Operating case or virtual junction temperature range, T_J	-40°C to 150°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

- NOTES: 1. All voltage values are with respect to the network ground terminal.
 2. For operation above 25°C free-air temperature, derate linearly at the rate of 16.6 mW/°C.
 3. For operation above 25°C case temperature, derate linearly at the rate of 71.4 mW/°C. Due to variations in individual device electrical characteristics and thermal resistance, the built-in thermal overload protection may be activated at power levels slightly above or below the rated dissipation.

recommended operating conditions

	MIN	MAX	UNIT
Logic supply voltage, V_{CC1}	4.5	7	V
Output supply voltage, V_{CC2}	V_{CC1}	36	V
High-level input voltage, V_{IH}	$V_{CC1} \pm 7$ V	2.3 V_{CC1}	V
	$V_{CC1} \pm 7$ V	2.3	7
Low-level input voltage, V_{IL}	-0.3†	1.5	V
Operating free-air temperature, T_A	0	70	°C

† The algebraic convention, in which the least positive (most negative) value is designated minimum, is used in this data sheet for logic voltage levels.

L293D QUADRUPLE HALF-H DRIVER

SLR5002A – SEPTEMBER 1984 – REVISED MAY 1992

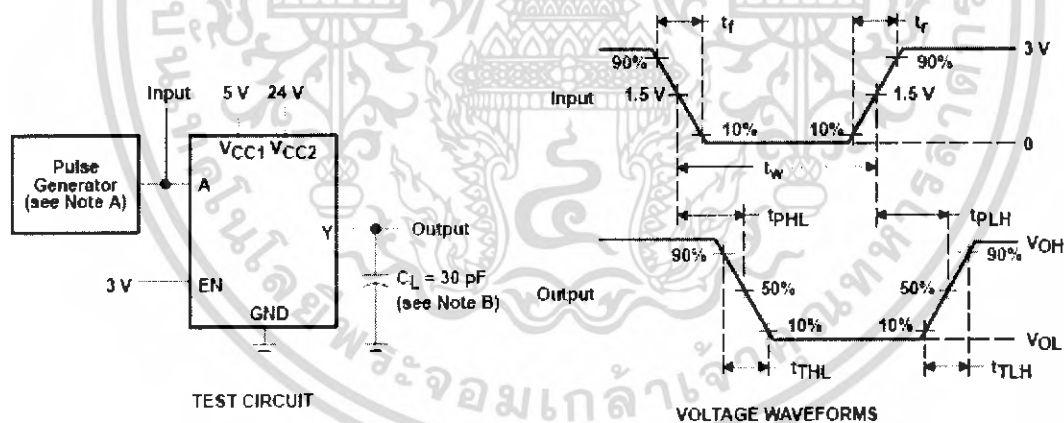
electrical characteristics, $V_{CC1} = 5\text{ V}$, $V_{CC2} = 24\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{OH}	High-level output voltage	$I_{OH} = -0.6\text{ A}$	$V_{CC2} - 1.6$	$V_{CC2} - 1.4$		V
V_{OL}	Low-level output voltage	$I_{OL} = 0.6\text{ A}$		1.2	1.6	V
V_{OKH}	High-level output clamp voltage	$I_{OK} = -0.6\text{ A}$		$V_{CC2} - 1.3$		V
V_{OKL}	Low-level output clamp voltage	$I_{OK} = -0.6\text{ A}$		1.3		V
I_{IH}	High-level input current	A	$V_i = 7\text{ V}$	0.2	100	μA
		EN		0.2	± 10	
I_{IL}	Low-level input current	A	$V_i = 0$	-3	-10	μA
		EN		-2	-100	
I_{CC1}	Logic supply current	$I_O = 0$	All outputs at high level	13	22	mA
			All outputs at low level	35	60	
			All outputs at high impedance	8	24	
I_{CC2}	Output supply current	$I_O = 0$	All outputs at high level	14	24	mA
			All outputs at low level	2	6	
			All outputs at high impedance	2	4	

switching characteristics, $V_{CC1} = 5\text{ V}$, $V_{CC2} = 24\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{PLH}	Propagation delay time, low-to-high-level output from A input		300		ns
t_{PHL}	Propagation delay time, high-to-low-level output from A input		400		ns
t_{TLH}	Transition time, low-to-high-level output	$C_L = 30\text{ pF}$ See Figure 1	300		ns
t_{THL}	Transition time, high-to-low-level output		300		ns

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION



NOTES: A. The pulse generator has the following characteristics: $t_r \leq 10\text{ ns}$, $t_f \leq 10\text{ ns}$, $t_w = 10\text{ }\mu\text{s}$, PRR = 5 kHz, $Z_O = 50\text{ }\Omega$
 B. C_L includes probe and jig capacitance

Figure 1. Test Circuit and Voltage Waveforms

