

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก



นายกฤษฎา รัตนธนาวัฒน์

นางสาวปนัดดา กิตติวรพงษ์

รพ.
ก 279 ด
2539

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี.....

619526988

โครงการพิเศษนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์

คณะวิทยาศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Ultrasonic Thickness Gauge

Mr. Krisada Rattanathanawan

Miss Panadda Kittiworapong



**A Special Project Submitted in Partial Fulfillment of the
Requirement for the Degree of Bachelor of Science**

Department of Applied Physics

Faculty of Science


King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

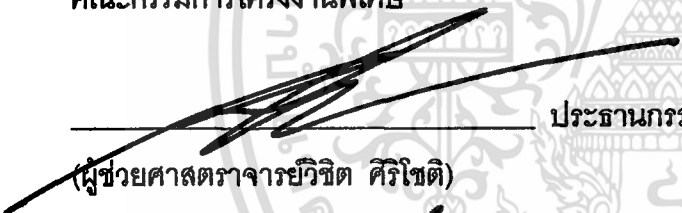
1996

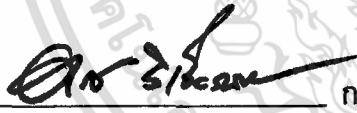
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

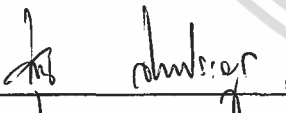
หัวข้อโครงการพิเศษ เครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก
Ultrasonic Thickness Gauge
โดย นายกฤษฎา รัตนธนาวันต์
นางสาวปนัดดา กิตติวรพงษ์
ภาควิชา ฟิสิกส์ประยุกต์
อาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์วิจิต ศรีโชติ
รองศาสตราจารย์ ดร.อารีย์ วิเชียรฉาย

ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
อนุมัติให้แนบโครงการพิเศษฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต


หัวหน้าภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์
(รองศาสตราจารย์สุรพล รักวิชัย)

คณะกรรมการโครงการพิเศษ

ประธานกรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์วิจิต ศรีโชติ)


กรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร.อารีย์ วิเชียรฉาย)


กรรมการ
(อาจารย์สุน จ่างประยูร)

กรรมการ
(อาจารย์ประธาน นุรณศิริ)

ลิขสิทธิ์ของภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงการพิเศษ เครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก
โดย นายกฤษฎา รัตนธนาวันต์
นางสาวปนัดดา กิตติวรพงษ์
อาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์วิจิต ศรีโชติ
รองศาสตราจารย์ ดร.อารีย์ วิเชียรฉาย
ภาควิชา ฟิสิกส์ประยุกต์
ปีการศึกษา 2539

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการพัฒนาเครื่องมือวัดความหนาของวัสดุโดยใช้คลื่นอัลตราโซนิก ด้วยวิธีการคลื่นสะท้อนกลับ(Pulse-echo Method) โดยการวัดเวลาการเคลื่อนที่ไป-กลับของคลื่นอัลตราโซนิกที่แพร่ผ่านเข้าไปในเนื้อของวัสดุ เครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิกประกอบไปด้วยส่วนต่างๆ 4 ส่วนดังนี้คือ 1) วงจรกำเนิดพัลส์สลายแหลม 2) วงจรภาครับ ซึ่งจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณของคลื่นที่สะท้อนกลับมา 3) อัลตราโซนิกโพรบความถี่ 2.25 เมกะเฮิรตซ์ และ 4) ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC ที่บรรจุโปรแกรมอินเทอร์พรีเตอร์ภาษาเบสิก เมื่อส่งสัญญาณจากไมโครคอนโทรลเลอร์ไปทริกโพรบทางด้านส่ง ตัวโพรบจะกำเนิดพัลส์อัลตราโซนิกสั้นๆออกมา และโพรบทางด้านรับก็จะรับพัลส์ที่สะท้อนกลับมาเพื่อนำหยุดไปการนับเวลาของเคาน์เตอร์ โดยการเปรียบเทียบกับวัสดุที่ทราบค่าความเร็วเสียง จะทำให้สามารถวัดค่าความหนาของวัสดุที่ต้องการได้ เครื่องต้นแบบของเครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิกที่สร้างขึ้นมา สามารถวัดความหนาได้ในช่วง 5 มิลลิเมตร จนถึง 50 มิลลิเมตร ความละเอียด 0.1 มิลลิเมตร

Special Project Title	Ultrasonic Thickness Gauge
Name	Mr. Krisada Rattanathanawan Miss Panadda Kittiworapong
Special Project Advisor	Asst. Professor Wichit Sirichote Assoc.Prof.Dr.Aree Vicheanchai
Department	Applied Physics
Academic Year	1996

Abstract

This project is the development of an apparatus for measuring a thickness of the materials by using ultrasonic wave. The principle of the measurement uses a pulse-echo technique, by measuring a time of flight of the ultrasonic pulse propagated in the materials. A prototype ultrasonic gauge consists of 1) a pulser for generating a negative pulse voltage, 2) amplifier and receiver for echo pulse, 3) a 2.25 MHz Tx/Rx ultrasonic probe, and 4) a microcontroller PIC16C57. The pulser was triggered by the microcontroller generating a transmitted ultrasonic pulse and the receiver receives an echo pulse stopping the time of flight measuring counter. By calibrating of known sound velocity samples, then the unknown thickness sample can be determined. The prototype ultrasonic gauge is capable of measuring the thickness ranging from 5 mm to 50 mm. with a resolution of 0.1 mm.

กิติกรรมประกาศ

โครงการพิเศษฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดีก็เพราะได้รับความช่วยเหลือจากผู้มีพระคุณหลายท่าน โดยเฉพาะอย่างยิ่ง นิดา-มารดา ที่ให้กำเนิด ,ดูแลเลี้ยงดูอย่างดีจนมาถึงวันนี้, ให้การสนับสนุน และเป็นกำลังใจเสมอมา

ขอขอบพระคุณ ผศ. วิชิต ศิริโชติ ผู้ให้คำแนะนำ , ความช่วยเหลือ และคำสั่งสอนที่ดีในการดำเนินชีวิต

ขอขอบพระคุณ รศ. ดร. อารีย์ วิเชียรฉาย ที่เอื้อเฟื้อทางด้านทุนทรัพย์ เอื้อเฟื้ออุปกรณ์ที่ยอดเยี่ยมในการทดลอง และคำแนะนำต่างๆ ที่เป็นประโยชน์

ขอขอบพระคุณ พี่ต้อม สำหรับคำแนะนำมากมายและการช่วยเหลือเมื่อมีปัญหา พี่มี สำหรับการแนะนำสโคปสุดยอดที่ใช้ในการทำโครงการ

พี่เอก, พี่นุ้ม สำหรับอุปกรณ์ต่างๆ ที่ขาดเหลือ

พี่ๆ ทุกคนที่เฟรเมีียร์ ๙ ที่คอยช่วยเหลือเมื่อมีปัญหา

ขอขอบคุณ น้องแห่งและน้องมี รุ่น 13, พี่อุ๊ต รุ่น 8, เป๊ป เช่ และวิศรุต ที่มีน้ำใจช่วยเหลือทางด้านเอกสารให้สำเร็จลุล่วง

เปียร์, ตาล, ดาว(วิศว) สำหรับยานพาหนะ

น้องหนึ่ง, เจน, ดิก ที่มีน้ำใจช่วยส่งกลับที่พักยามค่ำมืดดึกดื่น

ตัน, เตย, คี, ภัทร ช่วยซื้อของในยามคับขัน

ฟุ้ง เอื้อเฟื้อคอมพิวเตอร์ในการดาวน์โหลดข้อมูล

น้องอัน เอื้อเฟื้อตะกั่วบัดกรีที่แสนหายาก

และเพื่อนๆ พี่น้องในภาคฟิลิปปินส์ทุกคนที่มีได้กล่าวถึงที่คอยถามไถ่ให้กำลังใจตลอดจนความสนุกสนานที่มอบให้มิได้ขาดตลอด 4 ปีที่ผ่านมา

สุดท้าย ขอขอบคุณสถาบันการศึกษาแห่งนี้ที่ช่วยทำให้ชีวิตไม่ว่างเปล่า

ผู้จัดทำ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญรูปภาพ	ช
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ	1
1.2 หลักการและเหตุผล	1
1.3 คุณสมบัติของเครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก	2
1.4 ขอบเขตการดำเนินงาน	2
บทที่ 2 หลักการทำงานของเครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก	3
2.1 ลักษณะของคลื่นอัลตราโซนิก	3
2.1.1 ความต้านทานทางเสียง	4
2.1.2 ความเร็วของคลื่นอัลตราโซนิก	5
2.1.3 การเคลื่อนที่ของคลื่นอัลตราโซนิกที่รอยต่อ	6
2.1.4 สารคัปปลิ่ง	9
2.2 การเกิดคลื่นอัลตราโซนิก	9
2.3 อัลตราโซนิกทรานส์ดีวเซอร์	10
2.4 หลักการในการใช้คลื่นอัลตราโซนิกในการวัดความหนาของวัสดุ	11
2.5 สถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC16C5X	13
2.5.1 คุณสมบัติทั่วไป	13
2.5.2 การใช้งาน	15
2.5.3 สถาปัตยกรรมภายใน	16
2.5.4 ชุดคำสั่งพื้นฐาน	26
2.6 หน่วยแสดงผล	30
2.6.1 แนวทางการใช้งาน LCD MODULE	30
- ขาสัญญาณของ LCD MODULE	31
- การต่อเข้ากับระบบไมโครคอนโทรลเลอร์	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ความเข้าใจพื้นฐานเกี่ยวกับการเขียนข้อมูลให้ LCD MODULE	33
2.6.2 แนวทางการเขียนโปรแกรมควบคุม	34
2.6.3 การไหลของข้อมูลที่ออกแบบเลข	35
บทที่ 3 การวิจัยและการดำเนินงาน	36
3.1 การออกแบบการทำงานโดยรวมของระบบ	36
3.2 วงจรที่ใช้ในการสร้าง	36
3.2.1 ส่วนประกอบของวงจร	36
3.2.2 การทำงานของวงจร	40
- วงจรดีฟเฟอเรนเชียล	40
- วงจรกรองความถี่แบนด์พาสฟิลเตอร์	42
- วงจรเรียงกระแส	43
- วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ	45
- วงจรฐานเวลา	46
3.3 แนวทางการเขียนโปรแกรม	47
3.4 สิ่งที่ต้องพิจารณาเมื่อทำการวัดความหนาของวัสดุ	48
3.5 วิธีการวัดความหนาของวัสดุ	49
บทที่ 4 ผลการวิจัย	53
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะทางการพัฒนา	61
5.1 การประยุกต์ใช้งาน	61
5.2 แนวทางการพัฒนาโครงการ	61
ภาคผนวก ก	
ภาคผนวก ข	
เอกสารอ้างอิง	

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 แสดงค่าโดยประมาณของความเร็วและความต้านทานเสียง สำหรับคลื่นตามยาวของวัสดุชนิดต่างๆ ที่อุณหภูมิห้อง	5
ตารางที่ 2.2 หน้าที่ของขาต่างๆ ของ PIC16C5X	15
ตารางที่ 2.3 การกำหนดบิตไทม์เอาต์และบิตสถานะเพาเวอร์ดาวน์	23
ตารางที่ 2.4 การเลือกใช้ตัวเก็บประจุสำหรับวงจรรีโซเนเตอร์แบบเซรามิก	28
ตารางที่ 2.5 แสดงขาสัญญาณของ LCD MODULE	31
ตารางที่ 3.1 เอาต์พุตของคอมพิวเตอร์เมื่อแรงดันที่ขั้วบวกและลบมีค่าต่างๆ	45
ตารางที่ 3.2 แสดงหน้าที่ต่างๆ ของแรม	47
ตารางที่ 4.1 ผลการวัดความหนาของเครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก	53



สารบัญรูปลูกภาพ

รูปที่ 2.1	ลักษณะของคลื่นตามยาวและคลื่นตามขวาง	3
รูปที่ 2.2	รูปร่างของคลื่นอัลตราโซนิค	4
รูปที่ 2.3	การเคลื่อนที่ของคลื่นเสียงทั่วไปที่รอยต่อระหว่างตัวกลางสองชนิด	6
รูปที่ 2.4	การเคลื่อนที่ของคลื่นอัลตราโซนิคที่รอยต่อระหว่างวัสดุ A และ C มีชั้น B เป็นชั้นของสาร Couplant	8
รูปที่ 2.5	การขยายตัวและหดตัวของทรานสดิวเซอร์แบบเปียโซอิเล็กทริก	9
รูปที่ 2.6	โครงสร้างของโพรบอย่างง่าย	11
รูปที่ 2.7	หลักการทำงานของเครื่องมือวัดความหนา	12
รูปที่ 2.8	ขนาดและตำแหน่งของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC16C5X	15
รูปที่ 2.9	บล็อกไดอะแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC16C5X	17
รูปที่ 2.10	ไทมิ่งไดอะแกรมแสดงการทำคำสั่งของ PIC16C5X	18
รูปที่ 2.11	การทำงานของปริสเทิลเลอร์และวีลไทม์คล็อก	19
รูปที่ 2.12	ไทมิ่งไดอะแกรมของวีลไทม์คล็อก	21
รูปที่ 2.13	การจัดหน่วยความจำข้อมูลภายใน	22
รูปที่ 2.14	วงจรสมมูลแสดงการทำงานของขาอินพุต/เอาต์พุต	24
รูปที่ 2.15	การใช้งานคริสตัลหรือเรโซเนเตอร์ชนิดเซรามิก	28
รูปที่ 2.16	ออสซิลเลเตอร์ชนิด RC	29
รูปที่ 2.17	การต่อเข้ากับระบบไมโครโปรเซสเซอร์	32
รูปที่ 2.18	การต่อแบบ อินพุต/เอาต์พุต พอร์ต	33
รูปที่ 3.1	บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานโดยรวมของเครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิค	37
รูปที่ 3.2	วงจรรักษาและภาคส่งของเครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิค	38
รูปที่ 3.3	วงจรการทำงานของฐานเวลา	39
รูปที่ 3.4	สัญญาณที่กำเนิดจากไมโครคอนโทรลเลอร์	40
รูปที่ 3.5	ลักษณะของคลื่นเอาต์พุตที่มีค่าคงตัวเวลาต่างกัน	41
รูปที่ 3.6	กราฟแสดงค่าแบนด์วิธของวงจรของความถี่	42
รูปที่ 3.7	วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น	43
รูปที่ 3.8	วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น	44
รูปที่ 3.9	วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์	44

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.10	การจัดเรียงหน่วยความจำใน EEPROM	47
รูปที่ 3.11	บล็อกไดอะแกรมของซอฟต์แวร์	50
รูปที่ 3.12	ไทม์มิงไดอะแกรมของการทำงานโดยรวมของเครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก	51
รูปที่ 3.13	วงจรรวมทั้งหมดของเครื่องต้นแบบเครื่องวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก	52
รูปที่ 4.1	พัลส์ที่กำเนิดจากไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อนำไปเข้าวงจรดิฟเฟอเรนเชียล	55
รูปที่ 4.2	พัลส์ปลายแหลมทางด้านลบ	55
รูปที่ 4.3	คลื่นสะท้อนกลับก่อนเข้าวงจรขยาย	56
รูปที่ 4.4	คลื่นสะท้อนเมื่อผ่านวงจรขยายแล้ว	56
รูปที่ 4.5	สัญญาณของเวลาที่นับได้	57
รูปที่ 4.6	เครื่องต้นแบบเครื่องวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก	57
รูปที่ 4.7	เครื่องวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิกและแหล่งจ่ายไฟ	58
รูปที่ 4.8	อัลตราโซนิกโพรบและชิ้นวัสดุตัวอย่างที่ใช้ในการทดสอบวัดความหนา	58
รูปที่ 4.9	แผงวงจรภายในทั้งหมดของเครื่องวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก	59
รูปที่ 4.10	คลื่นอัลตราโซนิกที่สังเกตได้จากออสซิลโลสโคป (1)	59
รูปที่ 4.11	คลื่นอัลตราโซนิกที่สังเกตได้จากออสซิลโลสโคป (2)	60

บทที่ 1

บทนำ

ในการปฏิบัติการทางด้านต่าง ๆ โดยเฉพาะทางด้านวัสดุศาสตร์ การทราบความหนาของวัสดุที่มีรูปร่างและขนาดแตกต่างกันเป็นสิ่งจำเป็น โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ความถูกต้องของการวัดต้องมีความสูง วัดได้สะดวกรวดเร็วและไม่มีผลต่อวัสดุที่ทำการวัด ดังนั้นจึงได้นำคลื่นอัลตราโซนิกมาใช้งาน เนื่องจากคลื่นอัลตราโซนิกเป็นคลื่นเสียงที่มีความถี่สูงคือตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป ความยาวคลื่นสั้น มีข้อดี คือ สามารถวัดความหนาได้อย่างถูกต้อง ยิ่งไปกว่านั้นยังสามารถวัดความหนาของวัสดุได้จากผิวของวัสดุเพียงด้านเดียวโดยไม่ต้องตัดชิ้นวัสดุมาวัด ในกรณีที่ผิวอีกด้านวัดจากอีกด้านหนึ่งได้ เรียกเทคนิคแบบนี้ว่า NDT (Non-Destructive Testing)

1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เรียนรู้เทคนิคและหลักการใช้เครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก และเพื่อสร้างเครื่องมือวัดความหนาที่มีคุณสมบัติดังนี้
2. มีความละเอียดและแม่นยำในการวัดเนื่องจากใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการประมวลผล
3. ใช้งานได้สะดวกเนื่องจากสามารถวัดได้จากผิววัสดุเพียงด้านเดียว ในกรณีที่ผิวอีกด้านหนึ่งไม่สะดวกที่จะวัด
4. มีความรวดเร็วในการประมวลผล
5. แสดงผลเป็นตัวเลขอ่านค่าได้ง่าย
6. ไม่ทำลายวัสดุที่ต้องการวัด
7. ขนาดเล็กกระทัดรัด

1.2 หลักการและเหตุผล

วงจรจะส่งพัลส์แรงดันไปยังตัวทรานส์ดิวเซอร์ ซึ่งจะเปลี่ยนพลังงานทางไฟฟ้าไปเป็นคลื่นเสียงที่มีความถี่สูง ซึ่งคลื่นนี้จะเคลื่อนที่เข้าไปในวัสดุที่เราต้องการวัดความหนาตรงจุดสัมผัสตรงทรานส์ดิวเซอร์กับวัสดุ จนกว่าจะถึงด้านอีกด้านหนึ่งของวัสดุและเกิดการสะท้อนกลับมายังทรานส์ดิวเซอร์ตัวเดิม วัดช่วงเวลาระหว่างพัลส์ที่ส่งออกไปและพัลส์ที่รับเข้ามา แต่เวลาที่ต้องการ

คือเวลาที่คลื่นเดินทางไปหรือกลับอย่างใดอย่างหนึ่งจึงต้องนำเวลาที่ได้มาหารสอง และนำเวลานั้นไปคูณกับความเร็วของเสียงในวัสดุ ก็จะได้ความหนาที่ต้องการ

ส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์นั้น จะทำหน้าที่กำเนิดพัลส์แรงดัน, รับพัลส์แรงดัน ,วัดช่วงเวลาการเดินทางของคลื่น และนำเวลานั้นมาประมวลผลหาค่าความหนาส่งไปแสดงผลที่จอ LCD

วัสดุที่สามารถวัดความหนาโดยใช้คลื่นอัลตราโซนิกได้นั้นคือ โลหะ, พลาสติก, อีพอกซี, เซรามิก และ แก้ว ส่วนวัสดุที่ไม่เหมาะสมในการวัดความหนาโดยอัลตราโซนิก คือ ไม้, กระดาษ, คอนกรีต และ ผลิตภัณฑ์จากโฟม เป็นต้น

1.3 คุณสมบัติของเครื่องวัดความหนาโดยใช้คลื่นอัลตราโซนิก

1. สามารถวัดความหนาได้ตั้งแต่ 5 มิลลิเมตร ถึง 50 มิลลิเมตร. (ขึ้นกับชนิดและคุณสมบัติของวัสดุ)
2. ความละเอียดของเครื่องมือ คือ 0.1 มิลลิเมตร.
3. สามารถป้องกันความเร็วของคลื่นเสียงได้ที่คีย์แพดที่กำหนดให้ ทำให้สามารถวัดความหนาของวัสดุได้หลายชนิด
4. มีจอแสดงผลแบบผลึกเหลว (LCD)

1.4 ขอบเขตของโครงการพิเศษ

1. ออกแบบวงจรภาคส่งคลื่นอัลตราโซนิก
2. ออกแบบวงจรภาครับคลื่น และแปลงรูปคลื่นให้เป็นคลื่นสี่เหลี่ยม ที่เหมาะสมในการประมวลผล
3. เชื่อมต่อระบบทั้งหมดเข้าด้วยกัน
4. เขียนโปรแกรมควบคุมการทำงานของสัญญาณต่างๆ ที่ใช้กับวงจร, คำนวณค่าความหนา และควบคุมการแสดงผลด้วยภาษาเบสิก

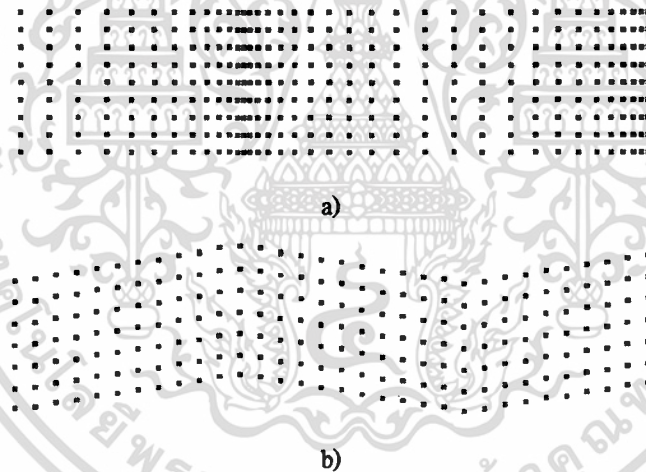
บทที่ 2

หลักการทํางานของเครื่องวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก

2.1 ลักษณะของคลื่นอัลตราโซนิก (Ultrasonic Characterization)

คลื่นอัลตราโซนิกเป็นคลื่นเสียง (Acoustic Wave) ที่มีความถี่สูงเกินกว่ามนุษย์จะได้ยิน (มากกว่า 20 กิโลเฮิรตซ์) เกิดจากการสั่นเชิงกล ดังนั้นจึงมีค่าความยาวคลื่นที่แตกต่างกันในวัสดุแต่ละชนิด โดยที่เราจะสามารถจำแนกคลื่นอัลตราโซนิกเป็น 2 ชนิด เหมือนกับคลื่นทั่วๆ ไป ดังนี้

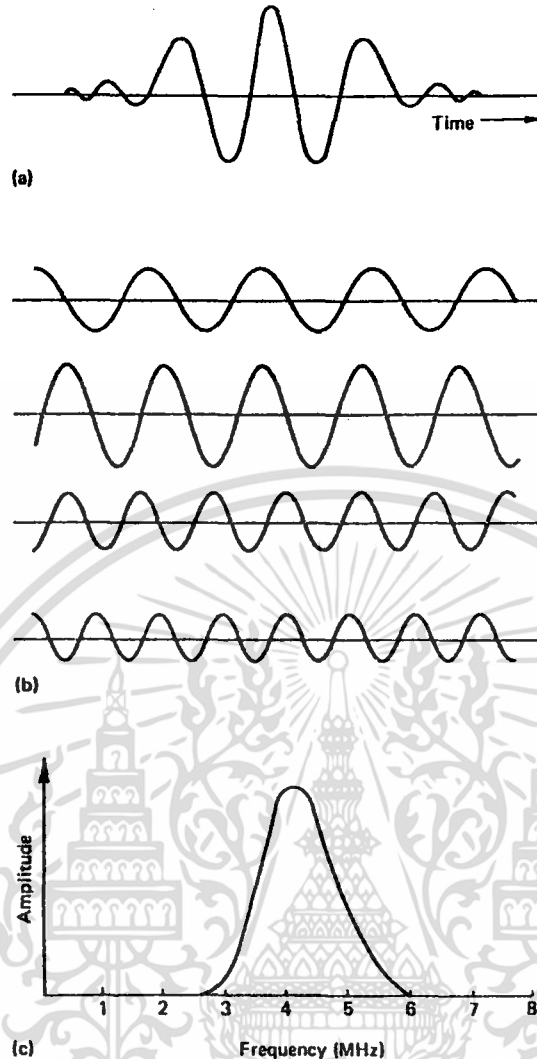
1. คลื่นตามยาว (Compression wave หรือ Longitudinal wave) คือคลื่นที่อนุภาคของคลื่นจะเคลื่อนที่ในทิศทางเดียวกับการเคลื่อนที่ของคลื่น
2. คลื่นตามขวาง (Shear wave หรือ Transverse wave) คือคลื่นที่อนุภาคของคลื่นจะเคลื่อนที่ในแนวตั้งฉากกับการเคลื่อนที่ของคลื่น



รูปที่ 2.1 ลักษณะของคลื่นชนิดต่างๆ a) คลื่นตามยาว และ b) คลื่นตามขวาง

คลื่นทั้งสองแบบนี้มีการประยุกต์ใช้ในงานที่แตกต่างกัน เนื่องจากคุณสมบัติทางคลื่นแตกต่างกัน เช่น ความเร็วของคลื่นตามขวางจะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของความเร็วของคลื่นตามยาวในวัสดุชนิดเดียวกัน , คลื่นตามขวางไม่สามารถที่จะส่งผ่านของเหลวได้ เป็นต้น

คลื่นอัลตราโซนิกประกอบไปด้วยคลื่นรูปไซน์หลายๆ ความถี่มาผสมกัน ตามรูปแบบของฟูเรียร์ทรานสฟอร์ม (Fourier Transform) ดังรูป



รูปที่ 2.2 a) รูปร่างของคลื่นอัลตราโซนิก; b) คลื่นซายน์ที่มีความถี่และแอมพลิจูดต่างๆ กัน
c) สเปกตรัมความถี่ของคลื่นอัลตราโซนิก

2.1.1 ความต้านทานทางเสียง (Acoustic Impedance)

ก็คือค่าความต้านทานการส่งผ่านของเสียงภายในวัสดุใดๆ มีผลต่อการสะท้อนและการทะลุผ่านของคลื่นเสียงที่รอยต่อ นิยามโดย

$$Z = \rho v \quad (1)$$

เมื่อ Z คือค่า Acoustic Impedance

ρ คือค่าความหนาแน่นของวัสดุนั้น มีหน่วยเป็น กรัม/ลบ.ซม.

v คือความเร็วของคลื่นในวัสดุนั้น มีหน่วยเป็น ซม./วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 ความเร็วของคลื่นอัลตราโซนิก

ความเร็วของคลื่นอัลตราโซนิกคำนวณได้จากค่า Elastic Constant ของวัสดุที่คลื่นเคลื่อนที่ผ่าน สำหรับคลื่นตามยาวที่เคลื่อนที่เข้าไปในวัสดุซึ่งมีขนาดโตกว่าความยาวคลื่นมากๆ จะมีความเร็วดังนี้

$$V_c = \left[\frac{E(1-\sigma)}{\rho(1+\sigma)(1-2\sigma)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2)$$

เมื่อ E คือค่า Young's modulus มีหน่วยเป็น นิวตัน/ตร.ม.

V_c คือค่าความเร็วของคลื่นตามยาว มีหน่วยเป็น ม./วินาที

ρ คือค่าความหนาแน่นของวัสดุ

และ σ คือ Poisson's ratio

ความเร็วของคลื่นตามยาวและค่าความต้านทานเสียงในวัสดุต่าง ๆ มีค่าดังตารางที่ 2.1

วัสดุ	ความเร็วของคลื่นเสียง (m/s)	ความต้านทานเสียง
อลูมิเนียม	6400	1.7×10^7
ทองเหลือง	4400	3.7×10^7
ทองแดง	4800	4.3×10^7
ทอง	3200	6.4×10^7
ตะกั่ว	2200	2.5×10^7
เหล็ก	5500-6000	$4.3-4.7 \times 10^7$
นิกเกิล	5600	5.0×10^7
PZT	4800	3.6×10^7
น้ำมันเครื่อง	1400-1800	$1.3-1.6 \times 10^6$
น้ำ	1500	1.5×10^6
อากาศ	330	430

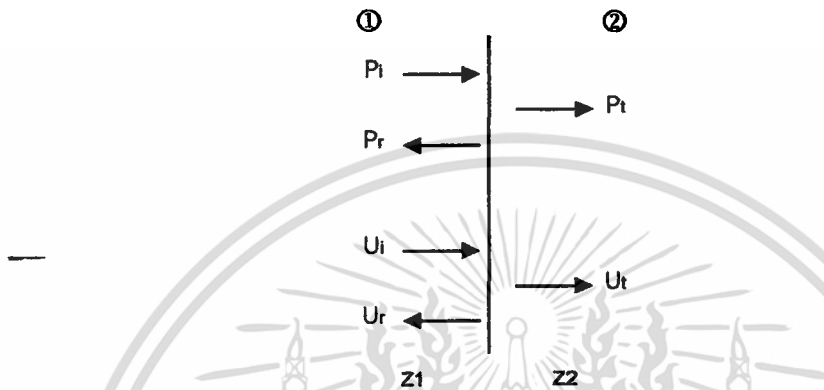
ตารางที่ 2.1 แสดงค่าโดยประมาณของความเร็วและความต้านทานเสียง

สำหรับคลื่นตามยาวของวัสดุชนิดต่างๆ ที่อุณหภูมิห้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3 การเคลื่อนที่ของคลื่นอัลตราโซนิคที่รอยต่อ

พิจารณาคลื่นระนาบ (Plane wave) ของคลื่นตามยาว เมื่อตกกระทบรอยต่อของสารที่เป็นเนื้อเดียวกัน 2 ชนิด ที่มีค่าความต้านทานเสียงเท่ากับ Z_1 และ Z_2 ให้ P เป็นความเค้น (Stress) และ U เป็นความเร็วของคลื่นเสียงในวัสดุ P_i, P_r, P_t, U_i, U_r และ U_t มีการเคลื่อนที่ดังรูป



รูปที่ 2.3 การเคลื่อนที่ของคลื่นที่รอยต่อระหว่างตัวกลาง 2 ชนิดที่มีค่าความต้านทานเสียง Z_1 และ Z_2 ตามลำดับ เมื่อ P_i, P_r และ P_t คือ แรงดันเสียงที่ตกกระทบ, สะท้อน และทะลุผ่านผิวรอยต่อ ส่วน U_i, U_r, U_t เป็นความเร็วของคลื่นเสียงที่ตกกระทบ, สะท้อน และทะลุผ่านผิวรอยต่อ ตามลำดับ

โดยทั่วไปส่วนหนึ่งของคลื่นตกกระทบจะสะท้อนออกไปที่ผิวรอยต่อ และส่วนที่เหลือจะทะลุผ่านไปยังวัสดุชั้นที่ 2 ค่า P_i, P_r และ P_t สำหรับตัวกลางที่ไม่ดูดกลืน จะเป็นดังนี้

$$P_i = A_1 \sin(\omega t - k_1 x) = U_i Z_1 \quad (3)$$

$$P_r = B_1 \sin(\omega t - k_1 x) = U_r Z_1 \quad (4)$$

$$P_t = A_2 \sin(\omega t - k_2 x) = U_t Z_2 \quad (5)$$

จากกฎการอนุรักษ์ จะได้

$$P_i = P_r + P_t \quad (6)$$

$$U_i = U_r + U_t \quad (7)$$

ให้ $x = 0$ ที่ผิวรอยต่อ แทนค่า $P_i, P_r, P_t, U_i, U_r, U_t$ ลงในสมการ (4), (5) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_2 = B_1 + A_1 \quad (8)$$

$$Z_1 A_2 = Z_2 (A_1 - B_1) \quad (9)$$

$$P_r/P_i = A_2/A_1 = 2Z_2 / (Z_1 + Z_2) \quad (10)$$

$$P_r/P_i = B_1/A_1 = (Z_2 - Z_1) / (Z_1 + Z_2) \quad (11)$$

อัตราส่วน $r = B_1/A_1$ จะเรียกว่า Amplitude Reflection Coefficient

$$U_r/U_i = A_2 Z_1 / A_1 Z_2 = 2Z_1 / (Z_1 + Z_2) \quad (12)$$

$$U_r/U_i = -B_1/A_1 = (Z_1 - Z_2) / (Z_1 + Z_2) \quad (13)$$

เมื่อ $Z_2 > Z_1$ (คลื่นเคลื่อนที่จากวัสดุที่มีค่าความต้านทานทางเสียงต่ำ ไปยังวัสดุที่มีค่าความต้านทานทางเสียงสูง) จากสมการที่ (11) จะพบว่าในการสะท้อนของแรงดันเสียงจะไม่มี การเปลี่ยนเฟสระหว่างคลื่นตกกระทบกับคลื่นสะท้อน แต่จากสมการที่ (13) จะพบว่า จะมีการเปลี่ยนเฟสไป 180° สำหรับความเร็วของคลื่นตกกระทบและความเร็วของคลื่นสะท้อน

ที่รอยต่อระหว่างวัสดุ 2 ชนิด ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (reflection coefficient : α_r) ก็คือ อัตราส่วนของความเข้มของคลื่นสะท้อนที่รอยต่อ (I_r) ต่อคลื่นที่ตกกระทบที่รอยต่อ (I_i)

$$\alpha_r = r^2 \quad (14)$$

เมื่อ r คือ Amplitude Reflection Coefficient ส่วนค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Transmission Coefficient : α_t) คือ ค่าอัตราส่วนของความเข้มของคลื่นที่ส่งผ่านออกไป (I_t) ต่อคลื่นที่ตกกระทบที่รอยต่อ (I_i) ถ้าสมมติว่าไม่มีการสูญเสียพลังงานที่รอยต่อ จะได้

$$I_t = I_r + I_i \quad (15)$$

ดังนั้น $\alpha_r + \alpha_t = 1 \quad (16)$

เนื่องจากความเข้มของคลื่นเสียงแปรผันตรงกับค่า แอมพลิจูดของแรงดันเสียงในวัสดุใดๆ จะได้ว่า

$$\alpha_r = I_r/I_i = B_1^2/A_1^2 = (Z_2 - Z_1)^2 / (Z_1 + Z_2)^2 \quad (17)$$

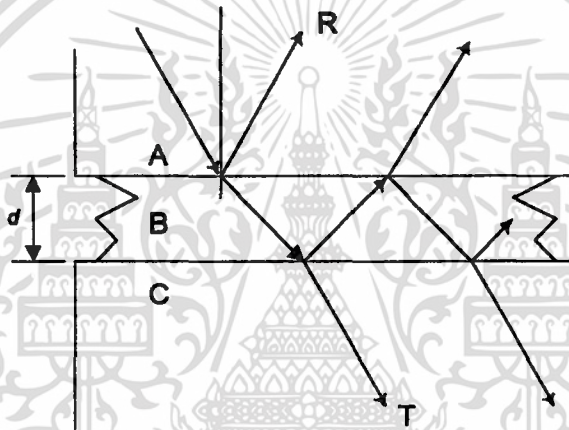
จากสมการที่ (16) เราจะได้

$$\alpha_t = 1 - \alpha_r = 4Z_1 Z_2 / (Z_1 + Z_2)^2 \quad (18)$$

ค่าทั้งสองค่านี้จะใช้ได้ทั้งคลื่นตามยาวและคลื่นตามขวางแต่คลื่นตามขวางจะไม่สามารถเคลื่อนที่ผ่านของเหลวได้

จากสมการ (17) และ (18) จะได้ว่า เมื่อ $Z_1 = Z_2$ ค่า α_t จะมีค่ามากที่สุด คือ 1 และ $\alpha_r = 0$ ทำให้เกิดการเชื่อมต่อที่สมบูรณ์ของวัสดุ 2 ชนิด ในทางปฏิบัติแล้วจะเป็นไปได้ยากมาก แต่การเชื่อมต่อจะดีเมื่อค่าของ Z_1 และ Z_2 มีค่าใกล้เคียงกัน หรือค่า $\alpha_t > 70\%$

พิจารณาคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน ดังรูป ...



รูปที่ 2.4 การเคลื่อนที่ของคลื่นที่รอยต่อระหว่างวัสดุ A และ C มีชั้น B เป็นชั้นของสาร Couplant; T หมายถึง คลื่นที่ทะลุผ่าน ส่วน R หมายถึงคลื่นสะท้อน

จากรูปจะพบว่า เมื่อคลื่นจากวัสดุ A เคลื่อนที่มาถึงรอยต่อ AB จะเกิดคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน และคลื่นที่ผ่านรอยต่อ AB ก็จะไปตกกระทบที่รอยต่อ BC จะเกิดคลื่นทะลุผ่านและคลื่นสะท้อนเช่นเดียวกัน การที่คลื่นจะสามารถทะลุผ่านรอยต่อได้มากที่สุดนั้นจะขึ้นอยู่กับระยะ d ที่เป็นจำนวนเต็มเท่าของครึ่งความยาวคลื่น และคลื่นจะทะลุผ่านได้น้อยที่สุดนั้นเมื่อ d เป็นเลขจำนวนคี่ของเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่น ซึ่งสิ่งที่เราควรพิจารณา ก็คือความหนาของชั้นสาร couplant ที่อยู่ระหว่างสารเปียโซอิเล็กทริกของหัววัดกับผิวของสารที่เราจะทำการวัด เนื่องจากถ้าพิจารณาที่สาร B จะพบว่า จะมีทั้งคลื่นตกกระทบที่รอยต่อ BC และคลื่นสะท้อน ซึ่งอาจเกิดการแทรกสอดได้ หากเราจะให้การส่งผ่านคลื่นมีผลดีที่สุด สาร couplant ควรจะมีความหนาเท่ากับจำนวนเท่าของครึ่งความยาวคลื่น

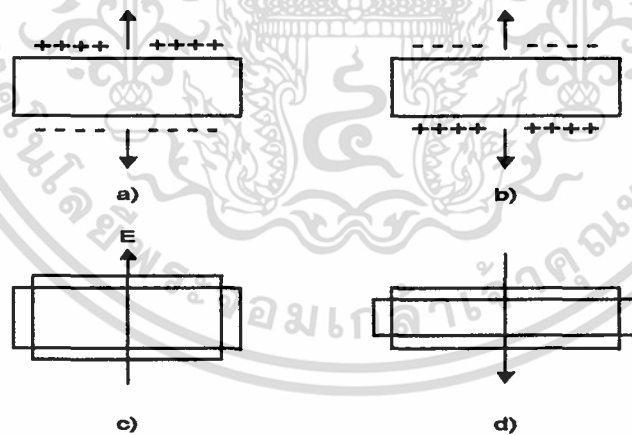
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.4 สารคัปปลิง (Coupling Material)

เป็นสารที่มีความต้านทานทางเสียงใกล้เคียงกับวัสดุที่เราต้องการวัดและโพรบ เพื่อให้การสูญเสียที่รอยต่อลดลงของเหลวทุกชนิดจะมีค่าความต้านทานทางเสียง (Acoustic Impedance) มากกว่าโลหะ ดังนั้น ควรจะเลือกของเหลวที่มีค่าความต้านทานทางเสียงมากที่สุดที่จะทำได้, ไม่มีการกักคลื่นสารที่เราต้องการจะวัดและไม่มีสารพิษต่อผู้วัดและสิ่งแวดล้อม เป็นต้น เป็นสารที่มีค่าความต้านทานทางเสียงมากที่สุดในบรรดาของเหลวทุกชนิดคือกลีเซอริน แต่เนื่องจากมีราคาแพงจึงใช้น้ำมันหรือน้ำแทนได้แต่จะเกิดการสูญเสียมากกว่า

2.2 การเกิดคลื่นอัลตราโซนิก (Ultrasonic Generation)

การกำเนิดคลื่นอัลตราโซนิกสามารถทำได้หลายวิธี แต่โดยทั่วไปแล้ว เราจะใช้วัสดุที่อาศัยหลักของ ปรากฏการณ์เพียโซอิเล็กทริก (Piezoelectric Effect) มาสร้างเป็นโพรบ สารเพียโซอิเล็กทริก (Piezoelectric Material) จะมีคุณสมบัติที่ว่า หากให้แรงดันทางกลภายนอกเข้าไปยังสาร ผลึกของสารจะสามารถเปลี่ยนแปลงรูปร่างได้ ซึ่งทำให้เกิดประจุไฟฟ้าที่ผิวของสารแต่หากเราให้แรงดันกลับทาง ศักย์ที่ได้ก็จะกลับทิศด้วย แรงลัพท์ที่ได้จะกลายเป็นแรงดึง ซึ่งทำให้ประจุที่ได้เป็นประจุชนิดตรงกันข้าม ดังรูป



รูปที่ 2.5 การขยายตัวและหดตัวของทรานสดิวเซอร์แบบเพียโซอิเล็กทริก a) เมื่อมีแรงดึง, b) เมื่อมีแรงอัด, c) การขยายตัวเนื่องจากสนามไฟฟ้า E, d) การหดตัวเนื่องจากสนามไฟฟ้า E กลับทิศ

ในทางตรงกันข้าม หากป้อนศักย์ไฟฟ้าเข้าไปที่ชิ้นสารก็จะเกิดแรงดันทางกลขึ้น เรียกปรากฏการณ์นี้ว่า ปรากฏการณ์เพียโซอิเล็กทริกกลับทาง (Reverse Piezoelectric Effect)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเราจะใช้หลักการทั้งสองนี้มาสร้างเป็นตัวกำเนิดและตัวรับคลื่นอัลตราโซนิก(Ultrasonic Pulsar/Receiver)

สารที่เป็นเป็ยโซอิเล็กทริกมีอยู่มากมายที่เป็นผลึกทางธรรมชาติเช่นควอตซ์,ลิเทียมซัลเฟต และสารที่เป็นพหุผลึก เช่น แบเรียมติตาเนต เป็นต้น

การสร้างผลึกเป็ยโซอิเล็กทริกให้มีความถี่ตามที่เรารต้องการ สามารถที่จะทำได้โดย ตัดชิ้นผลึกตามแนวแกนต่างๆ ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดค่าความถี่ของผลึกตามสมการ

$$t = \frac{\lambda_0}{2} \quad (19)$$

$$f_0 = \frac{V}{2t}$$

เมื่อ t คือความหนาของผลึกที่ทำการวัด

λ_0 คือความยาวคลื่นพื้นฐาน

f_0 คือความถี่พื้นฐาน (Fundamental frequency)

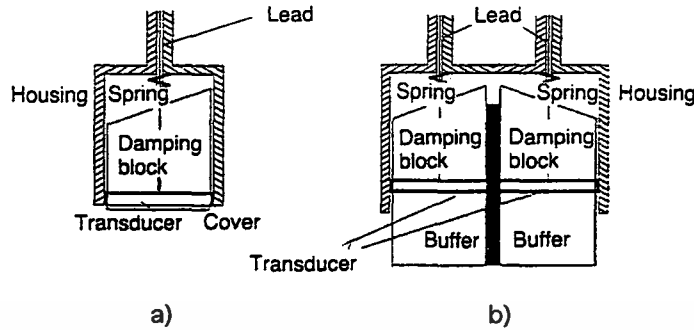
สำหรับการกำเนิดคลื่นอัลตราโซนิกจากสารเป็ยโซอิเล็กทริก สามารถทำได้ 2 วิธีคือ การป้อนไฟสลับที่ความถี่ที่เหมาะสมไปยังขั้วโลหะและการใช้พัลส์คลื่นสั้นๆ ไปกระตุ้นชิ้นสาร (Pulse Shock excitation) ซึ่งในกรณีหลังสารจะสั่นอย่างอิสระ แต่การสั่นจะเป็นลักษณะ damp คือแอมพลิจูดจะลดลงอย่างรวดเร็วเนื่องจากแรงเสียดทานภายในชิ้นสาร

2.3 อัลตราโซนิกทรานส์ดิวเซอร์

ในทางปฏิบัติการใช้คลื่นอัลตราโซนิกในการตรวจสอบวัสดุ นั้นจะใช้วิธีการกระตุ้นด้วยพัลส์สั้นๆ ดังนั้น ผลึกของเป็ยโซอิเล็กทริกที่มีความหนาที่เหมาะสมที่จะกำเนิดความถี่ที่ต้องการได้ส่วนใหญ่จะมีรูปร่างเป็นวงกลม มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 6 - 30 มิลลิเมตร จะได้ความถี่อยู่ในช่วง 1-15 เมกะเฮิรตซ์ อัลตราโซนิกโพรบมี 2 ชนิด คือ

1. โพรบเดี่ยว (Single probe) เป็นตัวรับหรือตัวส่งอย่างใดอย่างหนึ่ง
2. โพรบคู่ (Double probe) สามารถใช้ได้ทั้งรับและส่งภายในตัวเดียวกัน

โดยทั่วไปแล้วในการใช้โพรบเพื่อวัดความหนาหรืออัตราการไหลมักจะใช้แบบโพรบคู่ ซึ่งมีข้อดี คือ จะสัมผัสที่ผิวของวัสดุเพียงด้านเดียวและมีขนาดเล็ก โพรบทั้งสองแบบมีลักษณะ ดังรูป



รูปที่ 2.6. แสดงโครงสร้างของโพรบอย่างง่าย a) โพรบเดี่ยว, b) โพรบคู่

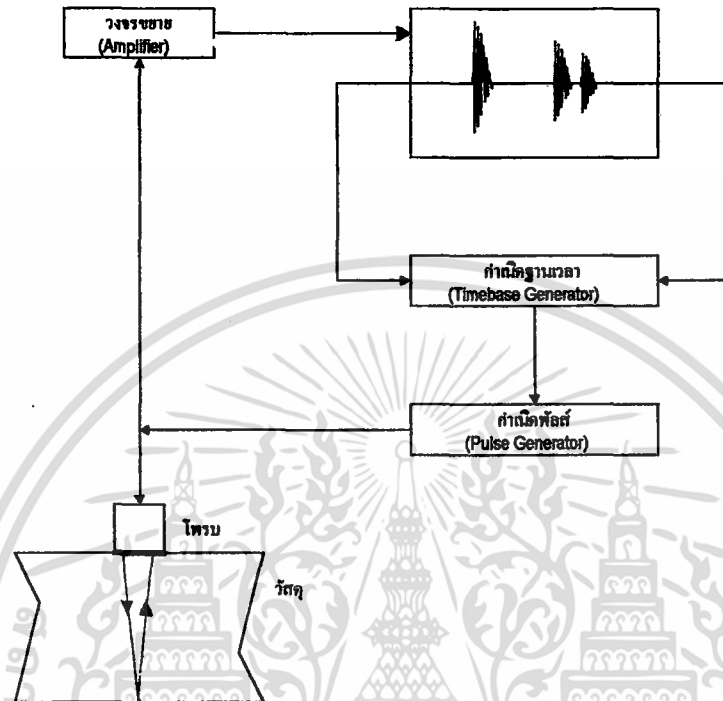
สำหรับโพรบคู่จะประกอบไปด้วยตัวรับและตัวส่งในโพรบเดียวกัน โดยระหว่างด้านรับกับด้านส่งจะมีสารที่มีค่าลดทอนสูงแทรกอยู่ เพื่อป้องกันไม่ให้คลื่นจากตัวรับและตัวส่งรบกวนกัน และบัฟเฟอร์จะมีไว้สำหรับป้องกันการแพร่คลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ ส่วน damping slug จะสร้างมาจากสารที่มีการลดทอนสูง เช่น อีพอกซี, เรซิน เป็นต้น ผิวด้านบนจะลาดเอียง เพื่อไม่ให้คลื่นที่สะท้อนก่อนถึงวัสดุถูกตรวจจับได้

2.4 หลักการในการใช้คลื่นอัลตราโซนิกในการวัดความหนาของวัสดุ

ในการวัดความหนาของวัสดุโดยทั่วไปนิยมใช้เทคนิคการสะท้อนกลับของพัลส์เนื่องจากสามารถวัดได้ละเอียดกว่าวิธีอื่นๆ โดยหลักการเบื้องต้นอย่างง่าย ๆ ก็คือ จะทำการวัดคาบเวลาที่พัลส์สามารถเคลื่อนที่ผ่านวัสดุที่มีความหนาค่าๆ หนึ่ง และรอคลื่นสะท้อนกลับหากทราบความเร็วของเสียงภายในวัสดุนั้น เราก็สามารถหาความหนาของวัสดุนั้นได้

Pulse - echo Method

Pulse - echo Method มีลักษณะการทำงานดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 หลักการทำงานของเครื่องมือวัดความหนา

สามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อเราส่งสัญญาณไปทรานสดิวเซอร์กำเนิดฐานเวลาก็จะมีการส่งพัลส์สั้นๆ ไปยังโพรบตัวส่งซึ่งโพรบตัวส่งนี้จะทำหน้าที่แปลงพัลส์แรงดันทางไฟฟ้าให้เป็นคลื่นอัลตราโซนิก พัลส์สั้นๆ ส่งผ่านสารcouplant ไปยังวัสดุที่เราต้องการวัดความหนา และเมื่อคลื่นสะท้อนกลับมายังโพรบตัวรับ โพรบตัวรับจะทำหน้าที่แปลงคลื่นอัลตราโซนิกให้เป็นแรงดันทางไฟฟ้า นำไปปรับแต่งรูปสัญญาณให้เหมาะสมเพื่อจะไปทรานสดิวเซอร์กำเนิดฐานเวลาให้หยุดทำงาน จากนั้นจึงวัดคาบเวลาของการเดินทางไป-กลับของพัลส์ในวัสดุ นำมาคำนวณหาค่าความหนา จากสมการ

$$s = vt \quad (20)$$

โดย s คือความหนาของวัสดุ

v คือความเร็วของคลื่นเสียงในวัสดุ

ส่วน t คือเวลาที่คลื่นใช้ในการเดินทางจากผิววัสดุด้านหน้าไปยังผิววัสดุด้านหลัง

มีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของเวลาที่วัดได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 สถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC16C5X

PIC16C5X เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์แบบซีมอสซึ่งมีหน่วยความจำแบบโปรแกรมได้ครั้งเดียวอยู่ภายใน, มีความเชื่อถือได้สูง, เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 8 บิต ที่มีความสามารถสูงแต่ราคาถูก ผลิตโดยบริษัทไมโครชิป เทคโนโลยี (Microchip Technology) ใช้สถาปัตยกรรมแบบ RISC คำสั่งใช้งานเพียงแค่ 33 คำสั่ง ทุกคำสั่งใช้เวลาในการเอ็กซีคิวต์ 1 ไชเคิล (200 นาโนวินาที) ยกเว้นในกรณีโปรแกรมบรานช์ (Branch) ต้องใช้ถึง 2 ไชเคิล คำสั่งขนาดกว้าง 12 บิต ของ PIC16C5X จะช่วยทำให้ผลของรหัสคำสั่งมีอัตราส่วนเป็น 2:1 เมื่อเทียบกับไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 8 บิตอื่นๆ มีคำสั่งที่ง่ายต่อการใช้และง่ายต่อการจำจึงช่วยลดเวลาที่ใช้ในการพัฒนา

PIC16C5X เป็นชิปไมโครคอนโทรลเลอร์แบบพิเศษ โดยโครงสร้างของชิปจะช่วยลดราคาของระบบ, ลดความต้องการไฟเลี้ยง, วงจรรีเซ็ตกำลังไฟ(Power on Reset) และวงจร OST (Oscillator Start up-timer) ต้องการแค่วงจรรีเซ็ตภายนอกเชื่อมกับชิปเท่านั้น สามารถต่อวงจรออสซิลเลเตอร์ได้ 4 แบบ ซึ่งจะรวมถึงออสซิลเลเตอร์แบบกินไฟต่ำ และออสซิลเลเตอร์แบบ RC ที่มีราคาถูก มีโหมดสลีปซึ่งจะทำให้กินไฟน้อย มีตัว WDT (Watch-Dog Timer) และการป้องกันการก๊อปปี้รหัสคำสั่ง

เนื่องจาก PIC16C5X นั้น ใช้หน่วยความจำภายในเป็นแบบโปรแกรมได้ครั้งเดียวจึงสามารถทำให้ชิปตระกูลนี้มีราคาถูกและเหมาะสมอย่างยิ่งที่จะใช้ในการผลิตผลิตภัณฑ์จำนวนมาก ซึ่งสามารถนำเอาคุณสมบัติจากส่วนป้องกันการก๊อปปี้มาใช้เพื่อป้องกันการลอกเลียนแบบซอร์สโค้ดที่อยู่ภายในได้อีกด้วย

2.5.1 คุณสมบัติทั่วไป

1. CPU ใช้รูปแบบการทำงานแบบ RISC

- * มีคำสั่งที่ต้องเรียนรู้แค่ 33 คำสั่ง
- * ทุกคำสั่งใช้เวลาปฏิบัติการ 1 ไชเคิล 200 นาโนวินาที ยกเว้นคำสั่งแบบบรานช์ต้องใช้เวลาถึง 2 ไชเคิล
- * ความเร็วในการทำงาน : จากช่วงดีซี - ไชเคิลคำสั่งเท่ากับ 20 เมกะเฮิรตซ์ หรือ จากช่วงดีซี - ไชเคิลคำสั่งเท่ากับ 200 นาโนวินาที
- * คำสั่งมีขนาดกว้าง 12 บิต
- * บัสข้อมูลกว้าง 8 บิต

- * หน่วยความจำเก็บโปรแกรมเป็นอีพ롬ขนาด 12 บิต มีความจุ 512 ไบต์ ถึง 2 กิโลไบต์
- * ตัวรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปขนาด 8 บิต มีถึง 72 ตัว แล้วแต่เบอร์
- * ตัวรีจิสเตอร์ฮาร์ดแวร์ที่ทำหน้าที่พิเศษ มีถึง 7 ตัว
- * สแต็กฮาร์ดแวร์มีความลึก 2 ระดับ
- * มีโหมดการอ้างอิงแอดเดรสของข้อมูล และคำสั่งแบบโดยตรง โดยอ้อม และแบบสัมพันธ์

2. คุณสมบัติการต่อพ่วง

- * การควบคุมทิศทางทำโดยการใช้ขา I/O ถึง 20 ขา
- * มีตัวนับเวลา/สัญญาณเวลาขนาด 8 บิต (RTCC) กับตัวตั้งเวลาที่โปรแกรมได้ขนาด 8 บิต
- * มีตัวรีเซตกำลังไฟ (Power on Reset)
- * มีตัว OST(Oscillator Start up-Timer)
- * มีตัว WDT(Watch Dog Timer) กับออสซิลเลเตอร์แบบ RC เพื่อใช้ในการปฏิบัติงานที่เชื่อถือได้
- * มีฟิวส์อีพ롬พิเศษเพื่อป้องกันการเลียนแบบฮาร์ดแวร์
- * มีโหมด SLEEP ลดการสูญเสียพลังงานเมื่อไม่ได้ใช้งาน
- * มีออสซิลเลเตอร์ให้เลือกใช้เพื่อกำหนดไปยังอีพ롬แบบต่างๆ ดังนี้
 - ออสซิลเลเตอร์แบบ RC ที่มีราคาถูก : RC
 - คริสตอล/เรโซเนเตอร์มาตรฐาน : XT
 - คริสตอล/เรโซเนเตอร์ความเร็วสูง : HS
 - คริสตอลความถี่ต่ำ กินไฟน้อย : LP

3. เทคโนโลยี CMOS

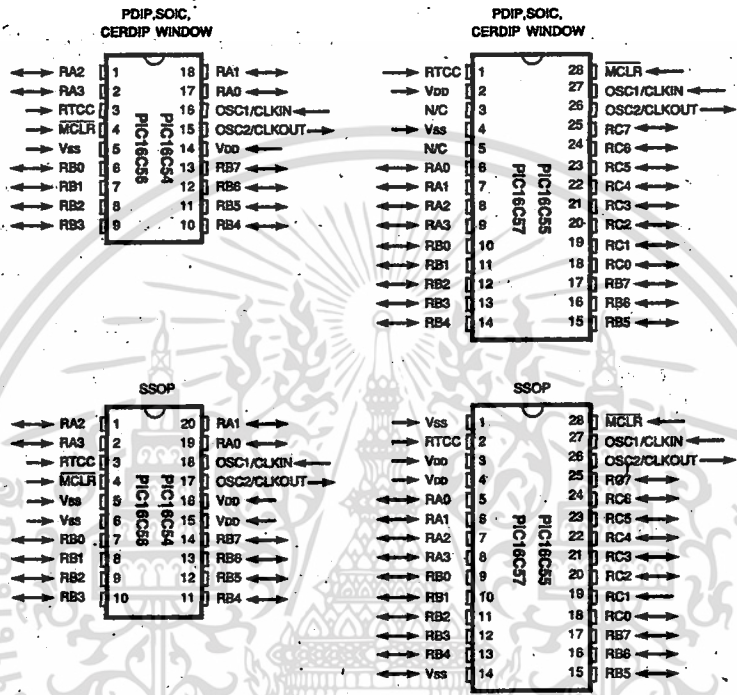
- * กินไฟต่ำ ใช้อีพ롬แบบซีมอสที่มีความเร็วสูง
- * ออกแบบมาจากข้อมูลทางสถิติ
- * ค่าศักดาไฟในช่วงที่ใช้งาน 2.5 โวลต์ ถึง 6.25 โวลต์
- * กินไฟต่ำ คือน้อยกว่า 2 มิลลิแอมป์ที่แรงดัน 5 โวลต์ ความถี่ 4 เมกะเฮิรตซ์
- * น้อยกว่า 15 ไมโครแอมป์ แรงดัน 3 โวลต์ ความถี่ 32 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



2.5.2 การใช้งาน

ตัวชิปเบอร์ PIC16C5X จะเหมาะแก่การใช้งานตั้งแต่ระบบอัตโนมัติภายในรถยนต์จนถึงการควบคุมมอเตอร์ในระยะไกล โดยหน่วยประมวลผลด้านการสื่อสารและอุปกรณ์ที่ใช้ชี้ตำแหน่งเทคโนโลยีอีพรอมช่วยให้ผู้ใช้ทำการโปรแกรมได้อย่างรวดเร็วและสะดวกรูปที่ 2.8 แสดงขนาดและตำแหน่งขาของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC16C5X ส่วนตารางที่ 2.2 แสดงหน้าที่ของขาต่างๆ



รูปที่ 2.8 แสดงขนาดและตำแหน่งขาของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC16C5X

ตำแหน่งขา	ฟังก์ชัน
RA0-RA3	เป็นอินพุต/เอาต์พุต พอร์ต A
RB0-RB7	เป็นอินพุต/เอาต์พุต พอร์ต B
RC0-RC7	เป็นอินพุต/เอาต์พุต พอร์ต C (เฉพาะ 16C57)
RTCC	รีลไทม์คัลลิก/ คาเมเตอร์
MCLR	มาสเตอร์เคลียร์
OSC1/CLKIN	ออสซิลเลเตอร์ (อินพุต)
OSC2/CLKOUT	ออสซิลเลเตอร์ (เอาต์พุต)
VDD	แหล่งจ่ายไฟ
VSS	กราวด์
N/C	ไม่ได้ต่อใช้งาน

ตารางที่ 2.2 แสดงหน้าที่ของขาต่างๆของ PIC16C5X

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.3 สถาปัตยกรรมภายใน

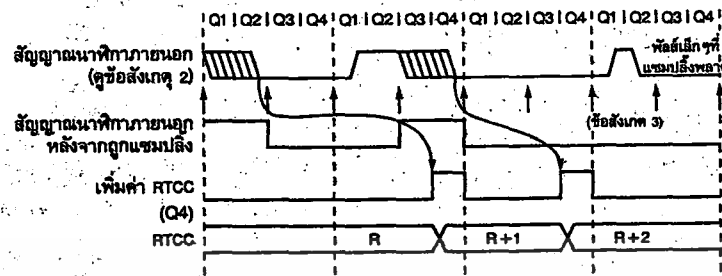
สถาปัตยกรรมของ PIC16C5X ใช้แนวความคิดแบบรีจิสเตอร์ไฟล์ ซึ่งจะมีการแยกบัสและหน่วยความจำสำหรับเก็บข้อมูลและเก็บคำสั่ง บัสข้อมูลและหน่วยความจำจะมีขนาดกว้าง 8 บิต ในขณะที่บัสโปรแกรมและหน่วยความจำเก็บโปรแกรมจะมีขนาดกว้าง 12 บิต แนวความคิดนี้ทำให้สามารถใช้ชุดคำสั่งเพียงชุดเดียวในการทำงานเป็นบิต ไบต์ และรีจิสเตอร์ด้วยความเร็วสูง โดยมีการเฟตซ์และเอ็กซิคิวต์ คำสั่งแบบซ้อนทับกัน ซึ่งหมายความว่าในขณะที่คำสั่งหนึ่งกำลังถูกเอ็กซิคิวต์ คำสั่งต่อไปจะถูกอ่านจากหน่วยความจำเก็บโปรแกรมมาเก็บไว้ บล็อกไดอะแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16C5X แสดงดังรูปที่ 2.9

ไทม์มิ่งไดอะแกรมแสดงลำดับการประมวลผลคำสั่ง

สัญญาณนาฬิกาอินพุต (ป้อนเข้าที่ขา OSC1) จะถูกแบ่งออกเป็น 4 ช่วง เพื่อสร้างเป็นสัญญาณนาฬิกาภายในที่ไม่ทับซ้อนกัน 4 คำ เรียกว่า Q1 Q2 Q3 Q4 ภายในชิป คำโปรแกรมเคาน์เตอร์จะเพิ่มค่าที่เวลา Q1 คำสั่งจะถูกเฟตซ์จากหน่วยความจำเก็บโปรแกรมและนำเข้าไปในตัวรีจิสเตอร์คำสั่ง ที่เวลา Q4 มันจะถูกถอดรหัส และเอ็กซิคิวต์ที่เวลา Q1 ถึง Q4 ดังรูป 2.10

ตัวรีจิสเตอร์เก็บข้อมูล

บัสข้อมูลขนาด 8 บิต จะเชื่อมต่อกันที่ทำหน้าที่พื้นฐานสองส่วนเข้าด้วยกันคือรีจิสเตอร์ไฟล์ที่ประกอบด้วยรีจิสเตอร์ 8 บิต จำนวน 80 ตัว รวมถึงพอร์ตอินพุต/เอาต์พุตต่างๆ กับ ALU ขนาด 8 บิต แรมขนาด 32 ไบต์ จะถูกอ้างอิงแอดเดรสได้โดยตรงในขณะที่พื้นที่หน่วยความจำแ่งค์ขนาด 16 ไบต์ ต่อหนึ่งแ่งค์จะถูกใช้เพื่อขยายหน่วยความจำให้มีขนาดใหญ่ขึ้นดังแสดงในตัวอย่างที่ 2.10 ข้อมูลสามารถถูกอ้างอิงตำแหน่งได้ทางตรงหรือทางอ้อม โดยใช้รีจิสเตอร์ FSR ในทันทีที่มีการอ้างอิงตำแหน่งข้อมูล โดยใช้คำสั่งตามตัวอักษร ข้อมูลจะถูกโหลดจากหน่วยความจำโปรแกรมเข้าไปในรีจิสเตอร์ W



- ข้อสังเกต : 1 ความล่าช้าจากการเปลี่ยนแปลงสัญญาณนาฬิกาอินพุตไม่
เป็นค่า RTCC ที่เพิ่มขึ้นใช้เวลา 3 tosc (ในช่วงเวลา $Q = \text{tosc}$)
ดังนั้นจึงผิดพลาดมากที่สุดที่เกิดจากการวัดเวลาดำเนินการ
ขอบเขตทั้งสองของอินพุต $\text{RTCC} = \pm 4 \text{ tosc}$
- 2 สัญญาณนาฬิกาภายนอกถ้าไม่ใช้ปริสเกลเลอร์ หรือถ้าใช้
ปริสเกลเลอร์จะเป็นในทางกลับกัน
- 3 ลูกศรต่างๆ นี้ ชี้จุดของเวลาที่มีการแชนบลิ้งเกิดขึ้น

รูปที่ 2.10 ไทม์มิงไดอะแกรมแสดงการทำคำสั่งของ PIC16C5X

ไฟล์แ่งตามหน้าที่ได้เป็น 2 กลุ่มคือรีจิสเตอร์ปฏิบัติการ (Operational register) กับรีจิสเตอร์
ใช้งานทั่วไป (General purpose register) ซึ่งรีจิสเตอร์ปฏิบัติการประกอบด้วย

1. Real time clock counter
2. Program counter
3. Status register
4. Input/output register
5. File select register
6. General purpose register

นอกจากนี้ตัวรีจิสเตอร์ใช้งานพิเศษ (special purpose register) จะถูกใช้เพื่อควบคุมพอร์ต
อินพุต/เอาต์พุต และใช้ในการคำนวณค่า ปริสเกลเลอร์ (prescaler) เพื่อกำหนดค่าการหาร

ALU (Arithmetic/Logic Unit)

ALU ขนาด 8 บิต จะมีรีจิสเตอร์ W ซึ่งใช้เก็บข้อมูลชั่วคราวรวมอยู่ด้วย ALU จะทำหน้าที่
คำนวณทางคณิตศาสตร์ และมูลึนระหว่างข้อมูลที่อยู่ในรีจิสเตอร์ W กับรีจิสเตอร์ไฟล์ใดๆ นอกจากนี้
นี้ ALU ยังสามารถปฏิบัติการกับค่าโอเปอเรนด์ค่าเดียวที่อยู่ในรีจิสเตอร์ W หรือรีจิสเตอร์ไฟล์ใดๆ ได้
ด้วย

หน่วยความจำโปรแกรม (Program memory)

หน่วยความจำโปรแกรมนี้นี้มีขนาด 512 เวิร์ด (1 เวิร์ด มีขนาด 12 บิต) เป็นอีพროมสามารถเข้าถึงแอดเดรสได้โดยตรง ลำดับคำสั่งของคำสั่งขนาดเล็ก (Micro-instruction) จะถูกควบคุมโดยผ่านโปรแกรมเคาน์เตอร์ที่มีการเพิ่มค่าอย่างอัตโนมัติทุกครั้งที่มีการเอ็กซิคิวต์โปรแกรม ในการปฏิบัติการเพื่อควบคุมโปรแกรม การเข้าถึงแอดเดรสโดยตรง โดยข้ามและการเข้าถึงแบบสัมพันธ์สามารถทำกับบิตทดสอบและคำสั่ง SKIP, CALL, JUMP หรือการคำนวณแอดเดรสเพื่อโหลดลงในโปรแกรมเคาน์เตอร์ นอกจากนี้ในชิปยังมีสแต็กถึง 2 ระดับ เพื่อให้ง่ายต่อการใช้โปรแกรมย่อยแบบโครงข่าย (nesting)

หน้าที่ของรีจิสเตอร์ไฟล์ต่างๆ

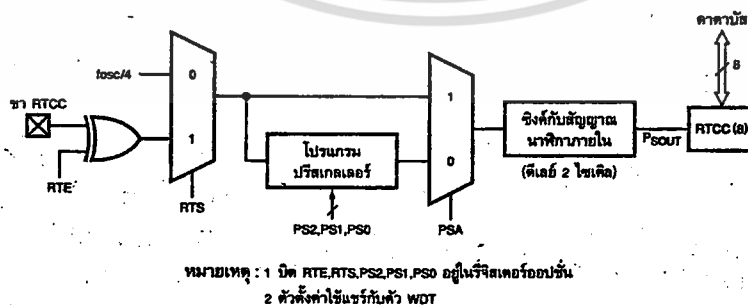
-รีจิสเตอร์ INDF (Indirect data addressing)

ตัวรีจิสเตอร์นี้ไม่ใช่รีจิสเตอร์ทางกายภาพ จะทำหน้าที่เก็บค่าข้อมูลของรีจิสเตอร์ FSR เพื่อใช้เลือกรีจิสเตอร์ไฟล์ตัวใดตัวหนึ่งรีจิสเตอร์ INDF จะใช้เป็นรีจิสเตอร์โดยข้ามเช่นในคำสั่ง ADDWF INDF, W จะเป็นการนำค่าในรีจิสเตอร์ ที่ชี้ด้วย SFR กับค่าที่อยู่ในรีจิสเตอร์ W มาบวกกัน และนำค่าที่ได้ ไปเก็บในรีจิสเตอร์ W

ถ้ารีจิสเตอร์ INDF ถูกอ่านค่าตัวเองโดยการเข้าถึงแบบทางข้าม (เช่น FSR= 0h) ค่าที่ได้จะเป็น 00h ถ้ารีจิสเตอร์ INDF ถูกข้ามโดยการเข้าถึงแบบทางข้าม ผลลัพธ์ที่ได้จะเป็น NOP

-RTCC (Real Time Clock Counter)

ตัวรีจิสเตอร์นี้สามารถถูกเขียนและอ่านด้วยโปรแกรมได้ดังเช่นรีจิสเตอร์ตัวอื่นๆ นอกจากนี้ค่าในรีจิสเตอร์นี้ยังสามารถเพิ่มได้ โดยการใช้สัญญาณจากภายนอกที่ต่อเข้ากับขา RTCC หรือใช้สัญญาณนาฬิกาภายใน (Clock out = $F_{osc}/4$) ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 การทำงานของปริสเกลเลอร์และรีลไทม์คัลคูล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริสเกลเลอร์ขนาด 8 บิต สามารถเป็นตัวควบคุมค่าส่งไปที่ RTCC ได้โดยการกำหนดค่าที่เหมาะสมลงในบิต PSA และบิต PS ในรีจิสเตอร์ออปชั่น (OPTION) ซึ่งเป็นรีจิสเตอร์พิเศษ (ไม่ได้อยู่ในหน่วยความจำข้อมูล) สามารถอ้างถึงรีจิสเตอร์นี้ได้โดยใช้คำสั่ง OPTION ถ้าปริสเกลเลอร์ เป็นตัวจัดสรรค่าที่ส่งไปให้ RTCC คำสั่งที่เขียนค่าเข้าไปใน RTCC ก็จะเป็นการเคลียร์ค่าในตัวตั้งค่า

บิต RTS ในรีจิสเตอร์ออปชั่น เป็นตัวกำหนดว่า RTCC จะเพิ่มค่าโดยใช้สัญญาณจากภายในหรือภายนอก

$RTS = "1"$ แหล่งสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้ RTCC หรือ ปริสเกลเลอร์ จะได้มาจากสัญญาณที่ป้อนเข้าที่ขา RTCC บิตที่ 4 ของรีจิสเตอร์ออปชั่น (RTE) จะเป็นตัวกำหนดว่าจะเพิ่มค่าที่ขอบขาลง ($RTE = "1"$) หรือขอบขาขึ้น ($RTE = "0"$) ของสัญญาณที่ป้อนเข้าที่ขา RTCC

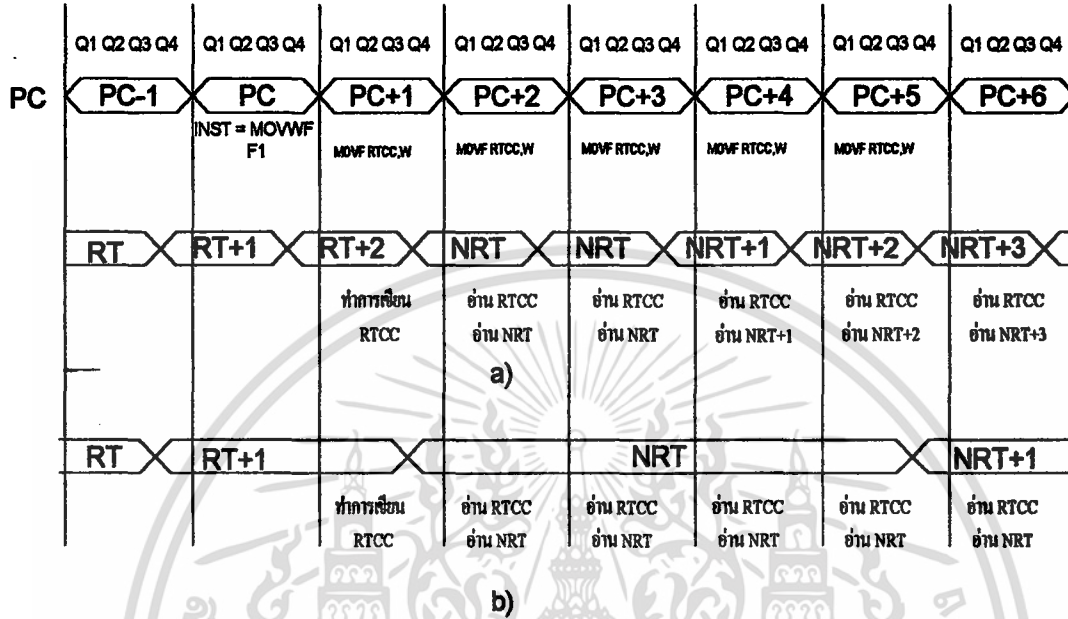
$\overline{RTS} = "0"$ รีจิสเตอร์ RTCC หรือตัวตั้งค่า จะเพิ่มค่าได้โดยใช้สัญญาณนาฬิกาภายใน ($f_{osc}/4$) บิต RTE ในรีจิสเตอร์ OPTION ขา RTCC จะไม่ใช้งานในกรณีนี้ ขา RTCC จะต้องไม่ปล่อยลอย (ต้องต่อกับ VDD หรือ VSS) เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนและเพื่อลดกระแสให้มีการกินไฟต่ำ

หากป้อนสัญญาณนาฬิกาเข้าใน RTCC ตลอดเวลา (สัญญาณจากภายในหรือจากภายนอกโดยไม่มีการใช้ปริสเกลเลอร์ RTCC จะมีการเพิ่มค่าตัวเองขึ้นเรื่อยๆ และเมื่อเพิ่มจนถึงค่า FFh ก็จะมีเริ่มหมุนทับเป็นค่า 00h ใหม่ไปเรื่อยๆ ค่าพัลส์ทุกตัวที่จะไปเพิ่มค่าใน RTCC จะไม่มีการเพิ่มค่าเกิดขึ้น 2 ไชเคิลโดยไม่ขึ้นกับว่าแหล่งจ่ายสัญญาณนั้นจะมาจากภายนอกหรือภายใน และถ้าตัวตั้งค่าถูกกำหนดให้ใช้กับ RTCC เอาท์พุทของตัวตั้งค่าก็จะถูกหน่วง 2 ไชเคิลก่อนที่จะเพิ่มค่าให้ RTCC สำหรับทุกคำสั่งไม่ว่าจะเป็นคำสั่งเขียนหรืออ่าน-เปลี่ยนแปลง-เขียนค่าใน RTCC (เช่น MOVF RTCC, CLRF RTCC) ในการใช้งานเมื่อต้องการทดสอบค่าใน RTCC ว่าเป็นศูนย์หรือไม่ โดยไม่ให้มีผลต่อการนับให้ใช้คำสั่ง MOVF RTCC, W แผนภาพแสดงเวลาที่ใช้ในการอ่านเขียน RTCC และค่าเวลาที่เพิ่มขึ้นแสดงในรูปที่ 2.12

การใช้สัญญาณนาฬิกาภายนอกป้อนให้ RTCC

เมื่อป้อนสัญญาณนาฬิกาจากภายนอกให้กับ RTCC มันจะถูกซิงโครไนซ์ กับเฟสของสัญญาณนาฬิกาภายใน ดังนั้นสัญญาณนาฬิกาจากภายนอกที่ป้อนเข้ามาจะต้องมีความแน่นอนและจะเกิดการตีเลยขึ้นที่ขอบขาของสัญญาณนาฬิกาภายนอกก่อนที่จะไปเพิ่มค่าใน RTCC การซิงโครไนซ์จะทำการตั้งค่าเอาต์พุทของตัวตั้งค่าจะถูกหน่วง 2 ครั้งใน 1 ไชเคิลของทุกคำสั่งเพื่อตรวจจับขอบขาขึ้นหรือขอบขาลง ดังนั้น Psout จะต้องมีค่าสูงสุดอย่างน้อย 2 T_{osc} และ ค่าต่ำสุดอย่างน้อย 2 T_{osc} = ช่วงคาบเวลาของออสซิลเลเตอร์ ดังรูปที่ 2.11

เมื่อไม่ใช้ปริสเทลเลอร์ เอ้าท์พุทของปริสเทลเลอร์ จะเหมือนกับสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้กับ RTCC



รูปที่ 2.12 ไทม์มิ่งไดอะแกรมของรีลไทม์คัสต็อก a) สัญญาณนาฬิกาภายใน ไม่ใช้ปริสเทลเลอร์
b) สัญญาณนาฬิกาภายในใช้ปริสเทลเลอร์

โปรแกรมเคาน์เตอร์

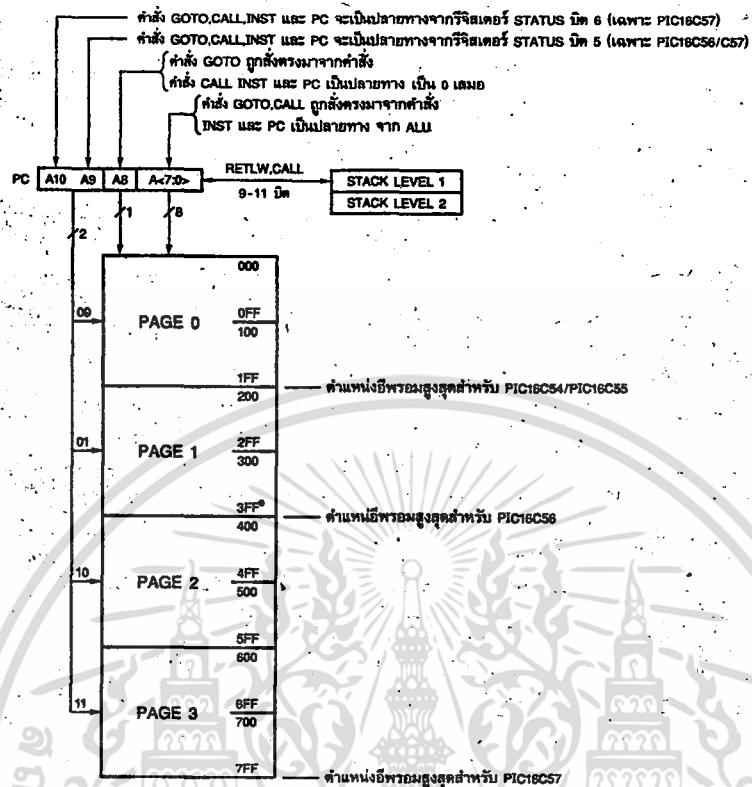
โปรแกรมเคาน์เตอร์จะสร้างแอดเดรสขนาดขนาด 12 บิตเพื่อใช้ชี้ตำแหน่งของเซลล์ต่างๆในตัวชิพรวม 2048 ตำแหน่งที่เก็บคำสั่งของโปรแกรม

โดยชิปต่างเบอร์กันจะมีขนาดของโปรแกรมเคาน์เตอร์และขนาดของสแต็ก (ที่มี 2 ระดับ) แตกต่างกันออกไป

โปรแกรมเคาน์เตอร์จะเซตทุกบิตเป็น "1" ถ้าอยู่ในสถานะรีเซตในช่วงการเอ็กซิคิวต์ โปรแกรมเคาน์เตอร์จะเพิ่มค่าตัวเองโดยอัตโนมัติ ในแต่ละคำสั่งหรือมีจะนั่นผลลัพธ์จากการเอ็กซิคิวต์จะเป็นตัวกำหนดค่าให้กับโปรแกรมเคาน์เตอร์

สแต็ก

ตัวชิปตระกูล PIC16C5X มีสแต็กทางฮาร์ดแวร์ 2 ระดับ ซึ่งสามารถใช้สำหรับเก็บค่าและอ่านค่า (Push/Pop) ข้อมูลได้ ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 การจัดหน่วยความจำภายในของ PIC16C5X

คำสั่ง CALL จะดันค่าโปรแกรมเคาน์เตอร์ในขณะนั้น (เพิ่มค่าขึ้น 1) เก็บในสแต็กระดับ 1 และสแต็กระดับ 1 จะดันค่าเข้าสแต็กระดับ 2 โดยอัตโนมัติ ถ้ามีการใช้คำสั่ง CALL มากกว่า 2 ครั้ง ค่าที่ได้เก็บในสแต็กล่าสุด 2 ค่าเท่านั้นที่ยังเก็บอยู่

ตัวรีจิสเตอร์สถานะ

ตัวรีจิสเตอร์นี้จะเก็บค่าสถานะการคำนวณของ ALU ,สถานะการรีเซ็ต และค่าบิตเลือกเพจล่วงหน้าสำหรับหน่วยความจำเก็บโปรแกรมที่ใหญ่กว่า 512 เวิร์ด (PIC16C56, PIC16C57)

บิตตัวทด/ตัวยืม และบิตตัวทด/ตัวยืมแบบคิจิต

บิตตัวทดเป็นค่าตัวทดจากผลการบวก (ADDWF) และเป็นค่าตัวยืม (borrow) จากผลการลบ (SUBWF)

คำสั่ง RRF และ RLF มีผลต่อบิตนี้ด้วย

บิตตัวทอดแบบดิจิทัลจะมีหน้าที่คล้ายบิตตัวทอด เช่นบิตนี้จะใช้เป็นค่าตัวช่วยในการลบแบบดิจิทัล

บิตไทม์เอาท์และบิตแสดงสถานะเพาเวอร์ดาวน์ (T0,PD)

บิต T0 (time out) และ PD (power down) ในรีจิสเตอร์สถานะสามารถใช้ทดสอบเพื่อหาว่าเงื่อนไขการรีเซ็ตที่เกิดขึ้นเป็นเหตุมาจากไทม์เอาท์ที่ WDT ,เงื่อนไขการเปิดไฟเลี้ยง หรือการตื่นจากโหมด SLEEP โดยใช้ตัว WDT หรือการใช้ขา MCLR เหตุการณ์ที่มีผลต่อบิตสถานะเหล่านี้แสดงในตาราง

โหมด	T0	PD	หมายเหตุ
เพาเวอร์อัพ	1	1	
เกิดไทม์เอาท์จาก WDT	0	x	ไม่มีผลต่อบิต PD
คำสั่ง SLEEP	1	0	
คำสั่ง CLR WDT	1	1	

ตารางที่ 2.3 การกำหนดค่าบิตไทม์เอาท์และบิตแสดงสถานะเพาเวอร์ดาวน์

รีจิสเตอร์ FSR

บิตที่ 0-4 จะเลือกรีจิสเตอร์ไฟล์ตัวใดตัวหนึ่งจาก 32 ตัว ที่มีการอ้างอิงแอดเดรสโดยอ้อม บิตที่ 5-7 ของ SFR จะอ่านได้อย่างเดียว และโดยทั่วไปจะอ่านค่าได้เท่ากับ "1"

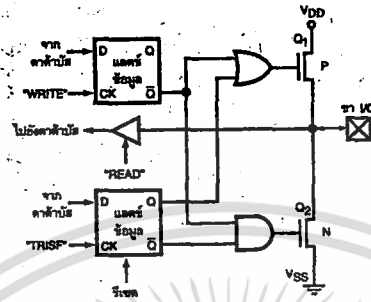
ถ้าไม่ใช้การอ้างอิงโดยอ้อมโดยรีจิสเตอร์ SFR นี้จะสามารถใช้เป็นรีจิสเตอร์จุดประสงค์ทั่วไปขนาด 5 บิต

รีจิสเตอร์ พอร์ตอินพุต/เอาท์พุต

รีจิสเตอร์พอร์ตอินพุต/เอาท์พุตสามารถเขียนและอ่านได้ภายใต้การควบคุมของโปรแกรม เหมือนกับรีจิสเตอร์ไฟล์ อย่างไรก็ตาม คำสั่งอ่าน เช่น MOVE PORTB ,W โดยปกติจะอ่านจากขาอินพุต/เอาท์พุต โดยไม่สนใจว่าขานั้นจะกำหนดให้เป็นขาอินพุต/เอาท์พุต เมื่อเริ่มต้นทำการรีเซ็ตเครื่องใหม่ พอร์ตทั้งหมดจะถูกกำหนดให้เป็นอินพุต (โหมดความต้านทานสูง) และตัวของรีจิสเตอร์อินพุต/เอาท์พุตจะถูกเซ็ตค่าเป็น "1" ทั้งหมด

การอินเตอร์เฟสกับพอร์ตอินพุต/เอาต์พุต

วงจรเสมือนสำหรับบิตบิตหนึ่งของพอร์ตอินพุต/เอาต์พุตจะแสดงดังในรูป 2.14



รูปที่ 2.14 วงจรเสมือนแสดงหลักการทำงานของขาอินพุต/เอาต์พุต

พอร์ตทุกพอร์ตสามารถจะกำหนดได้ว่าจะให้เป็นอินพุตหรือเอาต์พุต สำหรับการใช้งานเป็นพอร์ตอินพุต สัญญาณจะไม่ถูกแลตซ์เอาไว้ การป้อนสัญญาณอินพุตจะต้องคงอยู่จนกระทั่งถูกอ่านโดยคำสั่งอินพุตจนครบ แต่สำหรับการใช้งานเป็นพอร์ตเอาต์พุตนั้น ข้อมูลจะถูกแลตซ์เอาไว้ และจะไม่มี การเปลี่ยนค่าจนกว่าจะมีการเขียนข้อมูลใหม่ส่งมาอีกครั้ง การกำหนดพอร์ตในตำแหน่งขาต่างๆ ให้เป็นเอาต์พุตจะต้องสั่งให้บิตควบคุมทิศทาง (TRISA, TRISB, TRISC) มีค่าเป็น "0" แต่ถ้าต้องการให้เป็นขาอินพุต จะต้องเซตบิตควบคุมให้เป็น "1"

รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไป

- * f08h-f1fh : รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปในหน่วยความจำแ่งค์ 0
- * f20h-f2fh : ทางกายภาพจะเหมือนกับ f00h-f0fh
- * f30h-f3fh : รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปในหน่วยความจำแ่งค์ 1
- * f40h-f4fh : ทางกายภาพจะเหมือนกับ f00h-f0fh
- * f50h-f5fh : รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปในหน่วยความจำแ่งค์ 2
- * f60h-f6fh : ทางกายภาพจะเหมือนกับ f00h-f0fh
- * f70h-f7fh : รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปในหน่วยความจำแ่งค์ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษ

รีจิสเตอร์ W (Working Register) ใช้สำหรับเก็บค่าโอเปอร์แรนด์ที่สองในคำสั่งที่มีสองโอเปอร์แรนด์หรือสนับสนุนการเคลื่อนย้ายภายใน

TRISA เป็นรีจิสเตอร์ควบคุมอินพุต/เอาต์พุตสำหรับพอร์ต A บิต 0-3 เท่านั้นที่ใช้งานได้ เพื่อให้สอดคล้องกับพอร์ตอินพุต/เอาต์พุตที่มีขนาดแค่ 4 บิต

TRISB เป็นรีจิสเตอร์ควบคุมอินพุต/เอาต์พุตสำหรับพอร์ต B

TRISC เป็นรีจิสเตอร์ควบคุมอินพุต/เอาต์พุตสำหรับพอร์ต C

ตัวรีจิสเตอร์ควบคุมอินพุต/เอาต์พุตจะถูกโหลดด้วยค่าในรีจิสเตอร์ W เมื่อมีการทำคำสั่ง TRISF โดยค่า "1" ที่ใส่ในรีจิสเตอร์ควบคุมจะทำให้ขาอินพุต/เอาต์พุต อยู่ในสถานะความต้านทานสูง ทำหน้าที่เป็นขาอินพุต และค่า "0" ที่ใส่ในรีจิสเตอร์ควบคุมจะทำให้ขาอินพุต/เอาต์พุตที่ถูกเลือกในพอร์ตนั้นมีสถานะเป็นขาเอาต์พุต

โดยรีจิสเตอร์เหล่านี้จะเขียนได้อย่างเดียวและจะถูกเซ็ตให้เป็น "1" ทั้งหมดเมื่ออยู่ในสภาวะรีเซ็ต

สภาวะรีเซ็ต

สภาวะรีเซ็ตอาจเกิดจากการที่เริ่มป้อนไฟเลี้ยงให้แกชิป, ป้อนค่าลอจิก "0" เข้าที่ขา MCLR หรือจากตัว WDT เกิดใหม่เอาท์ ชิปจะอยู่ในสภาวะรีเซ็ตตราบเท่าที่ขา MCLR ยังคงมีค่าลอจิก "0" หรือตัว OST แยกที่ฟ

ตัว OST จะแยกที่ฟทันทีที่ขา MCLR มีค่าลอจิกเป็น "1" ในสภาวะรีเซ็ต PIC16C5X จะมีสถานะดังนี้

- * ออสซิลเลเตอร์จะทำงานหรือเริ่มต้นทำงาน
- * ขาของพอร์ตอินพุต/เอาต์พุตทุกขาจะอยู่ในสถานะความต้านทานสูงโดยจะรีเซ็ตให้รีจิสเตอร์ TRIS มีค่าเป็น "1" ทั้งหมด
- * โปรแกรมเคาน์เตอร์จะถูกเซ็ตให้เป็น "1" ทั้งหมด
- * รีจิสเตอร์ออปชั่นจะถูกเซ็ตให้เป็น "1" ทั้งหมด
- * ตัว WDT และปริสเกลเลอร์จะถูกเคลียร์
- * 3 บิตบนในรีจิสเตอร์สถานะจะเซ็ตเป็น "1" ทั้งหมด
- * เฉพาะรีจิสเตอร์ที่ใช้ออสซิลเลเตอร์แบบ RC สัญญาณ CLKOUT ที่ขา OSC2 จะมีค่าเป็นลอจิก "0"

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริสเกลเลอร์

ปริสเกลเลอร์จะใช้เคาน์เตอร์ขนาด 8 บิต คอยทำหน้าที่เป็นปริสเกลเลอร์ให้กับตัว RTCC หรือเป็นปริสเกลเลอร์ให้กับ WDT อย่างใดอย่างหนึ่ง

บิต PSA และบิต PS0-PS2 ในรีจิสเตอร์ออฟชั่นจะใช้กำหนดค่าในปริสเกลเลอร์ และค่าอัตราส่วนในปริสเกลเลอร์

เมื่อกำหนดให้ปริสเกลเลอร์ทำงานกับ RTCC ทุกคำสั่งที่ทำการเขียนลงใน RTCC จะไปเคลียร์ค่าในปริสเกลเลอร์

เมื่อกำหนดปริสเกลเลอร์ให้ใช้กับตัว WDT คำสั่ง CLRWDT จะเคลียร์ค่าใน WDT

2.5.4 ชุดคำสั่งพื้นฐาน

คำสั่งใน PIC16C5X แต่ละคำสั่งมีขนาดกว้าง 12 บิต ถูกแบ่งออกเป็นออฟโค้ด ซึ่งจะระบุชนิดของคำสั่งและมีโอเปอเรนด์ 1 ตัวหรือมากกว่า ซึ่งใช้ระบุค่าโอเปอเรนด์ของคำสั่ง สรุปชุดคำสั่งของการควบคุม

สำหรับคำสั่งที่กระทำแบบไบต์ "r" จะใช้แทนตัวรีจิสเตอร์ไฟล์และ "d" จะใช้แทนตัวกำหนดจุดหมายปลายทาง ตัวรีจิสเตอร์ไฟล์จะเป็นรีจิสเตอร์ไฟล์ตัวใดตัวหนึ่งจากรีจิสเตอร์ไฟล์ทั้ง 32 ตัวของ PIC16C5X ซึ่งระบุโดยคำสั่ง สำหรับใน PIC16C57 บิตที่ 5 และ 6 ในรีจิสเตอร์ FSR จะกำหนดแ่งค์ของรีจิสเตอร์ที่ถูกเลือก

ตัวกำหนดจุดหมายปลายทางจะระบุสถานที่ที่ผลลัพธ์ของการปฏิบัติการคำสั่งนั้นๆ ไปเก็บถ้า "d" มีค่าเป็น "0" ผลลัพธ์จะไปเก็บที่รีจิสเตอร์ W ถ้า "d" มีค่าเป็น "1" ผลลัพธ์จะไปเก็บในรีจิสเตอร์ไฟล์ที่ระบุในคำสั่ง

สำหรับคำสั่งที่กระทำแบบบิต "b" จะใช้แทนตำแหน่งของบิตที่คำสั่งนั้นต้องไปกระทำ และ "r" จะใช้แทนตำแหน่งของไฟล์ที่บิตนี้อยู่

สำหรับคำสั่งที่กระทำแบบอักขระและการปฏิบัติการควบคุม "k" จะใช้แทนค่าข้อมูลหรือค่าอักขระขนาด 8 บิต หรือ 9 บิต

ทุกคำสั่งจะถูกเอ็กซีคิวต์ภายในหนึ่งไซเคิลของคำสั่ง ยกเว้นกรณีที่มีการทดสอบเงื่อนไขในคำสั่งนั้นเป็นจริงหรือค่าในโปรแกรมเคาน์เตอร์ถูกเปลี่ยนแปลงเนื่องจากผลลัพธ์คำสั่งนั้นๆ ในกรณีที่การเอ็กซีคิวต์จะต้องใช้ถึงสองไซเคิล คำสั่งหนึ่งไซเคิลจะประกอบด้วยสี่คาบเวลาของออสซิลเลเตอร์ ดังนั้นถ้าความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้เท่ากับ 4 เมกะเฮิรตซ์ เวลาในการเอ็กซีคิวต์ คำสั่งโดยทั่วไปจะ

เท่ากับ 1 ไมโครวินาที ถ้าเงื่อนไขการทดสอบเป็นจริง หรือค่าในโปรแกรมเคาน์เตอร์ถูกเปลี่ยนแปลง อันเนื่องมาจากผลลัพธ์ของคำสั่งนั้นๆ เวลาที่ใช้ในการเอ็กซ์ซิควิส ก็จะเป็น 2 ไมโครวินาที

วอตซ์ด็อกไทเมอร์

สามารถทำงานได้โดยอิสระแม้ว่าจะเป็นชิปที่ใช้ฮอสซิลเลเตอร์แบบ RC ก็ตาม ซึ่งไม่จำเป็นต้องต่ออุปกรณ์ภายนอกต่อเพิ่มอีก นั้นหมายความว่าตัววอตซ์ด็อกไทเมอร์จะยังคงทำงานแม้ว่าสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนเข้าขา OSC1/OSC2 จะหมดไป

วอตซ์ด็อกไทเมอร์ถูกกำหนดไม่ให้งานเป็นการถาวรได้โดยการโปรแกรมค่า "0" ลงในตัวฟิวส์อีพรอมพิเศษ

คาบเวลาของตัววอตซ์ด็อกไทเมอร์

ตัววอตซ์ด็อกไทเมอร์มีช่วงคาบเวลาโดยปกติประมาณ 18 มิลลิวินาที ช่วงคาบเวลานี้จะแปรผันตรงกับค่าอุณหภูมิ ค่าแรงดันไฟเลี้ยงและการเปลี่ยนแปลงจากส่วนต่างๆ ถ้าต้องการช่วงคาบเวลาที่ยาวนานมากขึ้น สามารถทำได้โดยการกำหนดค่าในปริสเกลเลอร์ให้มีอัตราส่วนเป็น 1:128 ซึ่งทำได้โดยการใช้ซอฟต์แวร์มาควบคุมตัววอตซ์ด็อกไทเมอร์ ซึ่งจะทำการเขียนค่าลงในรีจิสเตอร์ OPTION ดังนั้นช่วงคาบเวลาสูงสุดจะมีได้ถึง 2.5 วินาที

คำสั่ง CLRWDT และ SLEEP จะเคลียร์ค่าในวอตซ์ด็อกไทเมอร์และค่าในปริสเกลเลอร์ การใช้คำสั่งนี้จะช่วยป้องกันไม่ให้เกิดการสร้างสัญญาณไทม์เอาต์และทำให้ชิป อยู่ในสภาวะรีเซ็ต บิตสถานะ TO ในรีจิสเตอร์สถานะจะถูกเคลียร์เมื่อตัว WDT เกิดไทม์เอาต์

วงจรรอสซิลเลเตอร์

ตัวชิปตระกูล PIC16C5X สามารถใช้คู่กับฮอสซิลเลเตอร์แบบต่างกันได้ 4 แบบ ในกรณีของชิปที่มีอีพรอมอยู่ภายใน วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่เลือกใช้จะขึ้นกับอีพรอมที่ใช้ ว่าต้องการฮอสซิลเลเตอร์แบบใด

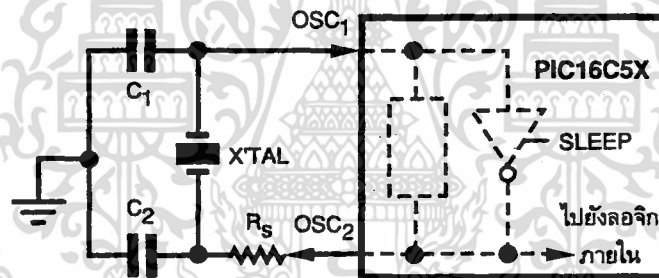
ฮอสซิลเลเตอร์แบบคริสตอล

PIC16C5X แบบ XT, HS หรือ LP จำเป็นต้องใช้วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบเซรามิกหรือคริสตอล ต่อเข้าที่ขา OSC1 และ OSC2 เพื่อสร้าง สัญญาณนาฬิกา ดังแสดงในรูป 2.15 ส่วนตารางที่ 2.4 จะแสดงค่าของตัวเก็บประจุ C1, C2 เมื่อใช้ที่ความถี่ต่างๆ กัน สำหรับฮอสซิลเลเตอร์แบบเซรามิก

ชิปแบบ XT เป็นออสซิลเลเตอร์คริสตอลแบบมาตรฐาน ชิปแบบ HS เป็นออสซิลเลเตอร์คริสตอลแบบความเร็วสูง วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ HS อาจจะต้องใช้ตัวต้านทานต่อเชื่อมด้วย ในกรณีที่ต้องการสร้างความเร็วออสซิลเลเตอร์ที่ต่ำกว่า 20 เมกะเฮิรตซ์ และในกรณีชิปแบบ XT อาจจะต้องการ คริสตอลแบบสตริปคัท AT เพื่อหลีกเลี่ยงการโอเวอร์ไดรฟ์

ออสซิลเลเตอร์แบบ	ความเร็วเฮิรตซ์	ช่วงของค่าตัวเก็บประจุ
XT	455 kHz	150-330 pF
	2.0 MHz	20-330 pF
	4.0 MHz	20-330 pF
HS	8.0 MHz	20-200 pF

ตารางที่ 2.4 การเลือกใช้ตัวเก็บประจุสำหรับวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเซรามิก



R_S อาจจะต้องใช้ในโหมด HS และ XT สำหรับคริสตอลแบบสตริปคัท AT เพื่อหลีกเลี่ยงการโอเวอร์ไดรฟ์

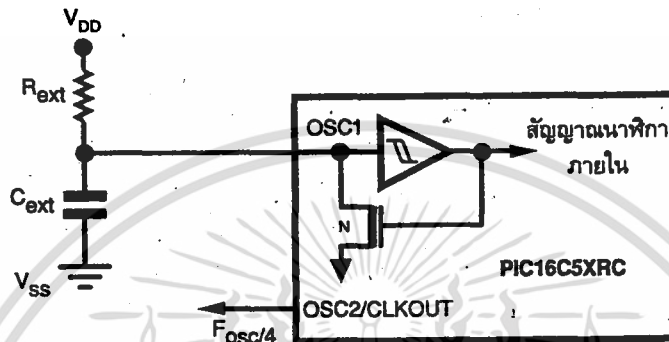
รูปที่ 2.15 การใช้งานคริสตอลหรือออสซิลเลเตอร์ชนิดเซรามิก (เฉพาะแบบ HS, XT หรือ LP)

ออสซิลเลเตอร์แบบ RC

ในกรณีการใช้งานที่ไม่ต้องการออสซิลเลเตอร์ที่มีความเที่ยงตรงมากนัก ควรใช้ออสซิลเลเตอร์แบบ RC ซึ่งมีราคาถูกกว่าแบบอื่น ความถี่จากวงจรออสซิลเลเตอร์แบบ RC นี้จะขึ้นอยู่กับแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟ, ตัวต้านทาน, ค่าตัวเก็บประจุและอุณหภูมิที่ใช้งาน นอกจากนี้ ความถี่ที่ได้จากออสซิลเลเตอร์จะมีค่าแปรไปตามอุณหภูมิต่างๆ เนื่องจากอุปกรณ์แต่ละตัวที่ถูกสร้างขึ้น จะมีค่าพารามิเตอร์ที่แตกต่างกันออกไป นอกจากนี้ความกว้างของขอบตัวนำระหว่างชิปของตัวเก็บประจุนั้นจะมีผลต่อความถี่ออสซิลเลเตอร์ ในรูปที่ 2.16 แสดงถึงการต่ออุปกรณ์ RC เข้ากับ PIC16C5X

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึงแม้ว่าออสซิลเลเตอร์จะทำงานได้โดยไม่ต้องต่อตัวเก็บประจุภายนอก แต่ควรใส่ค่าตัวเก็บประจุที่มากกว่า 20 พิโคฟารัด เพื่อลดสัญญาณรบกวนและให้สัญญาณมีความคงที่ ถ้าไม่มีตัวเก็บประจุหรือตัวเก็บประจุภายนอกมีค่าน้อยเกินไปจะทำให้ความถี่ออสซิลเลเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงที่ตัวเก็บประจุภายนอก



รูปที่ 2.16 ออสซิลเลเตอร์ชนิด RC

สลีปโหมด

โหมดสลีปนี้สามารถทำได้โดยการเอ็กซ์ทริคส์คำสั่ง SLEEP ในสถานะสลีปโหมด ค่าในตัววอตซ์ดีออกโทเมอร์เคลียร์แต่ยังคงทำงานอยู่ PD ในรีจิสเตอร์สถานะจะถูกเคลียร์ บิต TO จะถูกเซ็ต และตัวขับออสซิลเลเตอร์จะปิด พอร์ตอินพุต/เอาต์พุตยังคงเก็บค่าสถานะเดิมที่เป็นอยู่ก่อนที่คำสั่ง SLEEP จะถูกเอ็กซ์ทริคส์

ในสลีปโหมดนี้จะทำให้การกินไฟต่ำสุด ขาอินพุต/เอาต์พุตทุกขาจะมีค่าเป็น VDD หรือไม่เป็น VSS หากไม่ได้ต่อเชื่อมกับวงจรภายนอก ที่มีการดึงกระแสจากขาอินพุต/เอาต์พุต ขาอินพุต/เอาต์พุตที่อยู่ในโหมดความต้านทานสูงควรต่อเข้ากับอุปกรณ์ภายนอกที่มีศักดาไฟสูงหรือต่ำก็ได้ เพื่อป้องกันการสวิตช์ของกระแสที่เกิดจากการปล่อยขาอินพุตลอยไว้ ขาอินพุตของ RTCC ควรจะมีค่าเป็น VDD หรือ VSS เพื่อให้เกิดการกินกำลังไฟฟ้าน้อยที่สุด

การเข้าสู่โหมดปรกติ

ตัวชิปจะเข้าสู่โหมดปรกติ เมื่อตัววอตซ์ดีออกโทเมอร์เกิดไทม์เอาท์หรือจากการป้อนสัญญาณพัลส์ค่าต่ำเข้าที่ขา MCLR ทั้งสองกรณีนี้จะทำให้ PIC16C5X อยู่ในโหมดรีเซ็ตเป็นเวลานานเท่ากับช่วงเวลา OST

บิต PD ในรีจิสเตอร์สถานะ จะถูกเซตเป็น "1" ในช่วงไฟเลี้ยง แต่จะถูกเคลียร์เมื่อใช้คำสั่ง SLEEP โดยสามารถใช้เพื่อดูว่าตัวโปรเซสเซอร์นั้นถูกสั่งให้เริ่มทำงาน หรือถูกทำให้ตื่นจากสลีป โหมด บิต TO ในรีจิสเตอร์สถานะ สามารถทำให้ดูว่าการตื่นขึ้นนี้เกิดเนื่องจากสัญญาณ MCLR ภายนอก หรือการที่วอตช์ดีคอกไทเมอร์หมดเวลา

การป้องกันรหัส

รหัสโปรแกรมจะถูกเขียนลงในอีพรอมซึ่งสามารถป้องกันได้โดยทำการโปรแกรมฟิวส์ ป้องกันรหัสด้วยค่า "0" หากใช้ฟิวส์ป้องกันรหัสก็ไม่สามารถอ่านค่าโปรแกรมในอีพรอมได้ ไม่ว่าจะหนทางใดๆ ซึ่งจะทำให้รหัสโปรแกรมยังคงเก็บอยู่ นอกจากนี้ ตำแหน่งในหน่วยความจำทั้งหมด จะเริ่มต้นที่ 040H และเหนือขึ้นไป ซึ่งจะช่วยป้องกันโปรแกรมเอาไว้

จะสังเกตว่ารูปแบบของฟิวส์และบิตรหัสประจำตัวสามารถอ่านได้ถึงแม้ว่าจะมีการป้องกันรหัสก็ตาม

2.6 หน่วยแสดงผล

2.6.1 แนวทางการใช้งาน LCD MODULE

ปัจจุบัน LCD เป็นที่นิยมกันอย่างมาก สำหรับการแสดงผลในเครื่องมือเครื่องใช้ต่างๆ ทั้งนี้เนื่องจากมีความเหมาะสมด้วยประการทั้งปวง ทั้งในด้านการกินกระแสต่ำ สามารถแสดงผลเป็นตัวอักษรและตัวเลข หรือแสดงเป็นกราฟฟิคได้

LCD MODULE มีอยู่มากมายหลายรุ่น และมีคุณสมบัติแตกต่างกันไปซึ่งแบ่งได้เป็น 2 กลุ่มหลัก คือ

1. แบบดอตเมตริก จะแสดงผลเป็นตัวอักษรขนาด 5*8 จุด และมีจำนวนอักษรและบรรทัดแตกต่างกันไปในแต่ละรุ่น
2. แบบกราฟฟิค สามารถแสดงผลแบบบิตแมป (Bit-Map) คือจะสร้างเป็นภาพใดๆ ก็ได้ตามต้องการ

ขาสัญญาณของ LCD MODULE

ขาที่	สัญลักษณ์	การทำงาน
1	Vss	0 V GND
2	Vcc	+5 V POWER SUPPLY
3	Vee	+V FOR LIQUID CRYSTAL DRIVE
4	RS	REGISTER SELECT H: DATA INPUT L: INSTRUCTION INPUT
5	RW	H: DATA READ L: DATA WRITE
6	E	ENABLE SIGNAL (L->H)
7	DB0	DATA BUS BIT 0
8	DB1	DATA BUS BIT 1
9	DB2	DATA BUS BIT 2
10	DB3	DATA BUS BIT 3
11	DB4	DATA BUS BIT 4
12	DB5	DATA BUS BIT 5
13	DB6	DATA BUS BIT 6
14	DB7	DATA BUS BIT 7

ตารางที่ 2.5 แสดงขาสัญญาณของ LCD MODULE

การต่อเข้ากับระบบไมโครโปรเซสเซอร์

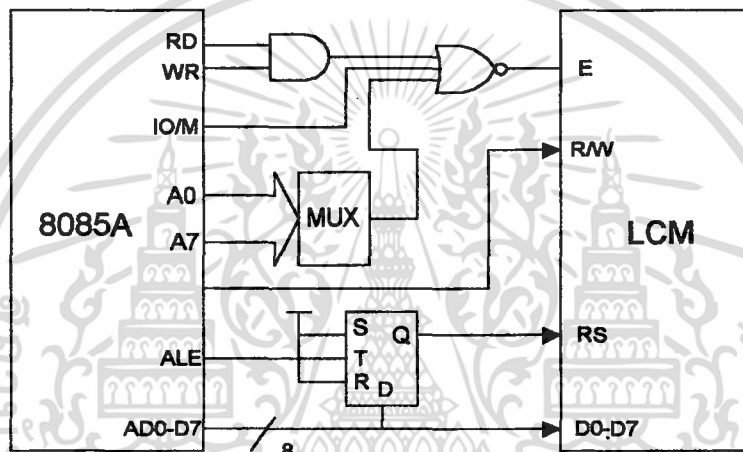
LCD MODULE จะต่อเข้ากับระบบไมโครโปรเซสเซอร์ได้ 2 ลักษณะ คือแบบแมมโมรีแมป (Memory Map) โดยผ่านบัสของ LCD ขนาด 20 ขา และแบบ อินพุต/เอาต์พุตพอร์ต โดยผ่านบัสของ 8255 ขนาด 26 ขา แต่ละแบบมีหลักการดังนี้

การต่อแบบแมมโมรีแมป (Memory Map)

1. สามารถต่อเข้ากับชิปเบอร์ต่างๆ ไปได้ เช่น 8051 หรือ Z80 โดยจะทำให้ระบบไมโครโปรเซสเซอร์มองเห็น LCD MODULE ในลักษณะหน่วยความจำได้ทันที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ผู้ใช้สามารถเขียนและอ่านข้อมูลได้จาก LCD MODULE ทำให้มองเสมือนว่าเป็นบัฟเฟอร์สำหรับหน่วยความจำ (Memory Buffer) ไปในตัว
3. เนื่องจากสามารถอ่านข้อมูลกลับได้ จึงทำให้สามารถตรวจสอบแฟล็กความพร้อมในขณะที่ LCD MODULE กำลังทำงานได้
4. ใช้ได้กับบอร์ดที่มีบั๊สสำหรับ LCD มาให้พร้อมเท่านั้น
5. ทำให้กินพื้นที่ของหน่วยความจำไปส่วนหนึ่ง และต้องมีการถอดรหัสละเอียดพอควร
6. การจัดขาสัญญาณจะต้องเป็นไปตามแบบชิปแต่ละเบอร์ด้วย

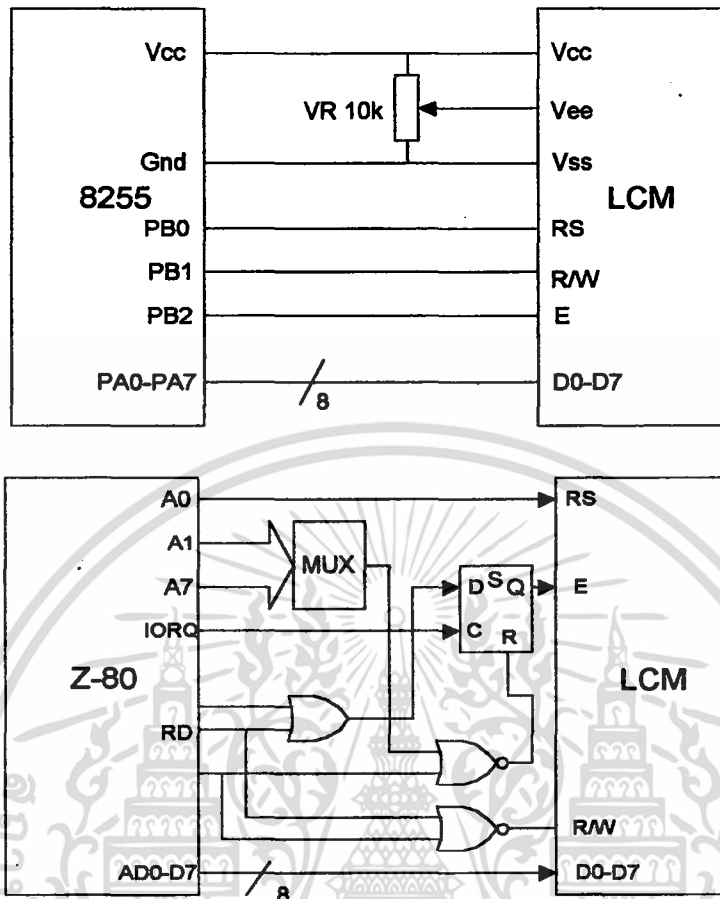


รูปที่ 2.17 การต่อเข้ากับระบบไมโครโปรเซสเซอร์

การต่อแบบอินพุต/เอาต์พุตพอร์ต

1. สามารถต่อเข้าอินพุต/เอาต์พุตพอร์ตใดๆ ก็ได้ โดยใช้สายสัญญาณจำนวน 11 เส้น และใช้โปรแกรมเป็นตัวสร้างสัญญาณขึ้นมาให้ตรงกับข้อกำหนดของ LCD MODULE
2. ผู้ใช้จะเขียนข้อมูลให้ LCD MODULE ได้อย่างเดียว ซึ่งผู้ใช้ควรจะกำหนดหน่วยความจำส่วนหนึ่งให้เป็นเหมือนบัฟเฟอร์ให้ LCD MODULE อีกที
3. เนื่องจากไม่สามารถอ่านข้อมูลกลับได้ จึงต้องใช้การหน่วงเวลาของระบบไมโครโปรเซสเซอร์เองเพื่อรอให้ LCD MODULE กระทำขบวนการต่างๆ
4. ใช้ได้กับบอร์ดทั่วไปที่มีพอร์ต
5. ไม่เปลืองส่วนของหน่วยความจำที่ใช้งาน
6. การจัดขาสัญญาณ ทำได้อย่างอิสระ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 การต่อแบบ I/O Port

ความเข้าใจพื้นฐานเกี่ยวกับการเขียนข้อมูลให้ LCD MODULE

1. การเขียนข้อมูลให้กับ LCD MODULE จะแบ่งเป็น 2 ลักษณะคือ คำสั่ง (Instruction) และข้อมูล (data) โดยจะกำหนดด้วยขาสัญญาณ RS คือถ้า $RS = 0$ จะหมายถึงส่งสัญญาณควบคุมหรืออ่านค่าแฟล็กสภาพการทำงานของ LCD MODULE และถ้า $RS = 1$ จะหมายถึงการเขียนหรืออ่านข้อมูลกับ LCD MODULE

2. หลักการในการเขียนข้อมูลให้ LCD MODULE นี้คือ เมื่อมีการเขียนข้อมูลไปแล้ว ตัว LCD MODULE จะต้องใช้เวลาในการทำงานชั่วขณะหนึ่ง ซึ่งระบบไมโครโปรเซสเซอร์สามารถตรวจสอบได้จาก BUSY FLAG และถ้าเรียบร้อยแล้ว จึงจะสามารถเขียนข้อมูลต่อไปได้ ในกรณีที่การต่อวงจรเป็นแบบอินพุตเอาต์พุตพอร์ต คือไม่สามารถอ่านข้อมูลย้อนกลับได้ ระบบไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะใช้วิธีการหน่วงเวลาแทน

3. การเขียนข้อมูลให้กับ LCD MODULE นี้ สามารถทำได้ทั้งแบบ 8 บิต และ 4 บิต โดยกรณี 4 บิตจะใช้สายสัญญาณข้อมูลเพียง 4 เส้น คือ DB4-DB7 การเขียนข้อมูลจะกระทำเหมือน 8 บิต เพียงแต่ให้เขียน 2 ครั้ง คือ DB4-DB7 ก่อนแล้วตามด้วย DB0-DB3 และจะต้องกำหนดคุณสมบัติตามค่า DL ในคำสั่ง Function Set ด้วย

4. DDRAM (Display Data RAM) คือหน่วยความจำภายใน LCD MODULE ที่เป็นบัฟเฟอร์ของข้อมูล โดยถ้าเขียนรหัสแอสกีใดๆ ลงไปในหน่วยความจำนี้ ก็จะปรากฏเป็นตัวอักษรที่แมงแสดงทันที

5. CGRAM (Character Generator RAM) คือหน่วยความจำภายในตัว LCD MODULE สำหรับเก็บภาพตัวอักษรที่ผู้ใช้สามารถสร้างเองได้ โดยจะอ้างแอดเดรสได้ทั้งหมด 64 ไบต์ คือ 8 ตัวอักษรคูณกับ 8 แถว

2.6.2 แนวทางการเขียนโปรแกรมควบคุม

1. เมื่อจ่ายไฟเลี้ยงให้กับ LCD MODULE ครั้งแรก ภายในจะมีการรีเซ็ตระบบโดยอัตโนมัติ ซึ่งจะใช้เวลา 10 มิลลิวินาที หลังจากที่ระดับแรงไฟขึ้นถึง 4.5 โวลต์แล้ว ทั้งนี้ระบบรีเซ็ตดังกล่าวจะกระทำสิ่งต่างๆ ดังต่อไปนี้

- ทำการเคลียร์จอภาพทั้งหมด
- กำหนดคุณสมบัติด้วยคำสั่ง function set คือ DL = 1 (ติดต่อกับระบบไมโคร~โปรเซสเซอร์ ในแบบ 8 บิต), N = "0" (แสดงข้อมูล 1 บรรทัด), F = "0" (กำหนดตัวอักษรแบบ 5*7 จุด)
- กำหนดคุณสมบัติด้วยคำสั่ง DISPLAY ON/OFF คือ D = "0" (ไม่แสดงข้อมูล), C = "0" (CURSOR OFF), B = "0" (BLINK OFF)
- กำหนดคุณสมบัติด้วยคำสั่ง ENTRY MODE SET คือ 1/D = "1" (INCREMENT), S = "0" (NO SHIFT)

การใช้งาน LCD MODULE ต้องรอให้ขบวนการรีเซ็ตภายในทำงานเรียบร้อยแล้วก่อน ซึ่งจะตรวจสอบได้ด้วย BF (BUSY FLAG) หรืออาจจะใช้การหน่วงเวลาก็ได้

2. การใช้งาน LCD MODULE จะเกี่ยวข้องกับทางด้านโปรแกรมเป็นส่วนใหญ่ ชุดคำสั่งต่างๆ รวมทั้งการอ่านหรือเขียนข้อมูลนั้น จะถูกกำหนดด้วยขาสัญญาณทั้งหมดที่มีอยู่ ปกติโปรแกรมจะต้องกำหนดคุณสมบัติต่างๆ ที่ต้องการไว้ที่ส่วนต้น และจากนั้นก็จะเป็นการอ่านและการเขียนข้อมูลลงใน DDRAM ซึ่งก็คือข้อความที่จะให้แสดงนั่นเอง

2.6.3 การโหลดอักขรที่ออกแบบเอง

LCD MODULE จะสามารถโหลดตัวอักขรที่ออกแบบเองได้ โดยกระทำได้ 8 ตัวอักขร ซึ่งหลักการก็คือ ให้ทำการโหลดรูปแบบที่กำหนดไว้แล้ว ลงในหน่วยความจำ CGRAM นั้นเอง แอดเดรสที่อ้างถึง CGRAM จะใช้เพียง 6 บิต โดยอ้างได้ทั้งหมด 64 ไบต์ (คือ 8 ตัวอักขร คูณกับ 8 แถว) และการเรียกใช้ตัวอักขรที่ออกแบบเองนี้ จะใช้รหัส 00-07 (หรือ 08-0F ก็ได้) ขั้นตอนในการโหลดตัวอักขรจะเป็นดังนี้

1. กำหนดแอดเดรสของ CGRAM ด้วยคำสั่ง SET CGRAM ทั้งนี้ถ้าโหลดตัวอักขรตัวแรก ก็จะใช้แอดเดรสที่ตำแหน่ง 0
2. เขียนข้อมูลที่เป็นรูปแบบของตัวอักขร ด้วยคำสั่ง WRITE DATA โดยรูปแบบนี้จะใช้ 8 ไบต์ ต่อหนึ่งตัวอักขร คือเรียงแถวจากแถวบนลงล่าง และใช้บิตที่ 0-4 เท่านั้น การโหลดนี้จะทำได้ต่อเนื่องไปเรื่อยๆ โดยไม่ต้องกำหนดแอดเดรสใหม่
3. ตัวอักขรที่โหลดลงไปแล้ว สามารถเรียกใช้ได้ตลอดไปในขณะที่ยังมีไฟเลี้ยงอยู่ซึ่งการโหลดนี้ให้กระทำที่ส่วนต้นของโปรแกรมได้เลย

บทที่ 3

การวิจัยและการดำเนินงาน

บทนี้จะกล่าวถึงหลักการในการออกแบบวงจรตัวรับและตัวส่งคลื่นอัลตราโซนิกและแนวทางการใช้งานเครื่องมือที่ได้ออกแบบเสร็จเรียบร้อยแล้ว

3.1 การออกแบบการทำงานโดยรวมของระบบ

โครงสร้างการทำงานโดยรวมของระบบที่ต้องการคือ เริ่มแรกต่อโพรบอัลตราโซนิกเข้ากับตัวเครื่อง และป้อนไฟเลี้ยงให้แก่เครื่อง ให้ผู้ใช้เลือกวัสดุที่ต้องการวัด โดยกดปุ่ม "*" จากคีย์แพด จากนั้นกดปุ่ม "#" เพื่อเริ่มวัด และรออ่านค่าความหนาจากจอแสดงผล โดยสามารถออกแบบบล็อกไดอะแกรมการทำงานโดยรวมได้ดังรูปที่ 3.1

3.2 วงจรที่ใช้ในการสร้างเครื่องวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก

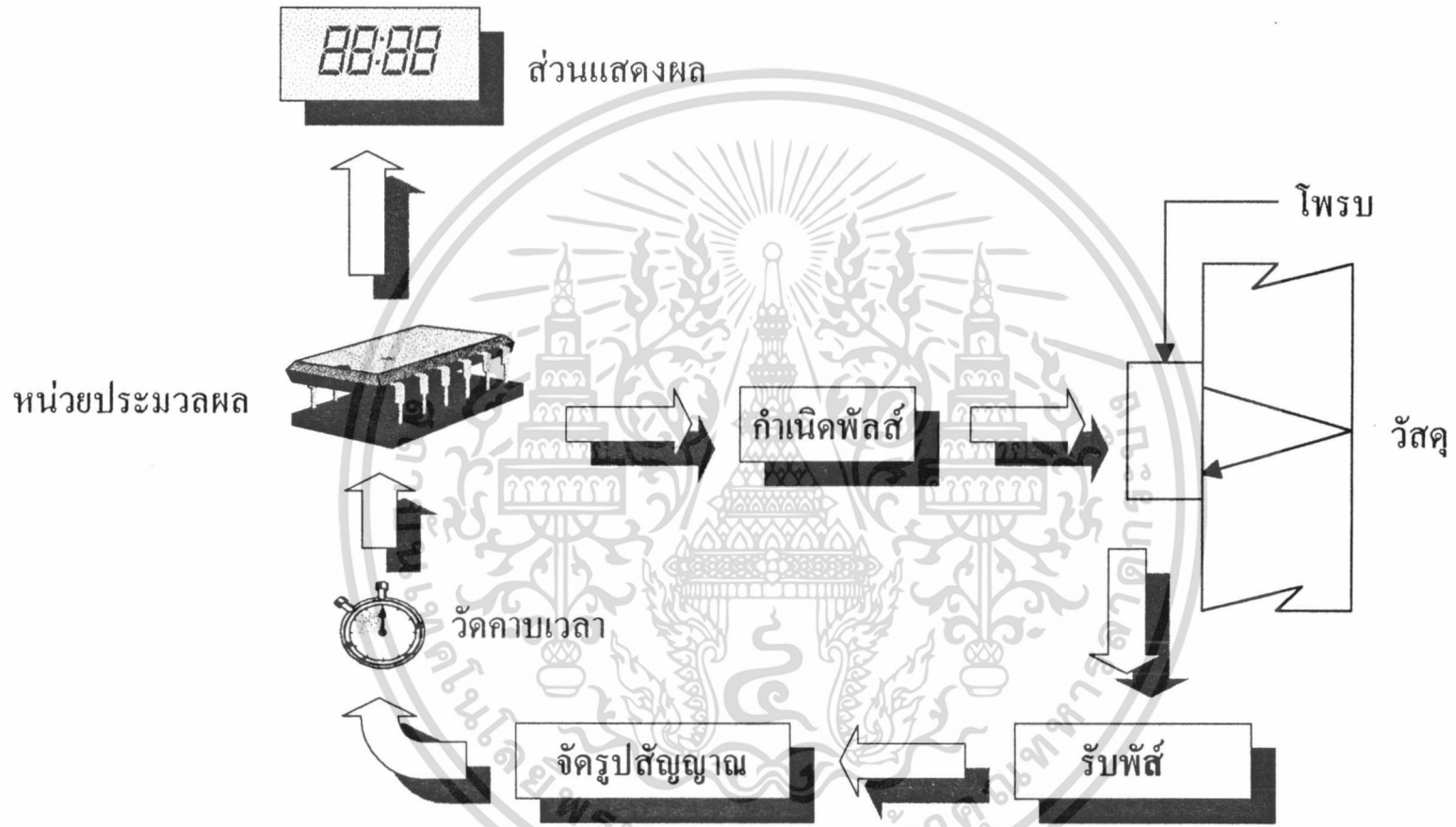
ในส่วนของการออกแบบวงจรทั้งหมด มีสิ่งที่จะต้องพิจารณาดังนี้

3.2.1 ส่วนประกอบของวงจร

1. Pulser เป็นวงจรกำเนิดพัลส์สี่เหลี่ยม และแปลงรูปสัญญาณเพื่อนำไปทริกโพรบตัวส่งและฐานเวลา
2. Receiver เป็นวงจรปรับแต่งรูปสัญญาณให้อยู่ในระดับที่เหมาะสม เพื่อไปทริกฐานเวลาให้หยุดทำงาน โดยวงจรด้านตัวรับจะประกอบไปด้วย 5 ส่วน ดังนี้
 - 2.1 Pre-Amplifier
 - 2.2 Amplifier
 - 2.3 Band-pass filter
 - 2.4 Full wave Rectifier
 - 2.5 Comparator
3. วงจรกำเนิดฐานเวลา (Time base generator) ประกอบด้วย
 - 3.1 Counter
 - 3.2 Shift register
4. ส่วนประมวลผล
5. แหล่งจ่ายไฟ

โดยมีบล็อกไดอะแกรมการทำงานและวงจรส่วนต่างๆ ดังรูปที่ 3.2 และ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

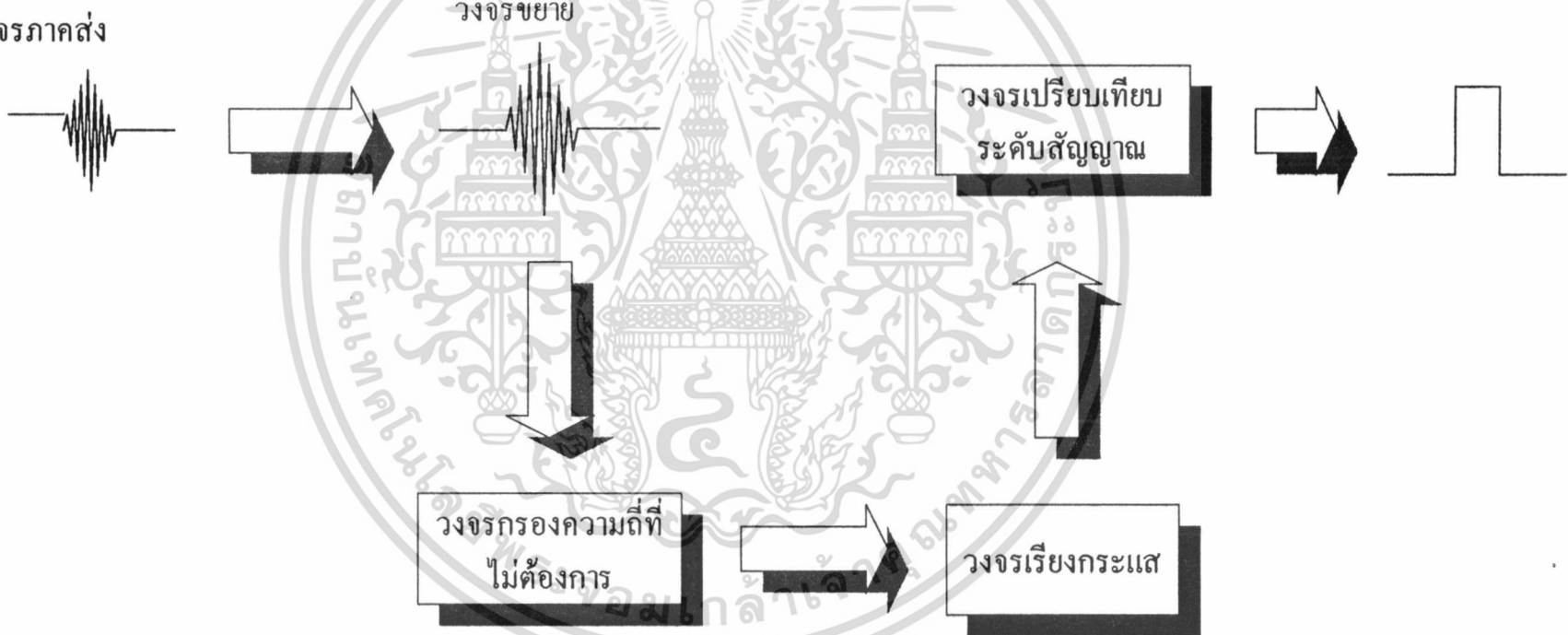


รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานโดยรวมของเครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก

วงจรถ้ารับ



วงจรถ้าส่ง



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรถ้ารับและภาคส่งของเครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก

3.2.2 การทำงานของวงจร

ในการกำเนิดคลื่นสี่เหลี่ยมเพื่อนำไปทริกโฟรบอัลตราโซนิคนั้น ทำได้สองวิธี ได้แก่ การต่อวงจรกำเนิดพัลส์และการเขียนโปรแกรมโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ แต่เนื่องจากการต่อวงจรมันยุ่งยาก เราจึงใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC16C5X ในการกำเนิดพัลส์แทนเนื่องจากมีโครงสร้างของชุดคำสั่งภาษาเบสิกที่ง่าย โดยใช้คำสั่งกำเนิดพัลส์ความกว้าง 2 ไมโครวินาที พัลส์ที่ได้จะมีแอมพลิจูด +5 V ดังรูป



รูปที่ 3.4 แสดงสัญญาณที่กำเนิดจากไมโครคอนโทรลเลอร์

เมื่อพัลส์ถูกส่งออกไปยังวงจรส่วนที่ 2 ซึ่งมี FET เบอร์ IRF840 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ช่วยขับให้แอมพลิจูด +5 V ที่เข้ามามีแอมพลิจูดที่สูงขึ้นประมาณเท่ากับ +V_{DD} ที่เราป้อนเพื่อเลี้ยง FET ซึ่งในที่นี้ใช้ +24 V เมื่อสัญญาณผ่านเข้าไปยังวงจรดิฟเฟอเรนเชียล (Differentiator) วงจรจะทำหน้าที่ดิฟเฟอเรนเชียลสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ให้เป็นพัลส์ยอดแหลมเหมาะสมที่จะไปทริกโฟรบตัวส่งคลื่น

วงจรดิฟเฟอเรนเชียล (Differentiator)

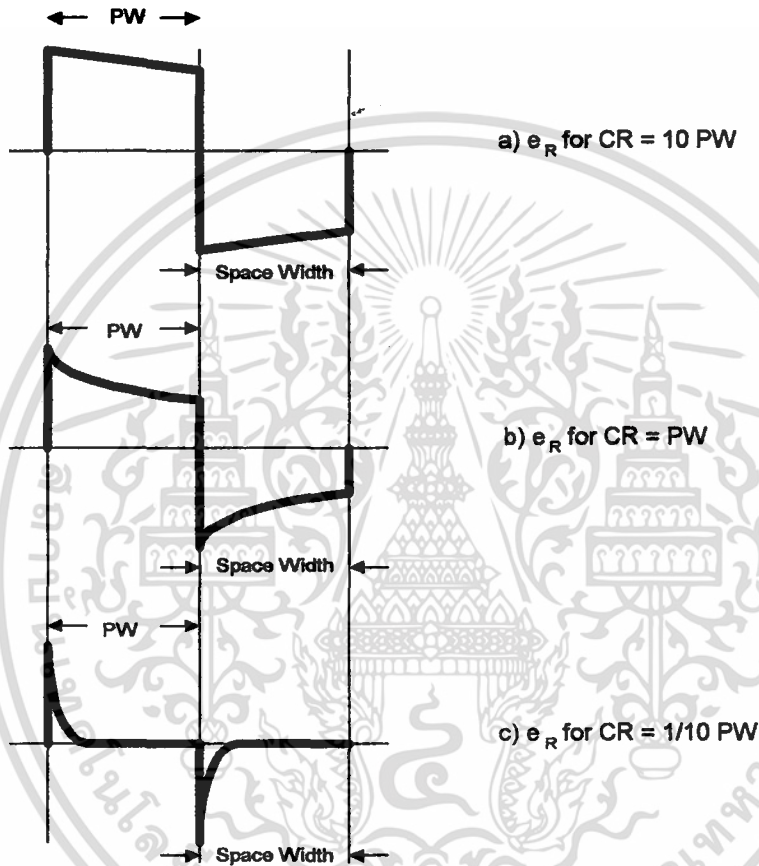
วงจรดิฟเฟอเรนเชียล คือวงจร RC ที่มีสัญญาณอินพุตเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมการทำงานของวงจรเกิดจากการเก็บประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุและสัญญาณเอาต์พุตได้มาจากแรงดันตกคร่อม R โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่าง $R \times C$ และความกว้างของพัลส์มี 3 ลักษณะ คือ

1. วงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่มีค่าคงตัวเวลายาว (Long time Constant in RC Differentiator) คือวงจรที่มีค่า $R \times C$ มากกว่าหรือเท่ากับ 10 เท่าของความกว้างของพัลส์ ระดับของสัญญาณเอาต์พุตจะเกิด Slope ขึ้น มีพื้นที่บางส่วนหายไป นั่นคือส่วนที่เป็นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ ในสภาวะที่ตัวเก็บประจุเก็บประจุ

2. วงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่มีค่าคงตัวเวลาปานกลาง (Medium time Constant in RC Differentiator) คือวงจรที่มีค่า $R \times C$ เท่ากับความกว้างของพัลส์ ลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตจะเกิดทิลท์ (Tilt) เป็น Slope ที่มีความลาดเอียงสูงขึ้น เพราะเมื่อค่าคงตัวเวลาลดลง แรงดันที่ตัวเก็บประจุเก็บประจุได้จะมีค่ามากขึ้น ทำให้ความสูงของแรงดันทางด้านเอาต์พุตมีค่าลดลง

3. วงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่มีค่าคงตัวเวลาสั้น (Short time Constant in RC Differentiator) คือวงจรที่มีค่า $R \times C$ น้อยกว่าความกว้างของพัลส์ประมาณ 10% รูปคลื่นที่เกิดขึ้นจะเป็นลักษณะพัลส์ที่มีขอบมุมคมมาก

โดยลักษณะของรูปคลื่นที่มีค่าคงตัวเวลาต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ลักษณะของรูปคลื่นเอาต์พุตที่มีค่าคงตัวเวลาต่างกัน กรณีที่อินพุตเป็นสี่เหลี่ยม

ส่วนวงจรทางด้านภาครับ เมื่อได้รับคลื่นอัลตราโซนิกที่สะท้อนกลับมาได้แล้วสัญญาณที่ได้จะนำไปขยายโดยผ่านวงจรขยาย ไอซีที่เราจะใช้ในการพิจารณาทำวงจรส่วนต่างๆ นั้น จะต้องมีความสัมพันธ์ดังนี้ คือ

- ความต้านทานขาเข้าสูง ทำให้สัญญาณขยายได้อย่างเต็มที่
- เนื่องจากคลื่นอัลตราโซนิกที่กำเนิดนั้น มีความถี่ถึง 2.25 MHz จึงจำเป็นต้องให้ไอซีนั้นมีค่าแบนด์วิธกว้างพอที่จะรองรับสัญญาณอัลตราโซนิกได้
- อัตราสโลว์ (Slew Rate) มีค่าสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นเราจึงเลือกใช้ไอซีเบอร์ CA3130 นำมาต่อเป็นวงจรรขยาย ซึ่งไอซีตัวนี้มีคุณสมบัติเป็น BiMOS Operational Amplifier (มีอินพุตเป็น MOSFET และเอาต์พุตเป็น CMOS), ค่าความต้านทานทางเข้า (Input Impedance) สูงถึง 4 เมกะเฮิรตซ์ และแบนด์วิธมีค่ากว้างมาก คืออยู่ในช่วง 1-4 เมกะเฮิรตซ์ โดยเราจะต่อเป็นวงจรรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non-inverting Amplifier) 2 ภาค โดยอัตราขยายของวงจรรขยายแบบกลับเฟส และแบบไม่กลับเฟสเป็นดังนี้

$$A_v = -R_f / R_i \quad \text{กลับเฟส} \quad (1)$$

$$A_v = R_f / R_i \quad \text{ไม่กลับเฟส} \quad (2)$$

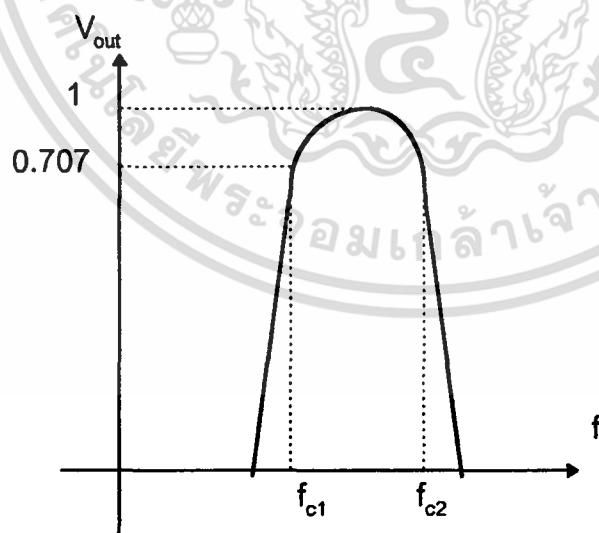
เมื่อขยายสัญญาณได้ระดับแรงดันตามที่ต้องการแล้ว อาจมีสัญญาณรบกวนความถี่ต่างๆ เกิดขึ้น ดังนั้นจึงต้องต่อวงจรเพื่อกรองสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้งไป โดยวงจรกรองความถี่ (Band-Pass Filter) แบบ Twin - T

วงจรรองความถี่แบนด์พาสฟิลเตอร์ (Band-Pass Filter)

วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ เป็นวงจรที่อนุญาตให้ความถี่ในช่วงที่ต้องการผ่านไปได้ ส่วนความถี่ที่น้อยกว่าหรือมากกว่าที่กำหนดจะไม่สามารถผ่านไปได้ ช่วงความถี่กำหนดได้จากความแตกต่างระหว่าง Upper critical frequency (f_{c2}) และ Lower critical frequency (f_{c1})

$$BW = f_{c2} - f_{c1} \quad (3)$$

โดยค่าแบนด์วิธแสดงได้ดังกราฟ



รูปที่ 3.6 กราฟแสดงค่าแบนด์วิธของแบนด์พาสฟิลเตอร์

เมื่อกรองความถี่ที่ไม่ต้องการออกไปแล้ว จะเหลือเพียงความถี่ของคลื่นที่สะท้อนออกมาจากโพรมตัวรับเท่านั้นคือ 2.25 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งจะมีทั้งระดับสัญญาณบวกและลบ แต่เราต้องการเพียงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระดับสัญญาณบวกเท่านั้น เพื่อกำจัดสัญญาณทางซีกลบออกไป เราจึงต้องใช้วงจรเรียงกระแส (Rectifier) เข้ามาช่วย

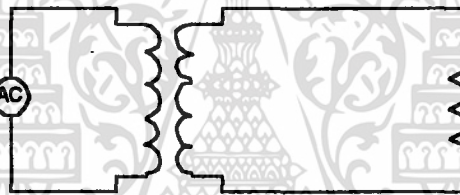
วงจรเรียงกระแส (Rectifier)

1. วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (halfwave rectifier) กระแสจะไหลผ่านไดโอดได้ทางเดียว คือเฉพาะด้านบวกจึงทำให้เอาต์พุตที่ได้เป็นแบบครึ่งคลื่น ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตจะเท่ากับ อินพุต

$$F_{out} = F_{in} \quad (4)$$

และค่าเฉลี่ยไฟตรงของสัญญาณครึ่งคลื่นคือ

$$V_{DC} = V_p / \pi \quad (5)$$



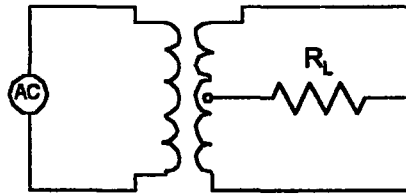
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น

2. วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (fullwave rectifier) ใช้หม้อแปลงที่เป็นแบบมีแทปกลาง การทำงานของวงจรคือ เมื่อแรงดันทางขดทุติยภูมิอยู่ในช่วงซีกบวก ไดโอดตัวบนจะถูกไบอัสตรง ขณะที่ไดโอดตัวล่างถูกไบอัสกลับ ดังนั้นกระแสจะไหลผ่านไดโอดตัวบนตัวด้านทานที่เป็นโหลด และขดลวดครึ่งบน เมื่อแรงดันทางขดทุติยภูมิเปลี่ยนเป็นช่วงซีกลบกระแสจะไหลผ่านไดโอดตัวล่าง ตัวด้านทานโหลด และขดลวดครึ่งล่าง แต่สิ่งที่ควรสังเกตเป็นพิเศษคือ ไม่ว่าแรงดันจะอยู่ในช่วงซีกใดก็ตาม กระแสที่ไหลผ่านตัวด้านทานที่เป็น โหลดจะมีทิศทางเดียวกันตลอด จึงทำให้แรงดันที่ตกคร่อมโหลดเป็นสัญญาณเต็มคลื่น ค่าเฉลี่ยของสัญญาณเต็มคลื่นจะมีค่าเป็น 2 เท่าของสัญญาณครึ่งคลื่น

$$V_{DC} = 2V_p / \pi \quad (6)$$

ความถี่เอาต์พุตของสัญญาณเต็มคลื่นจะมีค่าเป็น 2 เท่าของความถี่อินพุต

$$F_{out} = 2F_{in} \quad (7)$$



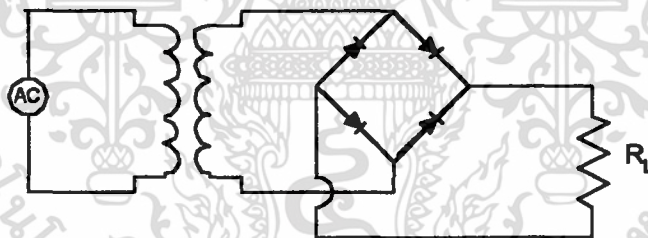
รูปที่ 3.8 แสดงวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

3. วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier) วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ เป็นแบบที่มีผู้นิยมใช้มากที่สุด เมื่อแรงดันของขดทุติยภูมิอยู่ในช่วงที่กบวก ไดโอด D_2 และ D_3 ถูกไบอัสตรง เกิดกระแสไหลผ่านไหลดไปทางซ้ายเช่นเดียวกัน จึงทำให้แรงดันที่ตกคร่อมไหลดเป็นสัญญาณเต็มคลื่นโดยค่าเฉลี่ยแรงดันที่ไหลดมีค่าเป็น

$$V_{DC} = 2V_p/\pi \quad (8)$$

ความถี่เอาต์พุตเป็น 2 เท่าของความถี่อินพุต

$$F_{out} = 2F_{in} \quad (9)$$



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

ข้อเสียอย่างหนึ่งของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์คือ ต้องใช้ไดโอดถึง 4 ตัว โดยที่ไดโอดแต่ละคู่จะสลับกันทำงานทุกครั้งลูกคลื่น ซึ่งจะเกิดปัญหาเมื่อแรงดันด้านทุติยภูมิมีค่าต่ำ เพราะแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดแต่ละคู่ (1.4 v) จะมีผลในวงจร ดังนั้นในการใช้งานที่ค่าแรงดันต่ำๆ การใช้วงจรเรียงกระแสแบบมีแทปกกลางจะเหมาะสมกว่า เพราะมีแรงดันตกคร่อมไดโอดเพียงตัวเดียว (0.7V)

เมื่อเราเรียงกระแสได้แล้ว สัญญาณที่ออกมาก็ยังมึรูปร่างที่ไม่เหมาะสมจะไป ทริกฐานเวลาที่ เป็นระดับสัญญาณ TTL ได้ ดังนั้นจึงต้องปรับสภาพสัญญาณให้อยู่ในระดับสัญญาณ TTL เสียก่อนโดยการต่อวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ (Comparator)

วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ (Comparator)

การทำงานเป็นคอมพาราเตอร์ในขณะเปิดลูปนั้น ออปแอมป์จะสามารถเปรียบเทียบระดับสัญญาณระหว่างขั้วอินพุตทั้งสองได้ค่อนข้างแม่นยำ โดยใช้หลักเรื่องความสัมพันธ์ระหว่างขั้วอินพุต ซึ่งอธิบายได้ว่า เมื่อแรงดันที่ขั้วลบมีค่าเป็นบวกสูงกว่าแรงดันอินพุตที่ขั้วบวก สัญญาณที่เอาต์พุตจะเป็นลบ และมีขนาดเกือบเท่ากับ $-V_{cc}$ จากแหล่งจ่ายไฟ แต่เมื่อแรงดันที่ขั้วลบมีค่าเป็นบวกน้อยกว่าแรงดันอินพุตที่ขั้วบวก สัญญาณที่เอาต์พุตจะเป็นบวก และมีขนาดเกือบเท่ากับ V_{cc} ดังตัวอย่าง

Input Voltage		Output Voltage
V1	V2	Vout
+1	+2	+5
+2	+1	-5
0	0	0
+1	-1	-5
-1	+1	+5
-1	-2	-5
-2	-1	+5

ตารางที่ 3.1 แสดงเอาต์พุตของคอมพาราเตอร์ เมื่อแรงดันที่ขั้วบวกและลบมีค่าต่างๆ

เมื่อผ่านคอมพาราเตอร์แล้วสัญญาณที่ได้จะเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมซึ่งมีระดับสัญญาณเป็น TTL สามารถนำไปหยุดฐานเวลาได้ ต่อจากนั้นก็จะเป็นเรื่องของการคำนวณซึ่งจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC16C5X ดังที่ได้กล่าวไปแล้ว

วงจรฐานเวลา

เป็นวงจรที่มีไว้ช่วยนับเวลาการเดินทางของคลื่นอัลตราโซนิก มีหลักการคือขณะที่เริ่มส่งสัญญาณพัลส์ไปทรานสดิวเซอร์โซนิกโพรบ วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาจะเริ่มปล่อยสัญญาณนาฬิกาออกมาเพื่อให้เคาน์เตอร์นับ จนกระทั่งเมื่อได้รับสัญญาณที่สะท้อนกลับ วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาจะหยุดปล่อยสัญญาณนาฬิกา ถึงตอนนี้เคาน์เตอร์จะเก็บจำนวนสัญญาณนาฬิกาที่นับได้ไว้ และเนื่องจากเอาต์พุตของเคาน์เตอร์เป็นแบบขนาน เพื่อให้ประหยัดพอร์ทของไมโครคอนโทรลเลอร์จึงต้องนำเอาต์พุตแบบขนานนี้เข้าวงจรซีพรีจิสเตอร์ เพื่อเปลี่ยนข้อมูลจากขนานให้เป็นอนุกรมส่งเข้าไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อคำนวณหาค่าเวลา

ส่วนที่กำเนิดสัญญาณนาฬิกาจะใช้คริสตัลอสซิลเลเตอร์ 20 เมกะเฮิรตซ์ ต่อเข้ากับแอนด์เกต 2 อินพุต อินพุตหนึ่งที่เหลือจะเป็นขาอินเวิลแอนด์เกต หากมีค่าเป็น "1" ก็จะทำให้เกิดสัญญาณนาฬิกาที่เอาต์พุตของแอนด์เกต หากมีค่าเป็น "0" ก็จะทำให้ไม่เกิดสัญญาณนาฬิกาที่เอาต์พุต โดยขาอินเวิลนี้จะต่อมาจากส่วนของเอาต์พุตของวงจร D-type Flip Flop ดังรูป เนื่องจากแอนด์เกตไม่สามารถตอบสนองสัญญาณอัลตราโซนิกที่สะท้อนเข้ามาได้ทัน หลักการทำงานมีดังนี้ คือ เมื่อเราเริ่มส่งสัญญาณเพื่อไปทรานสดิวเซอร์โซนิกโพรบก็จะเป็นการส่งไปทรานสดิวเซอร์ D-type Flip Flop ตัวแรกด้วย ทำให้เอาต์พุตจาก XOR มีค่าเป็น high เมื่อคลื่นสะท้อนกลับมามันจะไปทรานสดิวเซอร์ D-type Flip Flop ตัวที่ 2 ทำให้เอาต์พุตของ XOR มีค่าเป็น low เราจะใช้เอาต์พุตของ XOR นี้ไปอินเวิลแอนด์เกตนั่นเอง

เคาน์เตอร์ที่ใช้จะเป็นเคาน์เตอร์ 8 บิต ไบนารี จำนวน 2 ตัว เบอร์ 74LS393 แต่เราจะต่อใช้เพียง 12 บิตเท่านั้น ดังนั้นสัญญาณนาฬิกาที่มากที่สุดที่จะนับได้คือ 4096 ลูก คำนวณมาเป็นเวลาได้ 0.2048 มิลลิวินาที คำนวณมาเป็นความหนา หากใช้อลูมิเนียมที่มีความเร็วเสียงในนั้น 6400 เมตร/วินาที เป็นวัสดุที่เราจะวัด จะสามารถวัดความหนาได้มากที่สุดเท่ากับ 655.36 มิลลิเมตร

ส่วนซีพรีจิสเตอร์เป็นแบบพาราเรลอินซีเรียลเอาต์ 8 บิต เบอร์ 74LS165 จำนวน 2 ตัว แต่ต่อเพียง 12 บิตเช่นกัน

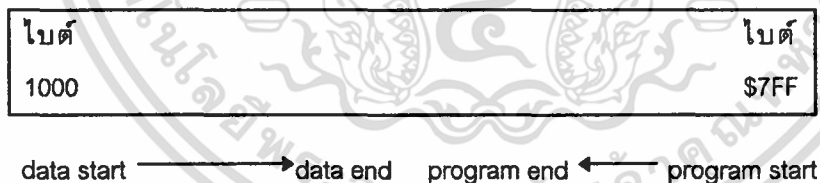
3.3 แนวทางการเขียนโปรแกรม

ในส่วนซอฟต์แวร์ที่ใช้ควบคุมตัวเครื่องวัดความหนาโดยใช้คลื่นอัลตราโซนิกนั้นเป็นซอฟต์แวร์อินเทอร์พรีเตอร์ภาษาเบสิกของบริษัทพาราแลกซ์เก็บไว้ในรอมของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC เบอร์ PIC16C57 ของบริษัทไมโครชิปเทคโนโลยี มีแรมภายใน 32 ไบต์ ซึ่งสงวนไว้สำหรับค่าตัวแปร และเป็นอินเทอร์เฟซกับขาอินพุตเอาต์พุตสำหรับโปรแกรมภาษาเบสิก และมี EEPROM ซึ่งต่อภายนอก 2 กิโลไบต์ ใช้สำหรับโปรแกรมและข้อมูลแรม 32 ไบต์แสดงไว้ดังตาราง

Word	Bits	Description	Read/Write
\$0	0000 0000 0000 0000	Pin input states	Read-only
\$1	"	Pin output latch	Read/Write
\$2	"	Pin direction	"
\$3	"	Variable space	"
\$4-\$F	"	"	"

ตารางที่ 3.2 แสดงหน้าที่ต่างๆ ของแรม

EEPROM 2 กิโลไบต์จัดเรียงได้ดังนี้



รูปที่ 3.10 การจัดเรียงหน่วยความจำใน EEPROM

การเขียนซอฟต์แวร์ควบคุม เมื่อเขียนเสร็จบนเครื่องคอมพิวเตอร์ จะทำการดาวน์โหลดไปไว้ใน EEPROM ของตัวเบสิกแอสตมป์ (PIC16C57 ที่บรรจุโปรแกรมภาษาเบสิกอินเทอร์พรีเตอร์ไว้ในรอม) และเบสิกแอสตมป์จะทำงานโดยอัตโนมัติ ซึ่งในการทำงานของโปรแกรมจะแสดงผลความหนาที่วัดได้ออกมาทางจอแสดงผล หรือสามารถส่งผ่านพอร์ต RS232C มายังคอมพิวเตอร์ได้ สามารถแบ่งส่วนของซอฟต์แวร์ออกเป็นส่วนๆ ตามลักษณะการทำงานได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ซอฟต์แวร์ส่วนให้เลือกชนิดของวัสดุที่ใช้วัดความหนา เช่น เหล็ก อลูมิเนียม แก้วเซรามิก เป็นต้น ซึ่งวัสดุต่างๆ จะมีค่าความเร็วของเสียงในวัสดุนั้นต่างกัน จึงจำเป็นต้องมีส่วนเลือกชนิดของวัสดุนี้ โดยการเลือกชนิดของวัสดุจะเป็นการรับค่าอินพุตผ่านทางคีย์แปด

2. ส่วนส่งพัลส์ไปกระตุ้นอัลตราโซนิคโพรบ จะทำการส่งพัลส์ที่มีความกว้างเท่ากับ 2 ไมโครวินาทีออกไปยังวงจรถิปเฟอเรนเชียลเพื่อทำให้เป็น spike voltage ซีกลบ นอกจากนี้แล้วยังส่งพัลส์ไปทริกให้ D-type Flip Flop ของส่วนวงจรฐานเวลาเริ่มนับสัญญาณนาฬิกา 20 เมกะเฮิร์ตซ์อีกด้วย

เมื่อคลื่นอัลตราโซนิคที่ส่งออกไปสะท้อนกลับมายังโพรบตัวรับ คลื่นสะท้อนที่ได้จะผ่านวงจรปรับสภาพสัญญาณให้เป็นพัลส์ที่มีระดับสัญญาณ TTL ในส่วนวงจรฐานเวลาได้ เพื่อเป็นการหยุดสัญญาณนาฬิกา 20 เมกะเฮิร์ตซ์ หรือสั่งให้วงจรนับหยุดนับ

3. ส่วนรับข้อมูล จำนวนสัญญาณนาฬิกาที่นับได้ในส่วนนี้ ซอฟต์แวร์จะส่งให้ข้อมูลจากวงจรมับที่เป็นข้อมูลแบบขนาน 12 บิตส่งผ่านวงจรถิปเฟอเรนเชียลแบบพาราเรลอินซีเรียลเอาต์ไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อประมวลผลต่อไป

4. ส่วนประมวลผล เมื่อได้รับข้อมูล 12 บิตที่ได้จากวงจรถิปเฟอเรนเชียลแล้วจะทำการแปลงข้อมูลเลขฐานสอง ให้เป็นเลขฐานสิบ เพื่อไปคำนวณจากสมการ $s = vt/2$ เมื่อ s คือความหนาของวัสดุที่วัด v คือความเร็วของคลื่นเสียงในวัสดุที่ทำการเลือกไว้แล้วในส่วนแรก t คือเวลาระหว่างพัลส์ที่ส่งออกไปจนถึงพัลส์ที่สะท้อนกลับมา โดยนำค่าสัญญาณนาฬิกาที่นับได้มาแปลงเป็นเวลา โดยสัญญาณนาฬิกา 1 ลูก จะมีความกว้าง 0.05 ไมโครวินาที (จากสัญญาณนาฬิกา 20 เมกะเฮิร์ตซ์ จำนวน 1 ลูก จะใช้เวลา $1/(20 \times 10^6) = 0.05 \times 10^{-6}$ วินาที = 0.05 ไมโครวินาที) เมื่อคำนวณเสร็จเรียบร้อยแล้ว ก็จะนำค่าความหนาที่ได้ส่งไปแสดงผล

บล็อกไดอะแกรมของซอฟต์แวร์แสดงดังรูปที่ 3.11 ส่วนไทม์มิงไดอะแกรมของการทำงานโดยรวมแสดงดังรูปที่ 3.12

3.4 สิ่งที่ต้องพิจารณาในการวัดความหนาของวัสดุ

1. วัสดุที่ทำการวัด เป็นสิ่งที่สำคัญที่สุดในการเลือกวงจรมับนำมาใช้สร้าง และเลือกตัวทรานสดิวเซอร์ โดยวัสดุที่เสียงเคลื่อนที่ผ่านได้ดีมากที่สุดคือ โลหะ, แก้ว และเซรามิก ทำให้สามารถวัดความหนาในได้ช่วงกว้าง ส่วนวัสดุที่ดูดซับคลื่นอัลตราโซนิคได้ดี เช่น พลาสติก ซึ่งจะมีช่วงของการวัดที่แคบ การลดทอนของคลื่นจะมีค่าสูงจึงต้องการวงจรมับที่ส่งคลื่นที่มีแรงดันสูงๆ และใช้ทรานสดิวเซอร์ที่ความถี่ต่ำ

2. ความหนา เราจะต้องพิจารณาถึงช่วงความหนาที่ต้องการวัด เพื่อจะได้เลือกทรานสดิวเซอร์ที่เหมาะสมได้ โดยทั่วไปวัสดุที่บางจะใช้ทรานสดิวเซอร์ที่มีความถี่สูง และวัสดุที่มีความหนาจะใช้ทรานสดิวเซอร์ที่มีความถี่ต่ำลงมา

3. สภาพพื้นผิวของวัสดุและรอยสัมผัส เนื่องจากทรานสดิวเซอร์ที่ใช้เป็นชนิดสัมผัส จึงต้องพิจารณาสภาพพื้นผิวว่ามีความโค้งมากเพียงไร เพราะถ้ามีความโค้งมาก ผิวของทรานสดิวเซอร์ที่สัมผัสกับผิวของวัสดุก็จะน้อยลง ทำให้เกิดการเชื่อมต่อที่ไม่ดี

4. อุณหภูมิ ทรานสดิวเซอร์แบบสัมผัสจะใช้กับสารที่มีอุณหภูมิที่พื้นผิวได้สูงถึง 120°F (50°C) หากอุณหภูมิสูงกว่านี้จะทำให้ทรานสดิวเซอร์พังได้

5. ความแม่นยำ สิ่งที่มีผลต่อความแม่นยำของการวัดก็คือ การลดทอนของคลื่นเสียง, การกระเจิง, การเปลี่ยนแปลงความเร็วของคลื่นเสียง, การคับปลิงที่ไม่ดี, พื้นผิวไม่เรียบ, ผิวหน้าและผิวหลังไม่ขนานกัน และความโค้งของพื้นผิว เป็นต้น ซึ่งวัสดุแต่ละชนิดจะมีคุณสมบัติไม่เหมือนกัน หากต้องการให้การวัดมีความแม่นยำควรเลือกว่าทรานสดิวเซอร์ที่เหมาะสมกับแต่ละชนิด

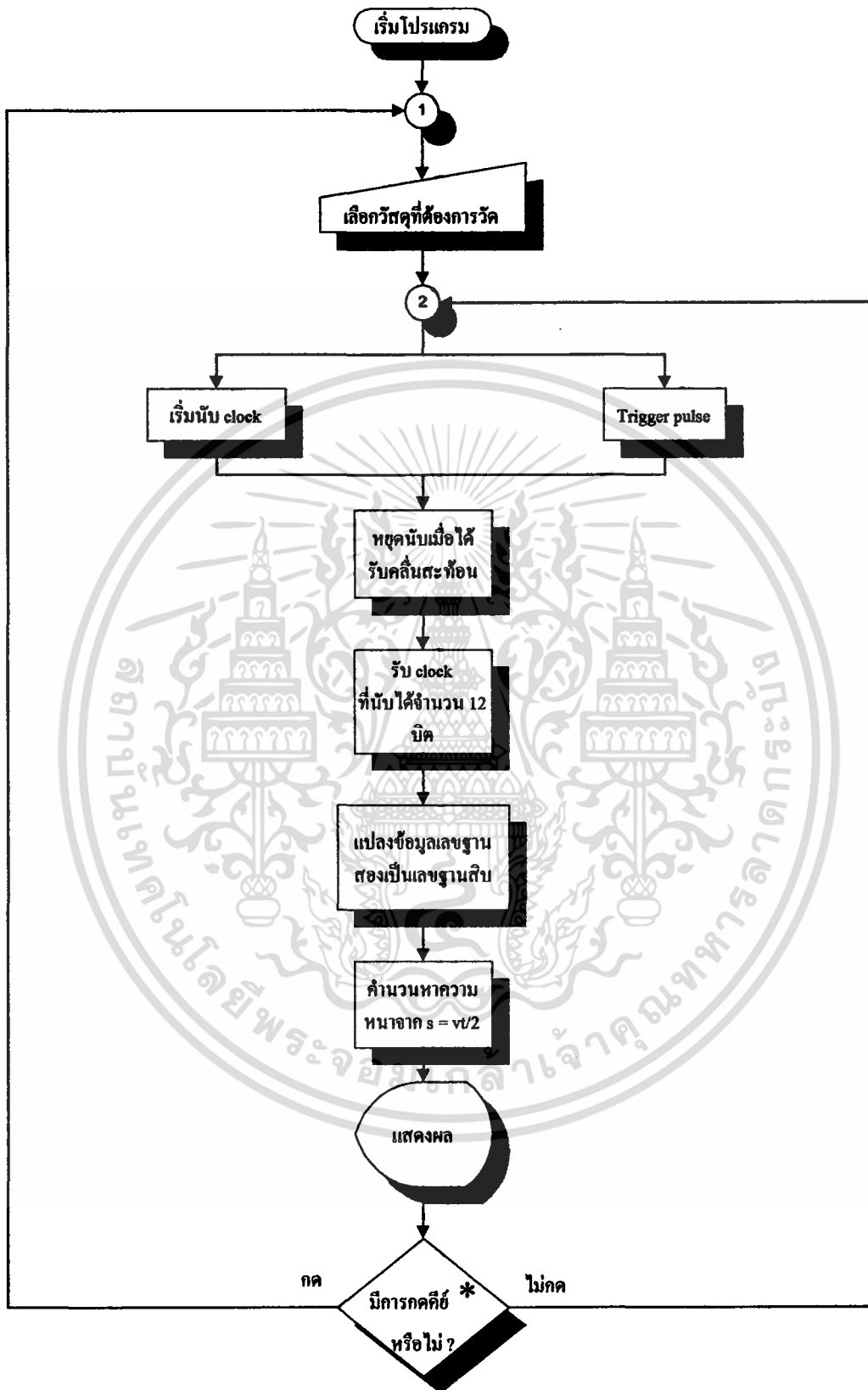
6. ข้อจำกัดของการทำงานของโพรบ ไม่ว่าจะเป็นโพรบเดี่ยวหรือโพรบคู่โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อใช้กับสารที่บางมากๆ

3.5 วิธีการวัดความหนาของวัสดุ

1. เริ่มแรกผู้ใช้งานจะต้องเลือกชนิดของวัสดุที่ต้องการวัดความหนาเสียก่อนโดยป้อนผ่านทางคีย์ที่กำหนดให้ (กดคีย์ *)

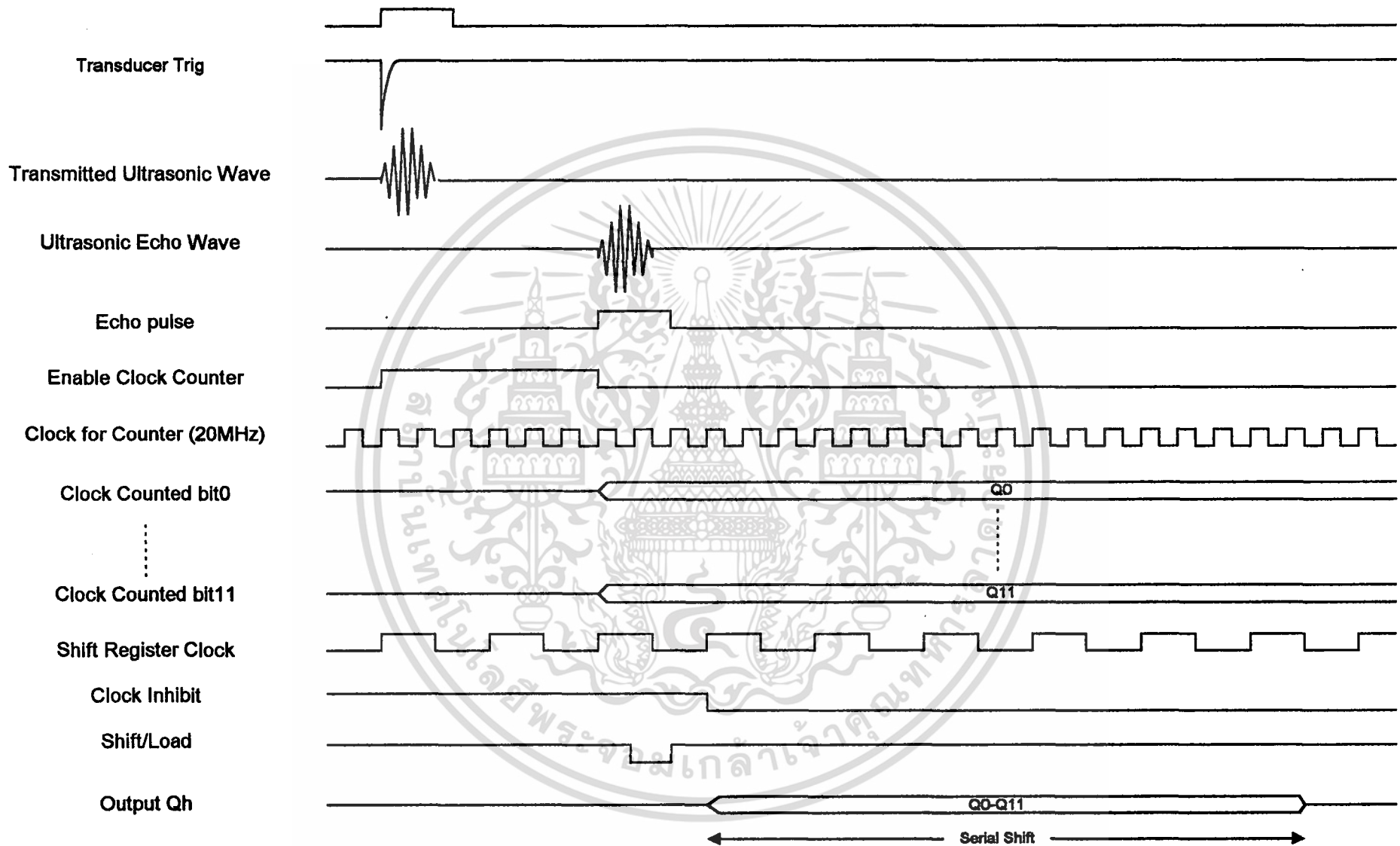
2. นำโพรบไปสัมผัสกับชิ้นสาร โดยระหว่างโพรบและชิ้นสารเป็นสาร Couplant ซึ่งอาจเป็นน้ำหรือน้ำมันก็ได้ แต่ถ้าจะให้ดีควรเป็นกลีเซอริน

3. กดคีย์ # เพื่อเริ่มวัด

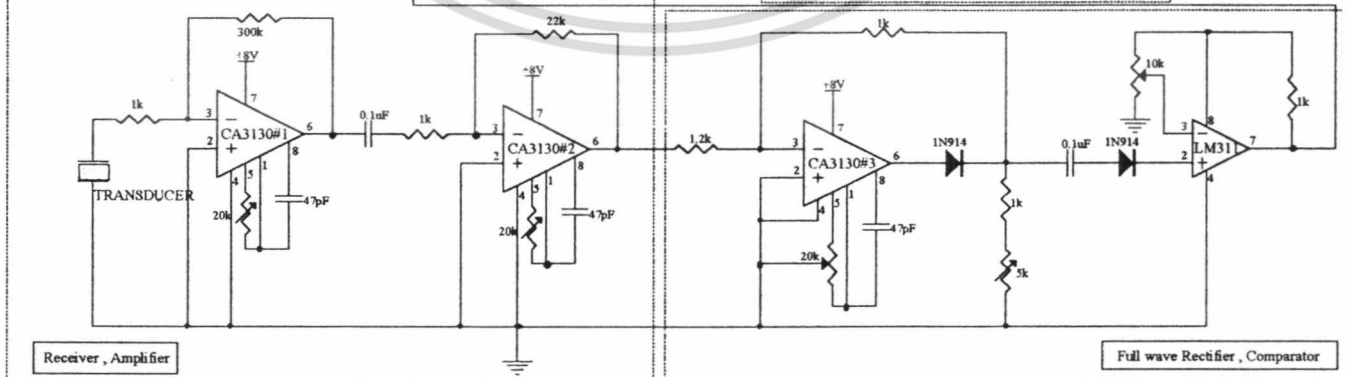
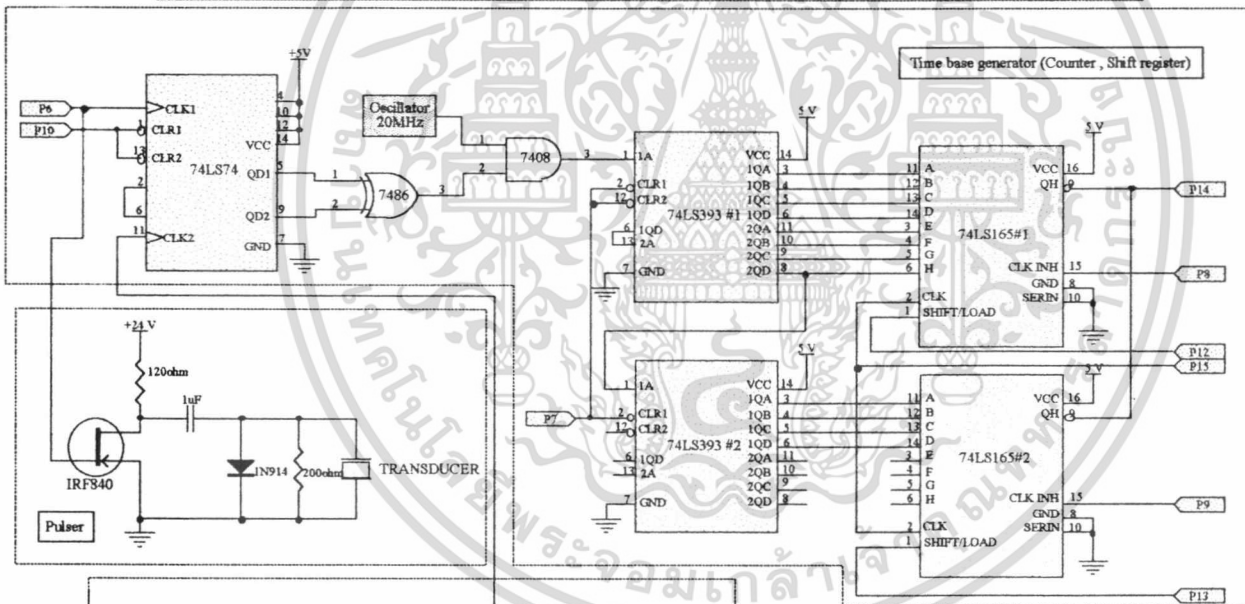
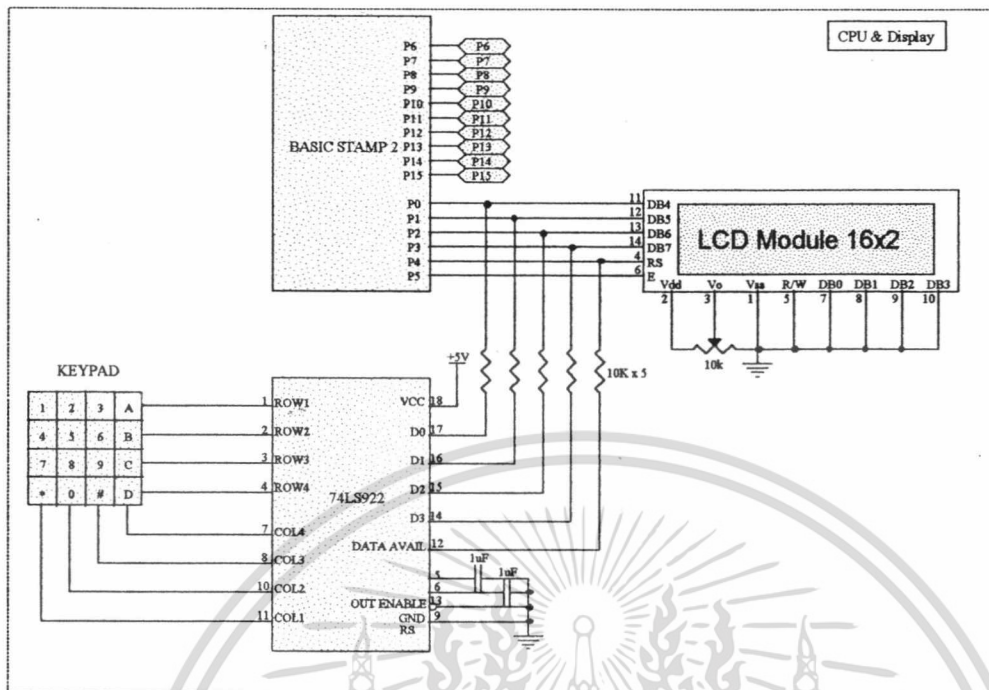


รูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของซอฟต์แวร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 ไทมิ่งไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรทั้งหมด



รูปที่ 3.13 วงจรรวมทั้งหมดของเครื่องต้นแบบเครื่องวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 ผลการวิจัย

เมื่อทำการทดลองวัดความหนาของอลูมิเนียมจำนวน 10 ชั้น ซึ่งแต่ละชั้นมีความหนาไม่เท่ากัน และใช้ข้อสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่แต่ละจุดของวงจร จะได้รูปคลื่นดังรูป และผลการวัดเป็นดังนี้

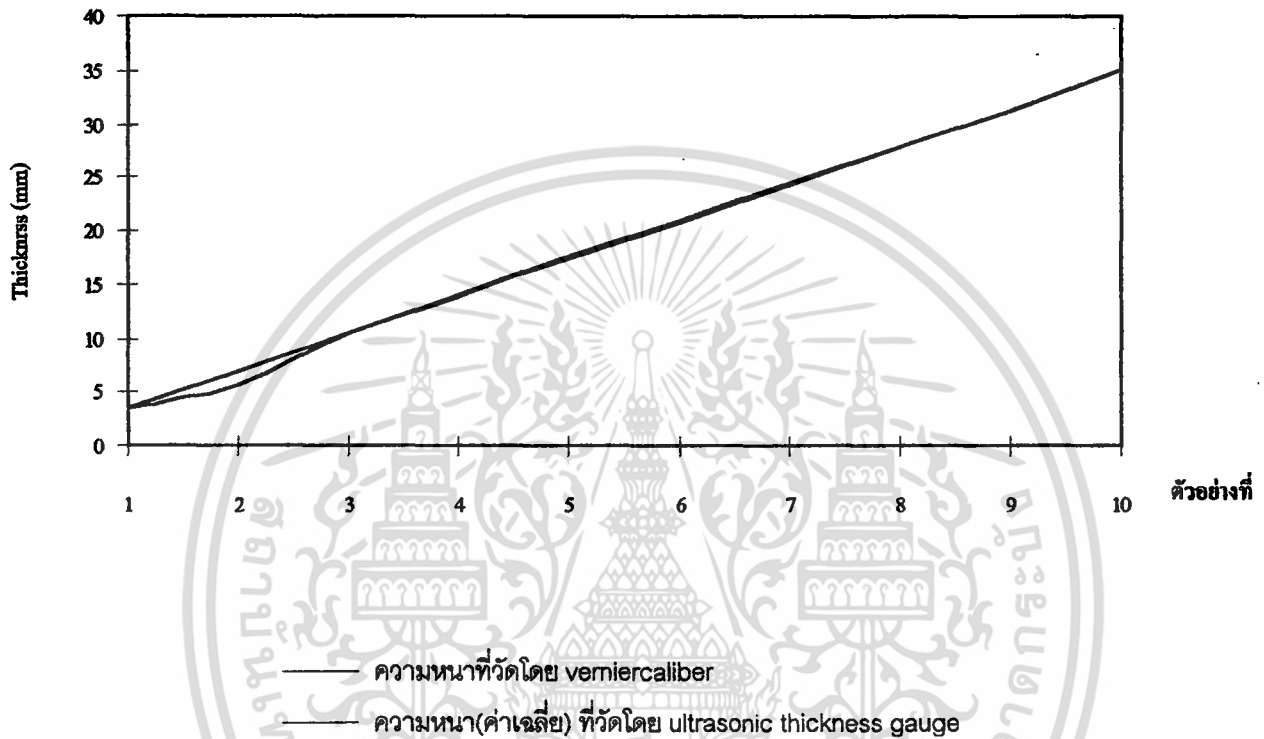
ชั้นที่	ความหนาของอลูมิเนียม (มิลลิเมตร)												ความ ผิดพลาด (%)	
	วัดจาก เวอร์เนียร์ คาลิเปอร์	วัดจากเครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก												
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	เฉลี่ย		
1	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	0.00
2	7.0	5.6	5.6	5.6	5.6	5.6	5.6	5.6	5.6	5.6	5.6	5.6	5.6	20.00
3	10.5	9.3	10.4	10.4	10.4	10.4	10.5	10.4	10.5	10.4	10.4	10.3	10.3	1.90
4	14.0	13.8	13.8	13.8	13.8	13.8	13.8	13.8	13.8	13.8	13.8	13.8	13.8	1.40
5	17.5	17.4	17.5	17.4	17.4	17.4	17.4	17.3	17.5	17.4	17.5	17.4	17.4	0.57
6	20.9	20.8	20.8	20.8	20.8	20.8	20.8	20.8	20.8	20.8	20.8	20.8	20.8	0.47
7	24.4	24.3	24.3	24.3	24.3	24.3	24.3	24.3	24.3	24.3	24.3	24.3	24.3	0.40
8	27.8	27.8	27.8	27.8	27.8	27.8	27.8	27.8	27.8	27.8	27.8	27.8	27.8	0.00
9	31.3	31.3	31.3	31.3	31.3	31.3	31.3	31.2	31.3	31.3	31.3	31.3	31.3	0.00
10	35.2	35.2	35.2	35.2	35.2	35.2	35.2	35.2	35.2	35.2	35.2	35.2	35.2	0.00

ตารางที่ 4.1 ผลการวัดความหนาของเครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก

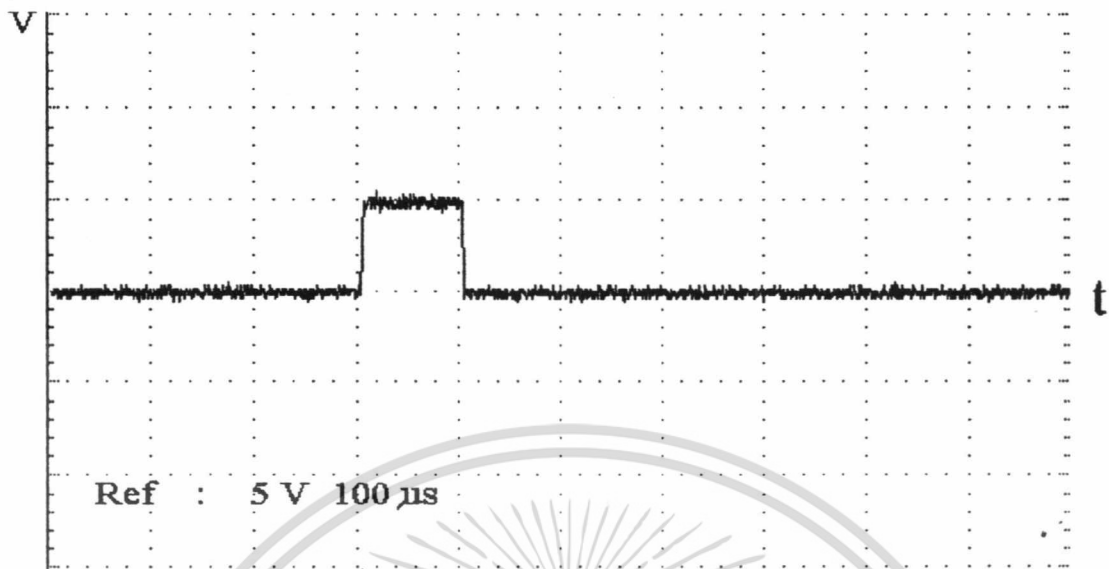
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความหนาที่วัดจาก ultrasonic thickness gauge เปรียบเทียบกับ ที่วัดจาก verniercaliber
แสดงดังกราฟข้างล่าง

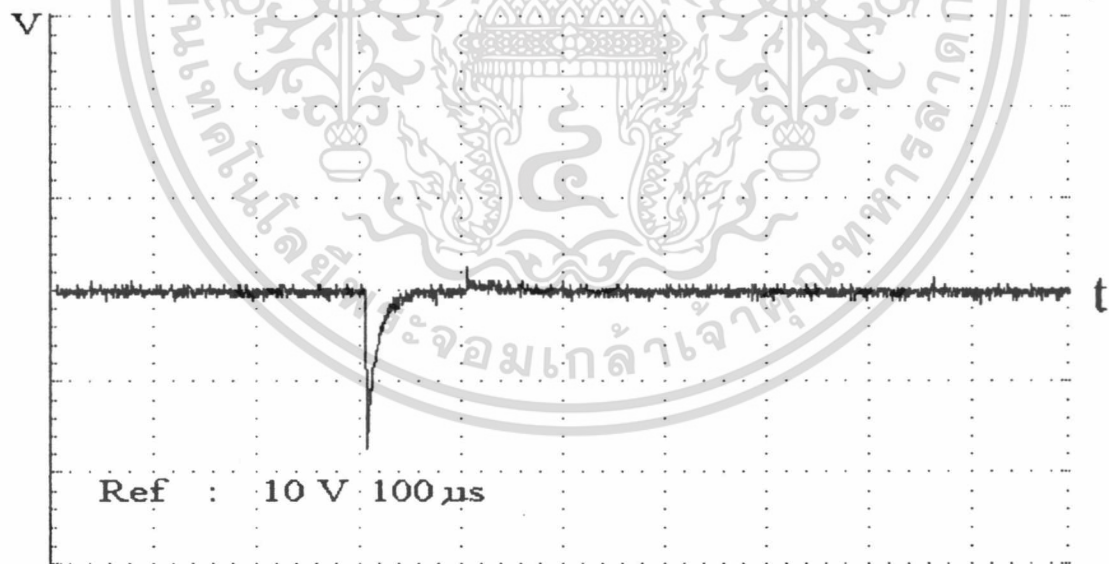
กราฟเปรียบเทียบความหนาที่วัด โดย verniercaliber และ ultrasonic thickness gauge



จะเห็นว่าความหนาที่วัดโดย ultrasonic thickness gauge มีค่าใกล้เคียงกับความหนาจริงที่วัดโดย verniercaliber มาก จึงสามารถนำมาใช้งานจริงได้

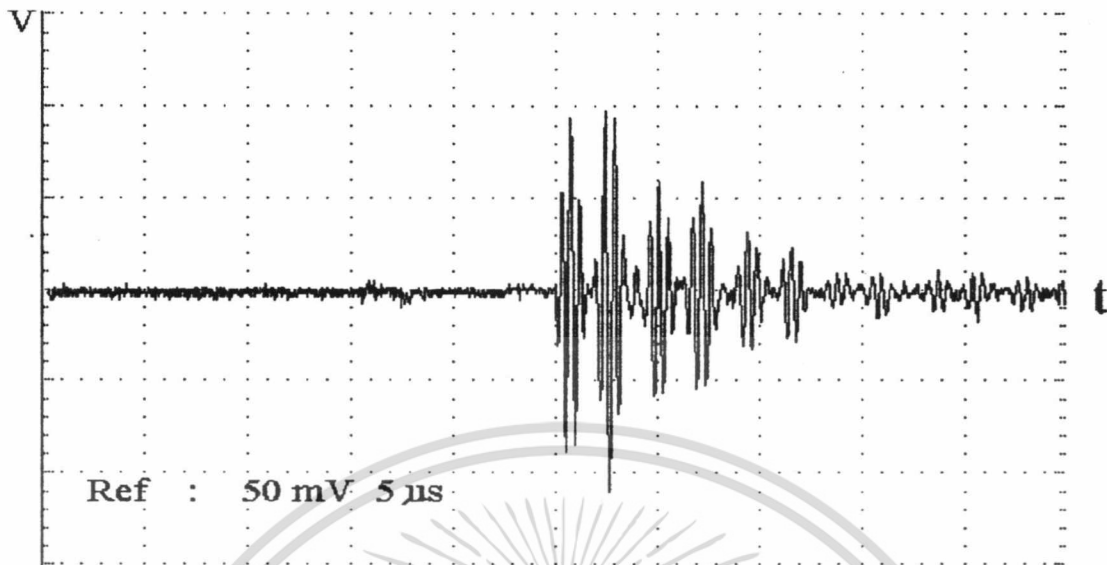


รูปที่ 4.1 พัลส์ที่กำเนิดจากไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อนำไปเข้า วงจรตีเฟอ์เรนเชียลเอเตอร์ที่มีความกว้างของพัลส์ 100 นาโนวินาที

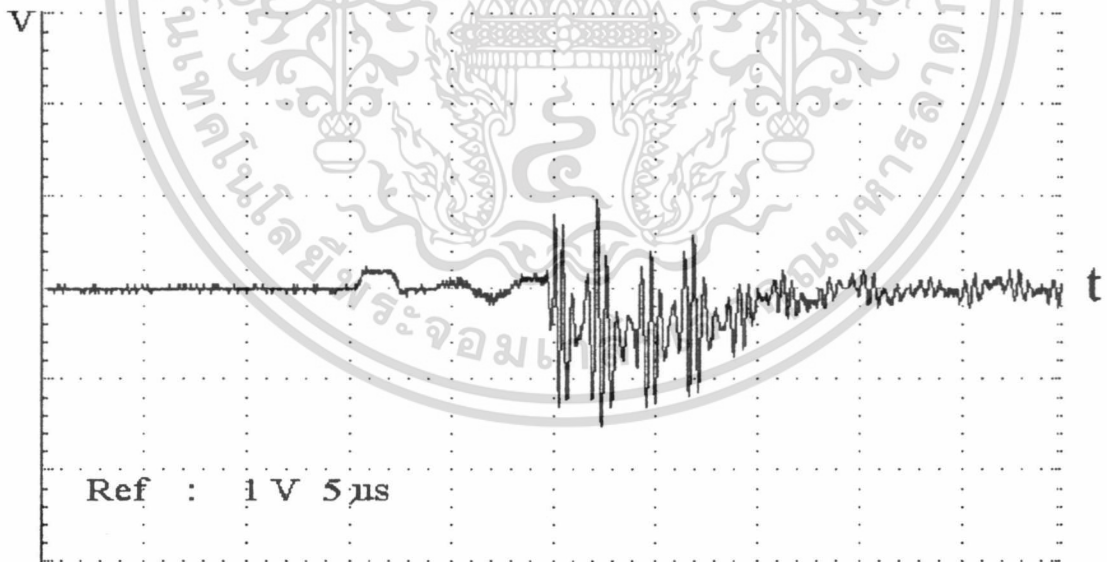


รูปที่ 4.2 พัลส์ปลายแหลมทางด้านลบ เหมาะสมที่จะไปกระตุ้นโพรบอัลตราโซนิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

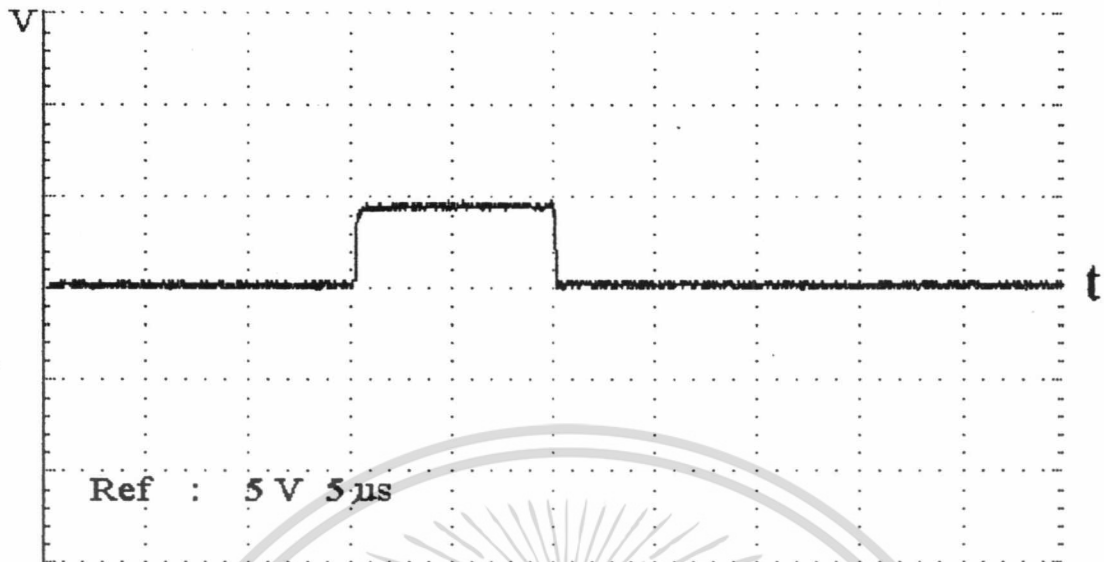


รูปที่ 4.3 คลื่นสะท้อนกลับก่อนเข้าวงจรรขยาย

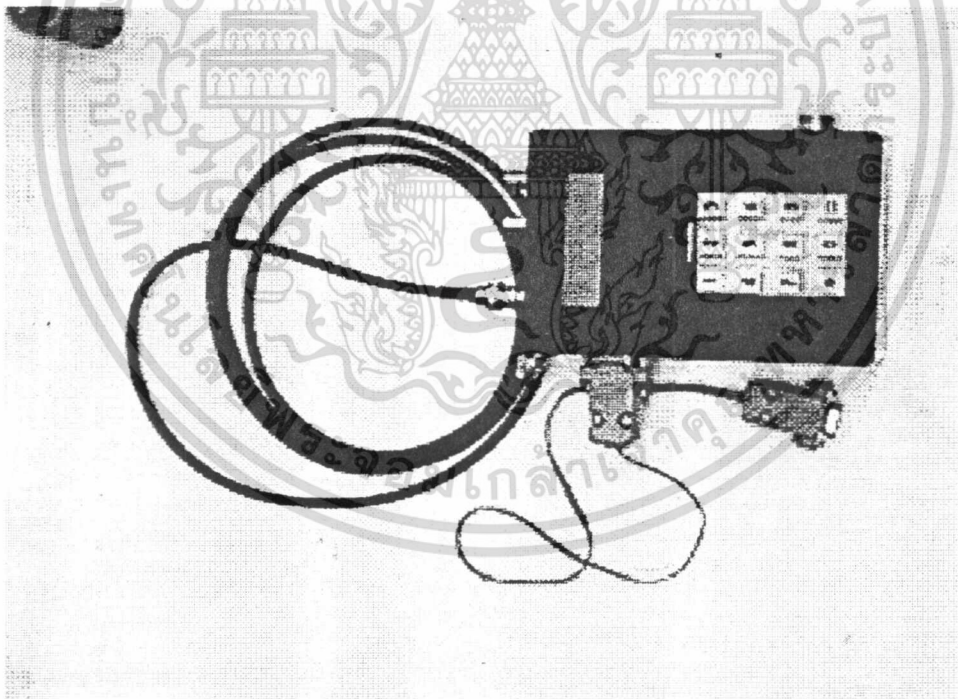


รูปที่ 4.4 คลื่นสะท้อนเมื่อผ่านวงจรรขยายแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 สัญญาณของเวลาที่นับได้



รูปที่ 4.6 เครื่องต้นแบบเครื่องวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก

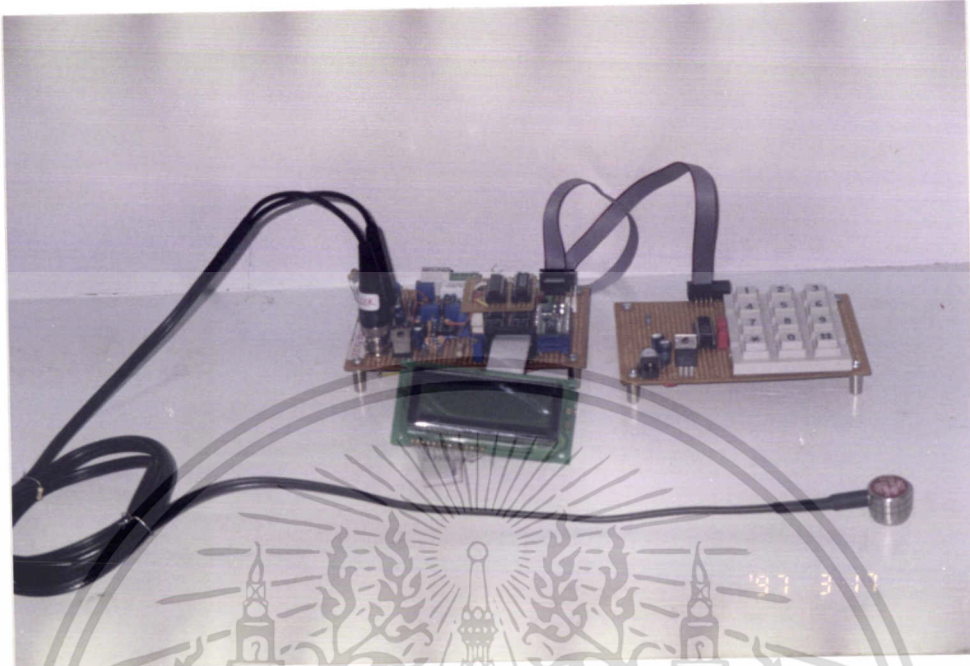
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



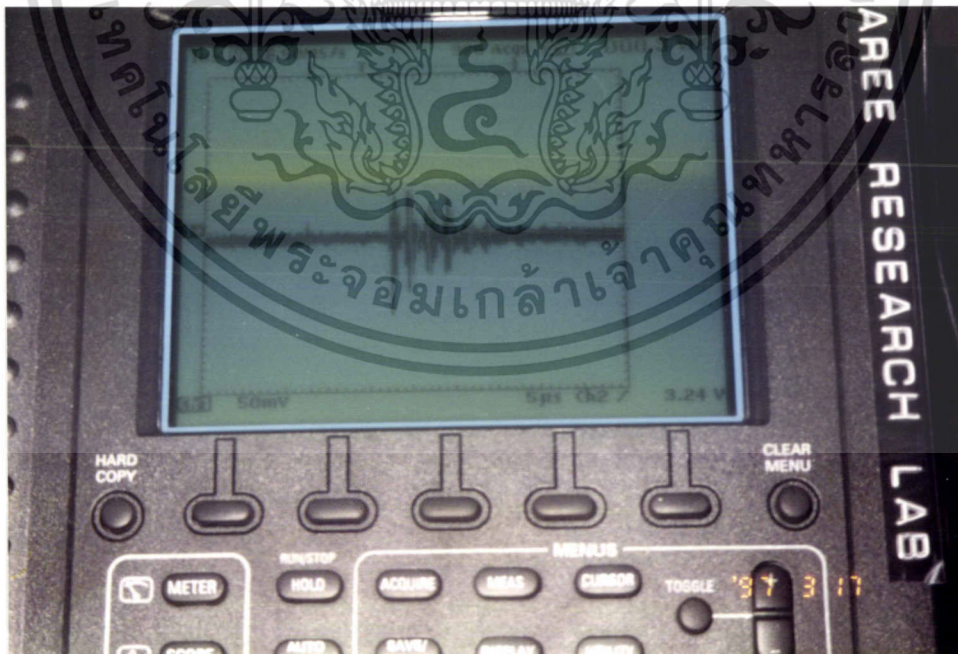
รูปที่ 4.7 เครื่องวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิกและแหล่งจ่ายไฟ

รูปที่ 4.8 อัลตราโซนิกโพรบและชิ้นวัสดุตัวอย่างที่ใช้ในการทดสอบวัดความหนา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

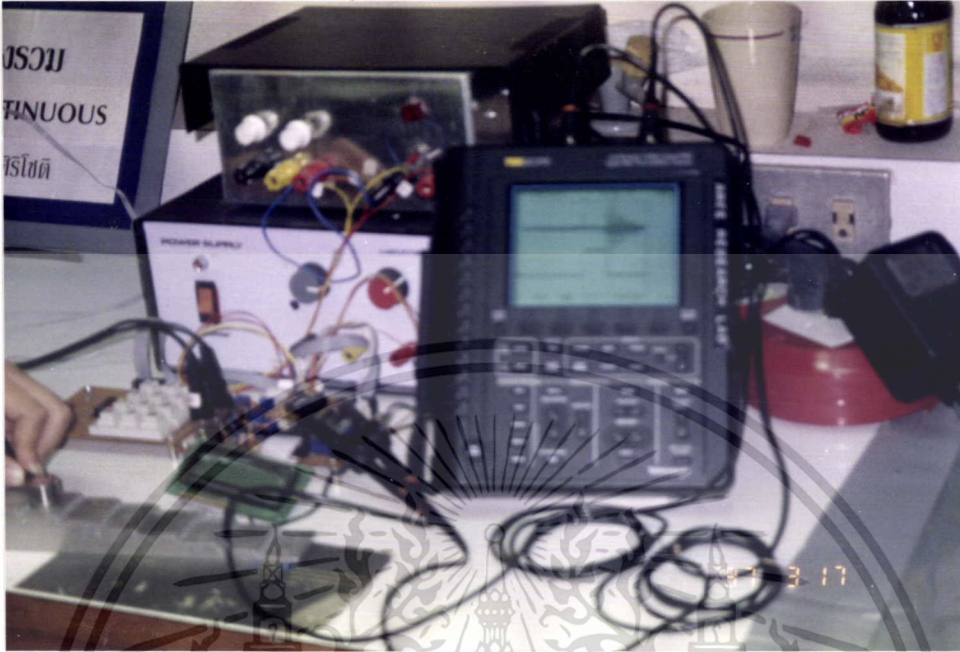


รูปที่ 4.9 แผงวงจรภายในทั้งหมดของเครื่องวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิก



รูปที่ 4.10 คลื่นอัลตราโซนิกที่สังเกตได้จากออสซิลโลสโคป (1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 คลื่นอัลตราโซนิกที่สังเกตได้จากออสซิลโลสโคป (2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและแนวทางการพัฒนา

การวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิกเป็นวิธีที่สะดวกรวดเร็ว แต่ยังไม่แม่นยำทีเดียว ด้วยเหตุผลหลายประการ ยกตัวอย่างเช่น การตรวจจับสัญญาณคลื่นอัลตราโซนิกที่สะท้อนกลับมีความคลาดเคลื่อน เนื่องจากเกิดสัญญาณรบกวนจากส่วนต่างๆของวงจร เช่นวงจรขยาย เป็นต้น ทำให้ช่วงเวลาที่เราทำการวัดคลาดเคลื่อนไปด้วย พอจะสรุปสาเหตุของปัญหาได้หลายประการดังนี้

- เกิดจากสัญญาณรบกวนจากวงจรขยาย (ความถี่ต่างๆ ที่ไม่ต้องการ) ซึ่งได้ทำการแก้ไขโดยต่อวงจรกรองความถี่

- เกิดจากคริสตอลลออสซิลเลเตอร์ 20 เมกะเฮิรตซ์ ที่ใช้กำเนิดสัญญาณนาฬิกามีความถี่ไม่คงที่ ทำให้การนับเวลาคคลาดเคลื่อน

- เกิดจากวัสดุที่นำมาทดลอง อาจเป็นวัสดุที่ไม่เป็นเนื้อเดียวกัน หรือเกิดมีรอยร้าวขึ้นภายในวัสดุโดยที่เราไม่ทราบ คลื่นสะท้อนที่ได้ ไม่ได้เกิดจากการสะท้อนที่ผิวด้านหลังของวัสดุ

อย่างไรก็ดี เครื่องต้นแบบของเครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิกสามารถวัดความหนาของวัสดุได้หลายชนิด อาทิเช่น แก้ว, เซรามิก, โลหะ เป็นต้น แต่วัสดุจำพวกยาง อาจวัดได้ไม่ถูกต้องนัก เนื่องจากยางมีการดูดกลืนคลื่นอัลตราโซนิกสูง คลื่นที่สะท้อนกลับมาก็มีค่าน้อยมาก ต้องออกแบบให้สัญญาณพัลส์ที่ไปกระตุ้นโพรบมีค่าสูงมากๆ

5.1 การประยุกต์ใช้งาน

เครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิกนั้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลายวิธี ตัวอย่างเช่น วัดความหนาของสีที่เคลือบอยู่บนวัสดุ ตรวจสอบคุณภาพของวัสดุที่ผลิตจากโรงงาน ว่ามีความหนาตรงตามกำหนดหรือไม่ โดยสามารถตรวจสอบได้อย่างรวดเร็วและถูกต้อง หรืออาจนำไปพัฒนาเป็นเครื่องมือชนิดอื่นได้อีก เช่น เครื่องมือตรวจสอบรอยร้าวของวัสดุ เป็นต้น

5.2 แนวทางการพัฒนาโครงการ

สามารถพัฒนาเครื่องมือวัดความหนาด้วยคลื่นอัลตราโซนิกต่อไปได้โดยการ

- เพิ่มประสิทธิภาพของการวัด ให้สามารถวัดได้ในช่วงกว้างขึ้น และวัดวัสดุได้หลายชนิดมากขึ้น

- เพิ่มหน่วยความจำ สามารถเก็บค่าความหนาที่วัดไว้ได้หลายค่า และสามารถเรียกออกมาแสดงผลได้
- สามารถต่อเข้ากับคอมพิวเตอร์ผ่านทางพอร์ต RS-232 และเก็บข้อมูลทำเป็นฐานข้อมูลได้
- ปรับปรุงตัวเครื่องให้มีขนาดเล็กลง เพื่อสะดวกในการเคลื่อนย้าย

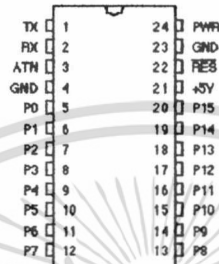


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BASIC Stamp II



Thank you for purchasing the BASIC Stamp Programming Package.

This is the manual for our new BASIC Stamp II module (shown above). Everything you need to know about programming the Stamp II may be found in this manual. However, even if you're only interested in the Stamp II, you may gain useful knowledge by referring to the Stamp I manual. The Stamp I manual has a collection of interesting application notes, which may only need slight modification to run on the Stamp II.

If you have any questions, please let us know.

PARALLAX ๓

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BASIC Stamp II

System Requirements

To program Stamp IIs, you'll need the following computer system:

- IBM PC or compatible computer
- 3.5-inch disk drive
- Serial port
- 128K of RAM
- MS-DOS 2.0 or greater

To power the Stamps, you can use a 9-volt battery (this is the most convenient method). You can also use a 5-15 volt power supply, but you should be careful to connect the supply to the appropriate part of the Stamp. A 5-volt supply should be connected directly to the Stamp's +5V pin (also called VDD), but a higher voltage should be connected to the Stamp's PWR pin (also called VIN).

Connecting a high voltage supply (greater than 6 volts) to the 5-volt pin can permanently damage the Stamp.

Packing List

If you purchased the Stamp Programming Package, you should have received the following items:

- Stamp I programming cable (parallel port DB25-to-3 pin)
- Stamp I manual
- Stamp I application notes (contained in Stamp I manual)
- Stamp II programming cable (serial port DB9-to-DB9)
- Stamp II manual (this booklet)
- Stamp I and Stamp II schematics
- 3.5-inch diskette

If any items are missing, please let us know.

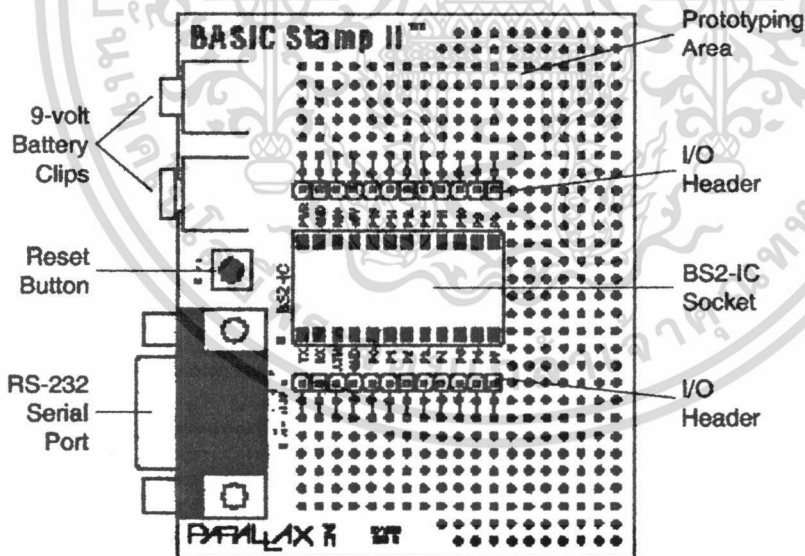
BASIC Stamp II

Connecting to the PC

To program a Stamp II, you'll need to connect it to your PC and then run the editor/downloader software. In this booklet, it's assumed that you have a BS2-IC and its corresponding carrier board (shown below).

To connect the Stamp II to your PC, follow these steps:

- 1) Plug the BS2-IC onto the carrier board. The BS2-IC plugs into a 24-pin DIP socket, located in the center of the carrier. When plugged onto the carrier board, the words "Parallax BS2-IC" should be near the reset button.
- 2) In the Stamp Programming Package, you received a serial cable to connect the Stamp II to your PC. Plug the female end into an available serial port on your PC.
- 3) Plug the male end of the serial cable into the carrier board's serial port.
- 4) Supply power to the carrier board, either by connecting a 9-volt battery or by providing an external power source.



BASIC Stamp II



Pin	Name	Description	Comments
1	TX	Serial output	Connect to pin 2 of PC serial DB9 (RX) *
2	RX	Serial input	Connect to pin 3 of PC serial DB9 (TX) *
3	ATN	Active-high reset	Connect to pin 4 of PC serial DB9 (DTR) *
4	GND	Serial ground	Connect to pin 5 of PC serial DB9 (GND) *
5	P0	I/O pin 0	Each pin can source 20 ma and sink 25 ma. P0-P7 and P8-P15, as groups, can each source a total of 40 ma and sink 50 ma.
6	P1	I/O pin 1	
7	P2	I/O pin 2	
8	P3	I/O pin 3	
9	P4	I/O pin 4	
10	P5	I/O pin 5	
11	P6	I/O pin 6	
12	P7	I/O pin 7	
13	P8	I/O pin 8	
14	P9	I/O pin 9	
15	P10	I/O pin 10	
16	P11	I/O pin 11	
17	P12	I/O pin 12	
18	P13	I/O pin 13	
19	P14	I/O pin 14	
20	P15	I/O pin 15	
21	+5V **	+5V supply	5-volt input or regulated output.
22	RES	Active-low reset	Pull low to reset; goes low during reset.
23	GND	System ground	
24	PWR **	Regulator input	Voltage regulator input; takes 5-15 volts.

* For automatic serial port selection by the Stamp II software, there must also be a connection from DSR (DB9 pin 6) to RTS (DB9 pin 7). This connection is made on the Stamp II carrier board. If you are not using the carrier board, then you must make this connection yourself, or use the command-line option to tell the software which serial port to use.

** During normal operation, the Stamp II takes about 7 mA. In various power-down modes, consumption can be reduced to about 50 μ A.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BASIC Stamp II

Starting the Editor

With the Stamp II connected and powered, insert the BASIC Stamp diskette and then enter the Stamp II directory by typing the following command from the DOS prompt:

```
CD STAMP2
```

Once in the Stamp II directory, you can run the Stamp II editor/downloader software by typing the following command:

```
STAMP2
```

The Stamp II software will start running after several seconds. The editor screen is dark blue, with one line across the top that indicates how to get on-screen editor help. Except for the top line, the entire screen is available for entering and editing BASIC programs.

Command-line options:

There are several command-line options that may be useful when running the software; these options are shown below:

- STAMP2 *filename*** Runs the editor and loads *filename*.
- STAMP2 /m** Runs the editor in monochrome mode. May give a better display on some systems, especially laptop computers.
- STAMP2 /n** Runs the editor and specifies which serial port to use when downloading to the Stamp II (note that *n* must be replaced with a serial port number of 1-4).

Normally, the software finds the Stamp II by looking on all serial ports for a connection between DSR and RTS (this connection is made on the carrier board). If the DSR-RTS connection is not present, then you must tell the software which port to use, as shown above.

BASIC Stamp II

Entering & Editing Programs

We've tried to make the editor as intuitive as possible: to move up, press the *up arrow*; to highlight one character to the right, press *shift-right arrow*; etc.

Most functions of the editor are easy to use. Using single keystrokes, you can perform the following common functions:

- Load, save, and run programs.
- Move the cursor in increments of one character, one word, one line, one screen, or to the beginning or end of a file.
- Highlight text in blocks of one character, one word, one line, one screen, or to the beginning or end of a file.
- Cut, copy, and paste highlighted text.
- Search for and/or replace text.
- See how the Stamp II's memory is being used by your program.
- Identify the version of the BASIC interpreter in your Stamp II.

Editor Function Keys

The following list shows the keys that are used to perform various functions:

F1	Display editor help screen.
Alt-R	Run program in Stamp II (<i>download the program on the screen, then run it</i>)
Alt-L	Load program from disk
Alt-S	Save program on disk
Alt-M	Show memory usage maps
Alt-I	Show version number of BASIC interpreter
Alt-Q	Quit editor and return to DOS
Enter	Enter information and move down one line
Tab	Same as Enter

BASIC Stamp II

Left arrow	Move left one character
Right arrow	Move right one character
Up arrow	Move up one line
Down arrow	Move down one line
Ctrl-Left	Move left to next word
Ctrl-Right	Move right to next word
Home	Move to beginning of line
End	Move to end of line
Page Up	Move up one screen
Page Down	Move down one screen
Ctrl-Page Up	Move to beginning of file
Ctrl-Page Down	Move to end of file
Shift-Left	Highlight one character to the left
Shift-Right	Highlight one character to the right
Shift-Up	Highlight one line up
Shift-Down	Highlight one line down
Shift-Ctrl-Left	Highlight one word to the left
Shift-Ctrl-Right	Highlight one word to the right
Shift-Home	Highlight to beginning of line
Shift-End	Highlight to end of line
Shift-Page Up	Highlight one screen up
Shift-Page Down	Highlight one screen down
Shift-Ctrl-Page Up	Highlight to beginning of file
Shift-Ctrl-Page Down	Highlight to end of file
Shift-Insert	Highlight word at cursor
ESC	Cancel highlighted text
Backspace	Delete one character to the left
Delete	Delete character at cursor
Shift-Backspace	Delete from left character to beginning of line
Shift-Delete	Delete to end of line
Ctrl-Backspace	Delete line
Alt-X	Cut marked text and place in clipboard
Alt-C	Copy marked text to clipboard
Alt-V	Paste (insert) clipboard text at cursor
Alt-F	Find string (establish search information)
Alt-N	Find next occurrence of string

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BASIC Stamp II

The following list is a summary of the BASIC instructions used by the BASIC Stamp II. Later in this pamphlet, you'll find complete descriptions of each instruction.

- ◆ This symbol indicates new or greatly improved instructions (compared to the BASIC Stamp I).

BRANCHING

IF...THEN	Compare and conditionally branch.
BRANCH	Branch to address specified by offset.
GOTO	Branch to address.
GOSUB	Branch to subroutine at address. GOSUBs may be nested up to four levels deep, and you may have up to 255 GOSUBs in your program.
RETURN	Return from subroutine.

LOOPING

FOR...NEXT	Establish a FOR-NEXT loop.
------------	----------------------------

NUMERICS

LOOKUP	Lookup data specified by offset and store in variable. This instruction provides a means to make a lookup table.
LOOKDOWN	Find target's match number (0-N) and store in variable.
RANDOM	Generate a pseudo-random number.

DIGITAL I/O

INPUT	Make pin an input
OUTPUT	Make pin an output.
REVERSE	If pin is an output, make it an input. If pin is an input, make it an output.
LOW	Make pin output low.
HIGH	Make pin output high.
TOGGLE	Make pin an output and toggle state.
PULSIN	Measure an input pulse (resolution of 2 μ s).

BASIC Stamp II

PULSOUT	Output a timed pulse by inverting a pin for some time (resolution of 2 μ s).
BUTTON	Debounce button, perform auto-repeat, and branch to address if button is in target state.
◆ SHIFTIN	Shift bits in from parallel-to-serial shift register.
◆ SHIFTOUT	Shift bits out to serial-to-parallel shift register.
◆ COUNT	Count cycles on a pin for a given amount of time (0 - 125 kHz, assuming a 50/50 duty cycle).
◆ XOUT	Generate X-10 powerline control codes. For use with TW523 or TW513 powerline interface module.
SERIAL I/O	
◆ SERIN	Serial input with optional qualifiers, time-out, and flow control. If qualifiers are given, then the instruction will wait until they are received before filling variables or continuing to the next instruction. If a time-out value is given, then the instruction will abort after receiving nothing for a given amount of time. Baud rates of 300 - 50,000 are possible (0 - 19,200 with flow control). Data received must be N81 (no parity, 8 data bits, 1 stop bit) or E71 (even parity, 7 data bits, 1 stop bit).
◆ SEROUT	Send data serially with optional byte pacing and flow control. If a pace value is given, then the instruction will insert a specified delay between each byte sent (pacing is not available with flow control). Baud rates of 300 - 50,000 are possible (0 - 19,200 with flow control). Data is sent as N81 (no parity, 8 data bits, 1 stop bit) or E71 (even parity, 7 data bits, 1 stop bit).
ANALOG I/O	
PWM	Output PWM, then return pin to input. This can be used to output analog voltages (0-5V) using a capacitor and resistor.
◆ RCTIME	Measure an RC charge/discharge time. Can be used to measure potentiometers.

BASIC Stamp II

SOUND

- ◆ **FREQOUT** Generate one or two sinewaves of specified frequencies (each from 0 - 32767 hz.).
- ◆ **DTMFOUT** Generate DTMF telephone tones.

EEPROM ACCESS

- ◆ **DATA** Store data in EEPROM before downloading BASIC program.
- READ** Read EEPROM byte into variable.
- WRITE** Write byte into EEPROM.

TIME

- PAUSE** Pause execution for 0-65535 milliseconds.

POWER CONTROL

- NAP** Nap for a short period. Power consumption is reduced.
- SLEEP** Sleep for 1-65535 seconds. Power consumption is reduced to approximately 50 μ A.
- END** Sleep until the power cycles or the PC connects. Power consumption is reduced to approximately 50 μ A.

PROGRAM DEBUGGING

- DEBUG** Send variables to PC for viewing.

BASIC Stamp II

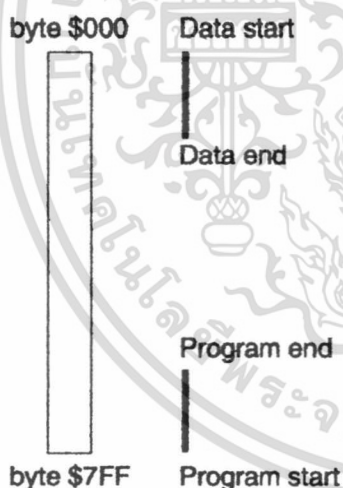
Program and Data Memory

The BS2 has 2K bytes of EEPROM which holds the executable BASIC program and any data. Memory not used by the BASIC program can be read and written at run-time as a data bank, or initialized with data at download time. This memory is only affected by downloading or run-time modification.

There are 32 bytes of RAM which serve as variable space and I/O pin interface for the BASIC program. This memory can be accessed as words, bytes, nibbles, or bits. Each time the BASIC program is run anew, this memory is cleared to all zeroes.

So, the 2K byte EEPROM is for program and data, and only affected by initial downloading or run-time modification. It survives power-down. The 32 bytes of RAM are for run-time variables and I/O pin access. This memory is cleared each time the BS2 is powered up, reset, or downloaded to.

The 2K-byte EEPROM is arranged as follows:



BASIC Stamp II

The 32-byte RAM is arranged as follows:

Word	Bits	Description	R/W
\$0	0000 0000 0000 0000	Pin input states	read-only
\$1	0000 0000 0000 0000	Pin output latches	read/write
\$2	0000 0000 0000 0000	Pin directions	read/write
\$3	0000 0000 0000 0000	variable space	read/write
\$4	0000 0000 0000 0000	variable space	read/write
\$5	0000 0000 0000 0000	variable space	read/write
\$6	0000 0000 0000 0000	variable space	read/write
\$7	0000 0000 0000 0000	variable space	read/write
\$8	0000 0000 0000 0000	variable space	read/write
\$9	0000 0000 0000 0000	variable space	read/write
\$A	0000 0000 0000 0000	variable space	read/write
\$B	0000 0000 0000 0000	variable space	read/write
\$C	0000 0000 0000 0000	variable space	read/write
\$D	0000 0000 0000 0000	variable space	read/write
\$E	0000 0000 0000 0000	variable space	read/write
\$F	0000 0000 0000 0000	variable space	read/write

Word \$0 always reflects the read-state of all 16 I/O pins. Whether a pin is an input or output, it's logical state can be read in this word. Word \$0 is accessed by the following symbolic names:

INS	the entire 16-bit word
INL	the low byte of INS
INH	the high byte of INS
INA	the low nibble of INL
INB	the high nibble of INL
INC	the low nibble of INH
IND	the high nibble of INH
INO	the low bit of INS (corresponds to I/O pin P0)
IN15	the high bit of INS (corresponds to I/O pin P15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BASIC Stamp II

Word \$1 contains the output latches for all 16 I/O pins. If a pin is in input mode, this data is unused; but, when a pin is in output mode, its corresponding word \$1 bit sets its state. The bits are all readable and writable, regardless of pin direction. These are its symbolic names:

OUTS the entire 16-bit word

OUTL the low byte of OUTS

OUTH the high byte of OUTS

OUTA the low nibble of OUTL

OUTB the high nibble of OUTL

OUTC the low nibble of OUTH

OUTD the high nibble of OUTH

OUT0 the low bit of OUTS - corresponds to pin P0

OUT15 the high bit of OUTS - corresponds to pin p15

Word \$2 contains the direction bits for all 16 I/O pins. To place a pin in input mode, its corresponding word \$2 bit must be cleared to 0. To place a pin into output mode, its corresponding word \$2 bit must be set to 1, at which time its word \$1 bit will determine whether it drives high or low. Word \$2 has these symbolic names:

DIRS the entire 16-bit word

DIRL the low byte of DIRS

DIRH the high byte of DIRS

DIRA the low nibble of DIRL

DIRB the high nibble of DIRL

DIRC the low nibble of DIRH

DIRD the high nibble of DIRH

DIR0 the low bit of DIRS - corresponds to pin P0

DIR15 the high bit of DIRS - corresponds to pin p15

BASIC Stamp II

Words \$3-\$F are for general purpose variable use and have no pre-assigned symbolic names. The VAR statement is used to allocate this memory.

The above text introduced the physical pin-out of the BASIC Stamp II, as well as the internal EEPROM, RAM, and I/O structure. The following text discusses the programming of the BS2.

Programming the BASIC Stamp II

In the BASIC Stamp II, there are two general categories of BASIC statements: compile-time and run-time.

Compile-time statements are resolved when you compile the program (Alt-R or Alt-M), and they do not generate any executable code.

Run-time statements generate code and are executed at run-time.

There are three compile-time statements. They are used for declaring variables, constants, and data. They are:

VAR, CON, and DATA

The VAR statement - defining variables

Your program should begin with a declaration of all of its variables. VAR statements assign symbolic names to variable RAM (RAM not used by I/O - words \$3-\$F). This is done as follows:

'Declare the variables

cat	var	nib	'make "cat" a nibble variable
mouse	var	bit	'make "mouse" a bit variable
dog	var	byte	'make "dog" a byte variable
rhino	var	word	'make "rhino" a word variable
snake	var	bit(10)	'make "snake" a 10-piece bit variable

BASIC Stamp II

The compiler will group all words, bytes, nibs, and bits, and respectively arrange them into unused RAM. By pressing Alt-M, you can see a picture of the RAM allocation. First, the three I/O words are shown, then all words, bytes, nibs, and finally, bits, are seen. Empty RAM follows. Alt-M is a quick way to assess how much RAM you've used.

The VAR usage options are as follows:

```
'define unique variables

sym1  VAR  bit           'make a bit variable
sym2  VAR  nib           'make a nibble variable
sym3  VAR  byte          'make a byte variable
sym4  VAR  word          'make a word variable

'After bit/nib/byte/word a value may be placed
'within parentheses to declare an array size:

sym5  VAR  nib (10)      'make a 10 nibble array

'define variables-within-variables or alias variables

sym6  VAR  sym4.highbit  'make a bit variable of sym4's highbit
sym7  VAR  sym4.lowbit   'make a bit variable of sym4's lowbit
sym8  VAR  sym2           'make an alternate name for sym2

'When using VAR to assign non-unique variables (a variable
'name is used in lieu of bit/nib/byte/word(size)), a period may
'be placed after the variable name and followed by modifiers.
'Modifiers are used to identify sub-pieces of the initially-
'mentioned variable.

sym9  VAR  sym4.highbyte.lownib.bit2  'picky, picky...
```

Here are all the variable modifiers:

```
LOWBYTE      'low byte of a word
HIGHBYTE     'high byte of a word
BYTE0        'byte0 (low byte) of a word
BYTE1        'byte1 (high byte) of a word
```

BASIC Stamp II

LOWNIB	'low nibble of a word or byte
HIGHNIB	'high nibble of a word or byte
NIB0	'nib0 of a word or byte
NIB1	'nib1 of a word or byte
NIB2	'nib2 of a word
NIB3	'nib3 of a word

LOWBIT	'low bit of a word, byte, or nibble
HIGHBIT	'high bit of a word, byte, or nibble
BIT0	'bit0 of a word, byte, or nibble
BIT1	'bit1 of a word, byte, or nibble
BIT2	'bit2 of a word, byte, or nibble
BIT3	'bit3 of a word, byte, or nibble
BIT4	'bit4 of a word or byte
BIT5	'bit5 of a word or byte
BIT6	'bit6 of a word or byte
BIT7	'bit7 of a word or byte
BIT8	'bit8 of a word
BIT9	'bit9 of a word
BIT10	'bit10 of a word
BIT11	'bit11 of a word
BIT12	'bit12 of a word
BIT13	'bit13 of a word
BIT14	'bit14 of a word
BIT15	'bit15 of a word

In summary, to declare variables, VAR statements are used. VAR statements either declare unique variables or variables-within-variables and alias-variables.

For defining unique variables:

symbol VAR size (array)

- symbol is a unique name for a variable
- size is either WORD, BYTE, NIB, or BIT
- (array) is an optional expression which declares an array size

For defining variables-within-variables or alias-variables:

BASIC Stamp II

symbol VAR variable.modifiers

- symbol is a unique name for a variable
- variable is a defined variable name
- .modifiers are optional and used to define variables-within-variables

The compiler will group all declarations by size (in the case of unique variables) and assign them to unused RAM. Alt-M lets you see the result of this process. Non-unique variables are in-whole or in-part derived from unique variables and get assigned within the unique-variable memory.

Keep in mind that you may make alias names for the pin variables:

keyin var in5 'make "keyin" a way to read P5's state.

Note for Stamp I users: W0-W12 (and the corresponding B0-B25) are pre-defined by the compiler software to make use of Stamp I programs easier. If you use a Stamp I program with the Stamp II, you can enter the older "Wx" and "Bx" variable names without having to define them first.

The CON statement - defining constants

The CON statement is similar to the VAR statement, except that it is for defining constant values and assigning them to symbolic names. This is handy for having a single declaration which gets accessed throughout your program. The CON syntax is as follows:

symbol CON expression 'assign expression to "symbol"

- symbol is a unique symbolic name for a constant
- expression is a compile-time-resolvable constant

level CON 10 "level" is same as 10 in program
limit CON 10*4<<2 "limit" is 160

expressions after CON can contain the following binary operators and are resolved left-to-right:

BASIC Stamp II

+ add
- subtract
* multiply
/ divide
<< shift left
>> shift right
& logical AND
| logical OR
^ logical XOR

example:

```
growth CON 100-light/gel "light" and "gel" are CON's, too
```

The DATA statement - defining data

EEPROM memory not used by your BASIC program can be used for data storage. Keep in mind that your BASIC program builds from the end of memory towards the start of memory. This allocation is automatic. Your data, on the other hand, builds from the start of memory towards the end. The sum of program and data memory cannot exceed the 2K byte limit. The compiler will always tell you when you have a conflict.

DATA statements are used to build data into unused memory. Initially, the DATA location is set to 0. It is advanced by 1 for each byte declared. Here is an example DATA statement:

```
table DATA "Here is a string..."
```

Usually, you'll want to precede DATA statements with a unique symbol. The symbol will be assigned a constant value (as if via CON) which is the current data pointer. The text following 'DATA' is usually a list of bytes which can be constant expressions. In the above example (assuming this was the first DATA statement in the program), "table" becomes a constant symbol of value 0; "Here is a string..." is broken into individual bytes and placed into EEPROM memory sequentially. Alt-M and two <SPACE>s will show you the result of this line.

BASIC Stamp II

The DATA pointer may be altered at any time by an @ sign followed by a new pointer value:

```
list DATA @$100,"some data"
```

DATA has a few variations of use to allocate defined and undefined data. Defined data is fully declared and known at compile time. Undefined data is the mere allocation of data space, while not assigning values into the bytes of EEPROM (to be done at run-time, instead). Defined and undefined data are declared as follows:

for defined data:

```
fee DATA 0,1,2,3,4,5,6,7,8,9 'actual bytes
fie DATA word 1000 'make two bytes: $E8 and $03
foe DATA 0 (256) '256 bytes initialized as 0
```

for undefined data:

```
furn DATA (1024) 'reserved 1K byte of undefined data
abc DATA word (16) 'reserve 16 words of undefined data
```

Important concept: Defined DATA and BASIC program memory are always downloaded to the BS2. Undefined data and unused EEPROM memory are not downloaded. This allows you to change programs while keeping data, assuming both programs defined the same stretch of memory as undefined DATA. Alt-M will show you maps of EEPROM allocation. This download/don't-download rule is applied to 16-byte blocks. If any byte within a 16-byte block is defined DATA or BASIC program, that whole block is downloaded. Use Alt-M to see this.

In summary, DATA is used to define EEPROM byte usage that doesn't conflict with the BASIC program storage:

- DATA can be preceded by a symbol which will be assigned the constant value of the current DATA pointer.
- Byte-size data is assumed, but 'word' can be used to break a word into two bytes of storage.
- The @ sign is used to redirect the DATA pointer. If a symbol precedes

BASIC Stamp II

a DATA statement and the first thing after DATA is @, the new pointer value is assigned to the symbol.

- Defined data is spelled out, so to speak, with numbers and letters.
- Defined data may be repeated at the byte or word level using (array).
- Undefined data may be reserved by using (array) unpreceded by a value.

Note: DATA can contain references to DATA symbols:

```
t1 DATA "Here's table 1..."0
t2 DATA "Here's table 2..."0
t3 DATA "Here's table 3..."0
t4 DATA "Here's table 4..."0

start DATA word t1, word t2, word t3, word t4
```

Run-Time Expressions

Run-time expressions can contain constants, variables, operators, and parentheses. They are resolved using 16-bit math.

Constants can be in several forms:

label	A label may be assigned a constant via CON.
\$BA1F	Hex
%111001111	Binary
99	Decimal
"A"	ASCII

Note: When more than one character is within quotes, they are separated by the compiler as such: "DOG" becomes "D", "O", "G". "String" + \$80 becomes: "S", "t", "r", "i", "n", "g" + \$80.

Variables can be accessed a number of ways:

somevar	Some variable.
wordvar.highbit	Use modifiers to access sub-variables.

BASIC Stamp II

`nibarray(index)` A variable followed by an expression in quotes is indexed as an array (0=1st element).
`word.bit0(bitoffset)` Scan a word, one bit at a time.

If a variable were defined as:

```
string var byte (10)
```

It could be accessed as:

<code>string</code>	The 1st byte
<code>string (0)</code>	The 1st byte
<code>string (1)</code>	The 2nd byte
<code>string (9)</code>	The 10th (last) byte
<code>string.lownib(nibindex)</code>	Nibindex could be 0-19
<code>string.lowbit(bitindex)</code>	Bitindex could be 0-79

There are also binary, unary, and conditional expression operators.

Unary operators precede a variable or constant or (expression) and have highest priority. They are as follows:

<code>SQR</code>	Square root of unsigned 16-bit value
<code>ABS</code>	Absolute of signed 16-bit value
<code>-</code>	One's complement of 16-bit value (bitwise not)
<code>-</code>	Two's complement of 16-bit value (negation)
<code>DCD</code>	2 ⁿ decoder of 4-bit value (0...15 -> 1,2,4,8,16,...32768)
<code>NCD</code>	Priority encoder of 16-bit value (=>32768,=>16384,=>8192,...=1 -> 15,14,13,...1 ; 0 -> \$FFFF)
<code>COS</code>	Cosine of 8-bit value. Result is in the range of +-127, unit circle is 0-255 radial units.
<code>SIN</code>	Sine of 8-bit value. Result is in the range of +-127, unit circle is 0-255 radial units.

Examples:

```
sin bytevar
```

BASIC Stamp II

```
sqr 50000
~ in0
```

Binary operators take two terms and go between variables, constants, or expressions. They are as follows:

&	Bitwise AND
	Bitwise OR
^	Bitwise XOR
MIN	Limit value to minimum
MAX	Limit value to maximum
+	Addition
-	Subtraction
*	Multiply
**	Multiply and return high 16-bits of result
*/	Multiply and return middle 16-bits of result (use to simultaneously multiply by a whole and a part; ie. 'value */ \$0180' multiplies by 1 and a half)
/	Divide
//	Divide and return remainder
DIG	Return decimal digit; '12345 dig 3' returns 2
<<	Shift left
>>	Shift right
REV	Reverse order of bits, lsb-justified; '%100110 rev 6' yields %011001

Examples:

```
ypos * xsize + xpos
randword // 20
countacc min 200 - 200 / 200
```

Parentheses can be placed to special-order the pattern of expression resolution. Though unary operators have highest priority and binary operators have secondary priority, and with those rules expressions

BASIC Stamp II

are resolved left-to-right, parentheses can override priority:

$X+1*Y-1$ `'something's wrong here if we need (X+1)*(Y-1)`
 $(X+1)*(Y-1)$ `'do it right`

Up to 8 levels of parentheses can be used.

For use within conditional expressions (IF), there is a special unary operator and several binary operators. These conditional operators have highest priority of all.

NOT Highest priority unary
AND, OR, XOR Highest priority binaries

Note: These are arithmetically identical to expression operators:

~
&
|
^

though they differ in application.

Lower-priority conditional binary operators (still higher than expression ops):

< Less than
<= Less than or equal to
= Equal to
=> Equal to or greater than
> Greater than
<> Not equal

Note: These comparison operators return 0 for false and \$FFFF for true. Combined with NOT, AND, OR, and XOR, complex tests can be done.

To summarize, here are some examples:

`outs = ~ dcd nibarray(index) 'lookup a nibble, decode it, not it`
`IF x<1 or not y>3 and (z=0 xor r=3) then loopback`



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

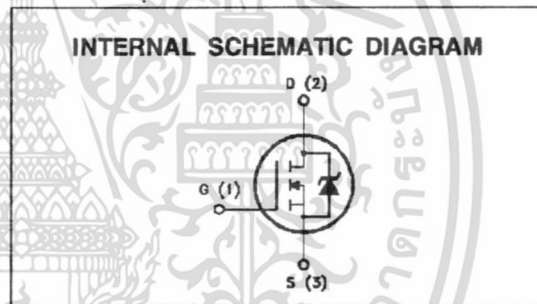
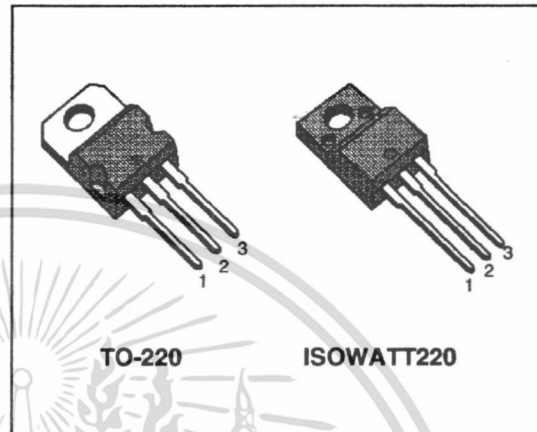
**N - CHANNEL ENHANCEMENT MODE
POWER MOS TRANSISTORS**

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRF840	500 V	< 0.85 Ω	8 A
IRF840FI	500 V	< 0.85 Ω	4.5 A
IRF841	450 V	< 0.85 Ω	8 A
IRF841FI	450 V	< 0.85 Ω	4.5 A

- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.74 Ω
- AVALANCHE RUGGED TECHNOLOGY
- 100% AVALANCHE TESTED
- REPETITIVE AVALANCHE DATA AT 100°C

APPLICATIONS

- HIGH CURRENT, HIGH SPEED SWITCHING
- SWITCH MODE POWER SUPPLIES (SMPS)
- CHOPPER REGULATORS, CONVERTERS, MOTOR CONTROL, LIGHTING FOR INDUSTRIAL AND CONSUMER ENVIRONMENT



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value				Unit
		IRF				
		840	841	840FI	841FI	
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	500	450	500	450	V
V _{DGR}	Drain- gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	500	450	500	450	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20				V
I _D	Drain Current (cont.) at T _c = 25 °C	8	8	4.5	4.5	A
I _D	Drain Current (cont.) at T _c = 100 °C	5.1	5.1	2.8	2.8	A
I _{DM} (*)	Drain Current (pulsed)	32	32	32	32	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	125		40		W
	Derating Factor	1		0.32		W/°C
V _{ISO}	Insulation Withstand Voltage (DC)	—		2000		
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150				°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	150				°C

(*) Pulse width limited by safe operating area

THERMAL DATA

		TO-220	ISOWATT220		
R _{thj-case}	Thermal Resistance Junction-case	Max	1	3.12	°C/W
R _{thj-amb}	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	62.5		°C/W
R _{thc-s}	Thermal Resistance Case-sink	Typ	0.5		°C/W
T _j	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose		300		°C

AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I _{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T _j max, δ < 1%)	8	A
E _{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting T _j = 25 °C, I _D = I _{AR} , V _{DD} = 25 V)	510	mJ
E _{AR}	Repetitive Avalanche Energy (pulse width limited by T _j max, δ < 1%)	13	mJ
I _{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (T _c = 100 °C, pulse width limited by T _j max, δ < 1%)	5.1	A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{case} = 25 °C unless otherwise specified)

OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{(BR)DSS}	Drain-source Breakdown Voltage	I _D = 250 μA V _{GS} = 0 for IRF840/840FI for IRF841/841FI	500 450			V V
I _{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current (V _{GS} = 0)	V _{DS} = Max Rating V _{DS} = Max Rating x 0.8 T _c = 125 °C		25 250		μA μA
I _{GSS}	Gate-body Leakage Current (V _{DS} = 0)	V _{GS} = ± 20 V			± 100	nA

ON (*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	V _{DS} = V _{GS} I _D = 250 μA	2	3	4	V
R _{DS(on)}	Static Drain-source On Resistance	V _{GS} = 10V I _D = 4.4 A		0.74	0.85	Ω
I _{D(on)}	On State Drain Current	V _{DS} > I _{D(on)} x R _{DS(on)max} V _{GS} = 10 V	8			A

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
g _{fs} (*)	Forward Transconductance	V _{DS} > I _{D(on)} x R _{DS(on)max} I _D = 4.4 A	4.9	6		S
C _{iss}	Input Capacitance	V _{DS} = 25 V f = 1 MHz V _{GS} = 0		1100	1500	pF
C _{oss}	Output Capacitance			190	240	pF
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance			80	110	pF

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

SWITCHING RESISTIVE LOAD

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$	Turn-on Time	$V_{DD} = 200\text{ V}$ $I_D = 4\text{ A}$		40	50	ns
t_r	Rise Time	$R_l = 4.7\ \Omega$		35	43	ns
$t_{d(off)}$	Turn-off Delay Time	(see test circuit)		80	100	ns
t_f	Fall Time			20	25	ns
Q_g	Total Gate Charge	$I_D = 8\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		75	95	nC
Q_{gs}	Gate-Source Charge	$V_{DD} = \text{Max Rating} \times 0.8$		9		nC
Q_{gd}	Gate-Drain Charge	(see test circuit)		39		nC

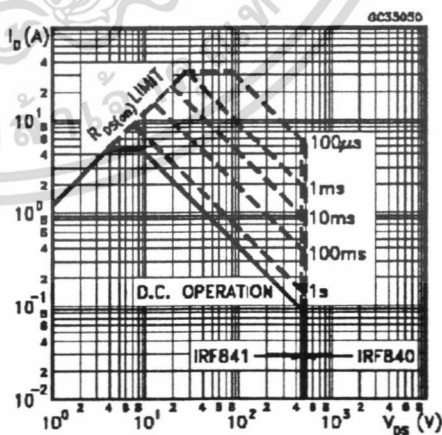
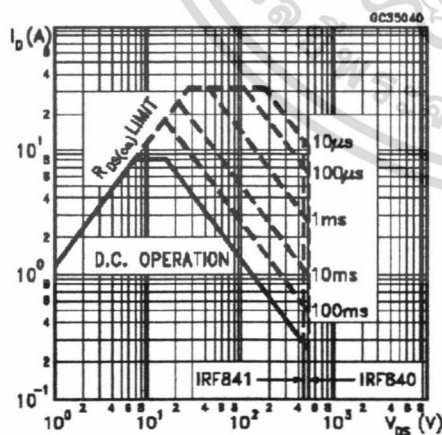
SOURCE DRAIN DIODE

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD}	Source-drain Current				8	A
$I_{SDM(*)}$	Source-drain Current (pulsed)				32	A
$V_{SD} (*)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 8\text{ A}$ $V_{GS} = 0$			2	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 8\text{ A}$ $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 100\text{ V}$ $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$		700		ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge			12		μC

(*) Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5%
 (•) Pulse width limited by safe operating area

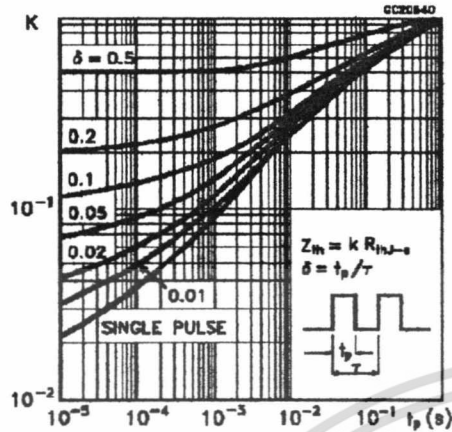
Safe Operating Area for TO-220

Safe Operating Area for ISOWATT220

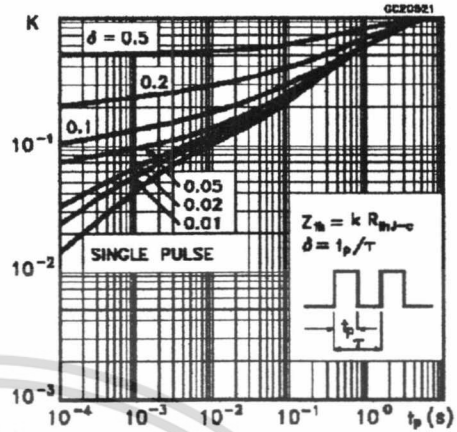


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

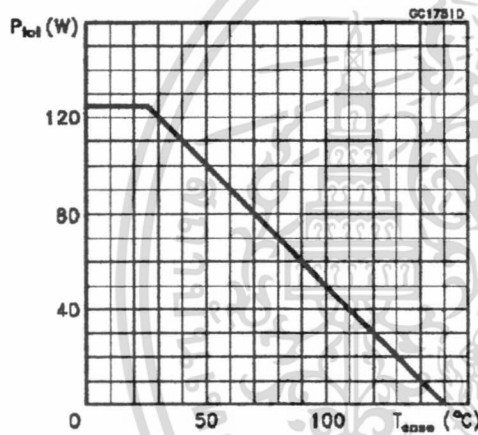
Thermal Impedance for TO-220



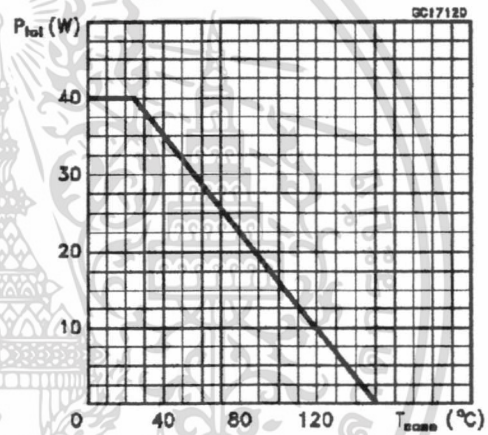
Thermal Impedance for ISOWATT220



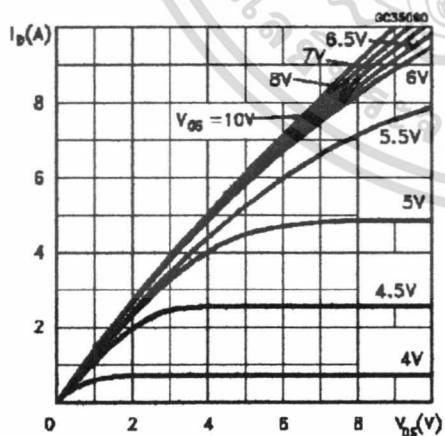
Derating Curve for TO-220



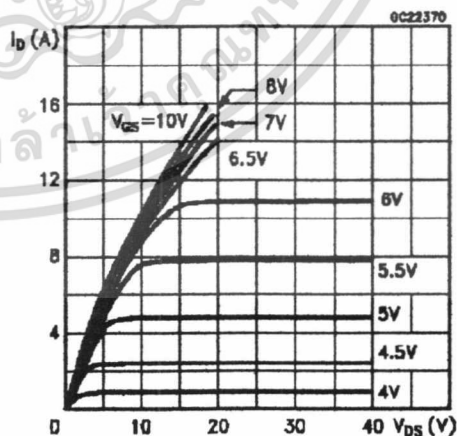
Derating Curve for ISOWATT220



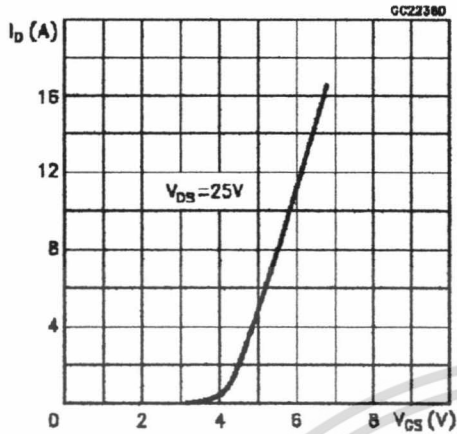
Output Characteristics



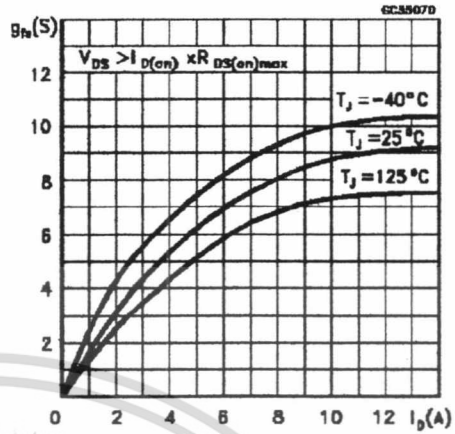
Output Characteristics



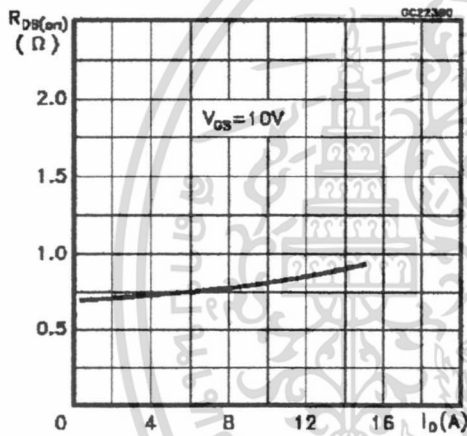
Transfer Characteristics



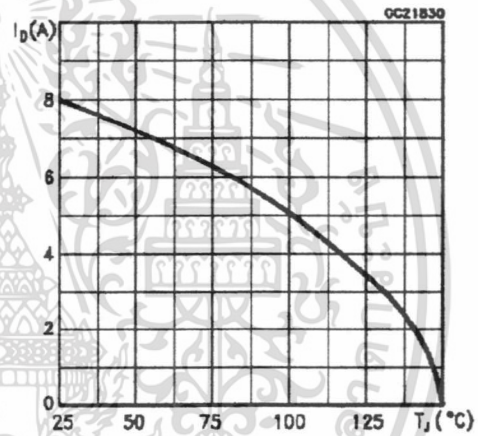
Transconductance



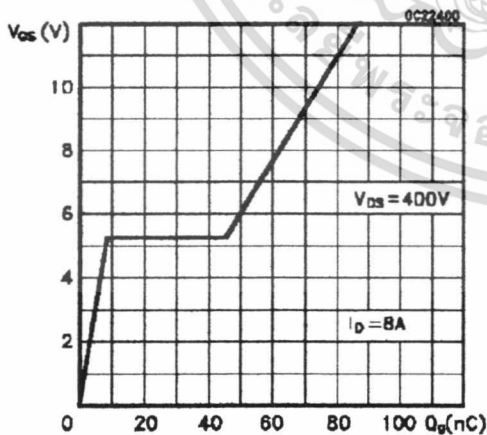
Static Drain-source On Resistance



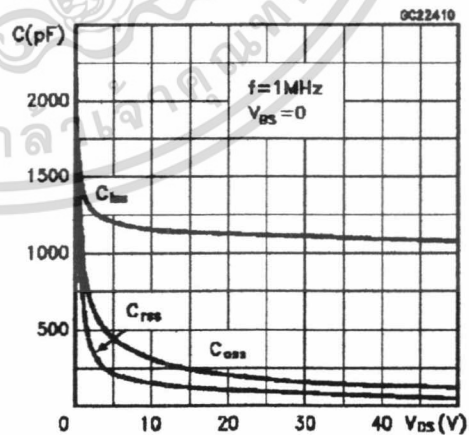
Maximum Drain Current vs Temperature



Gate Charge vs Gate-source Voltage

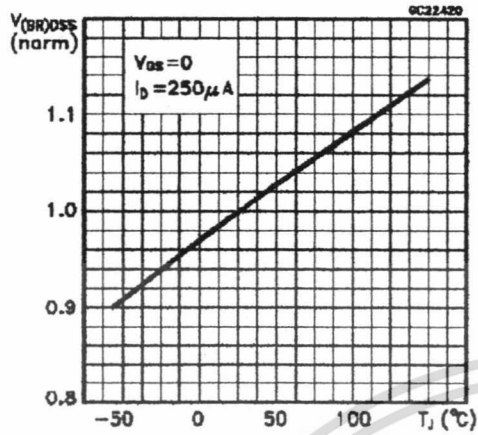


Capacitance Variations

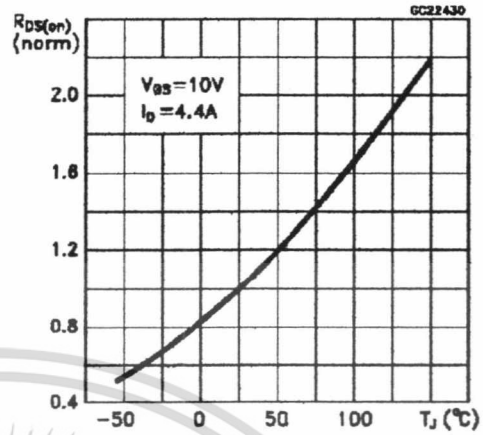


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

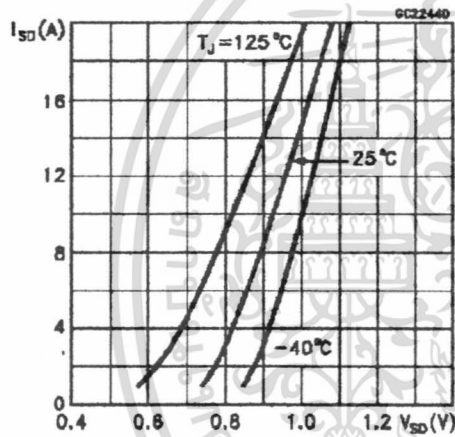
Normalized Breakdown Voltage vs Temperature



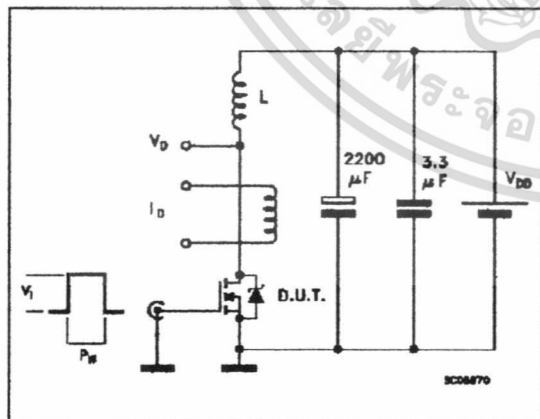
Normalized On Resistance vs Temperature



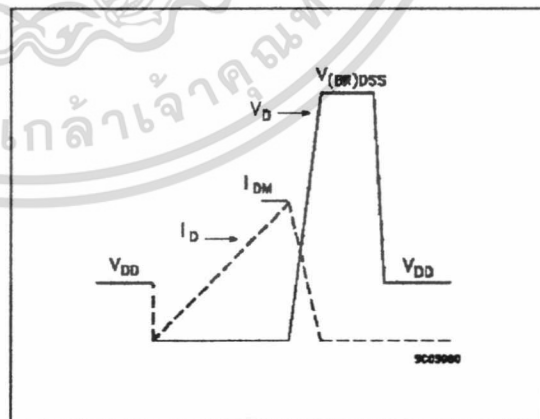
Source-drain Diode Forward Characteristics



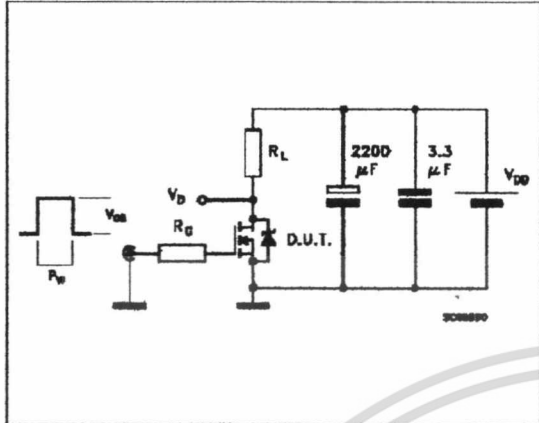
Unclamped Inductive Load Test Circuit



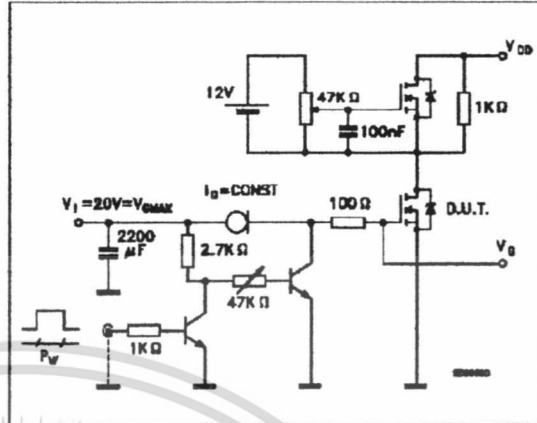
Unclamped Inductive Waveforms



Switching Time Test Circuit



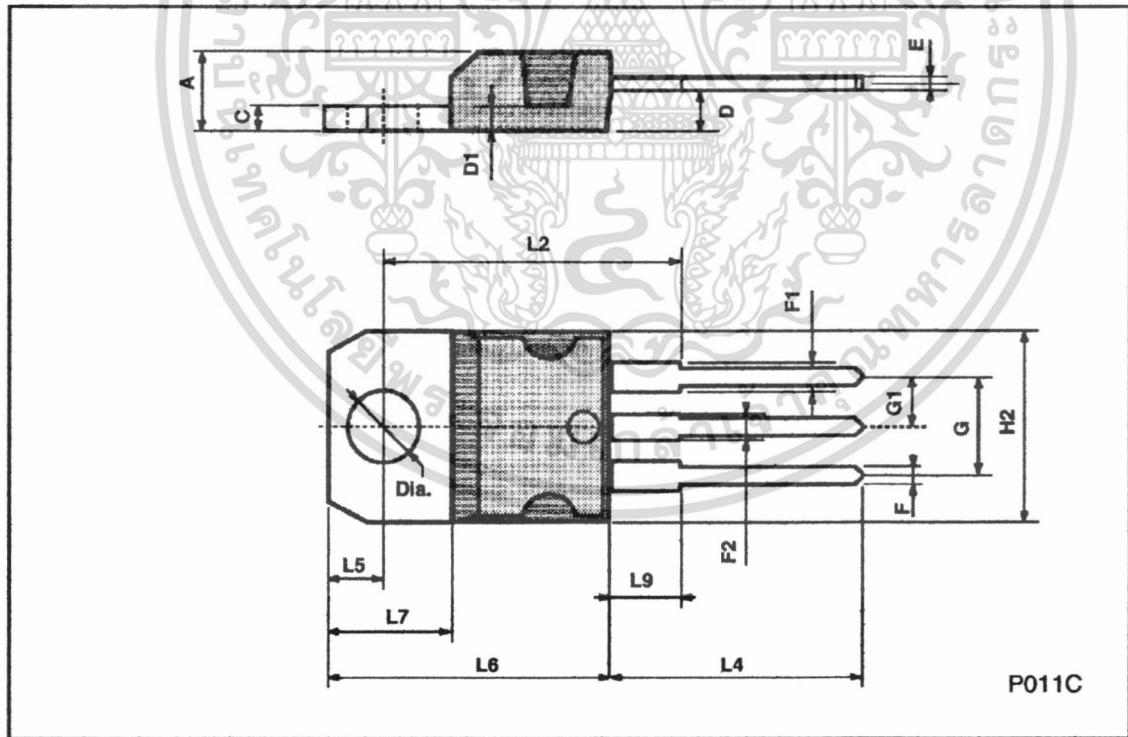
Gate Charge Test Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TO-220 MECHANICAL DATA

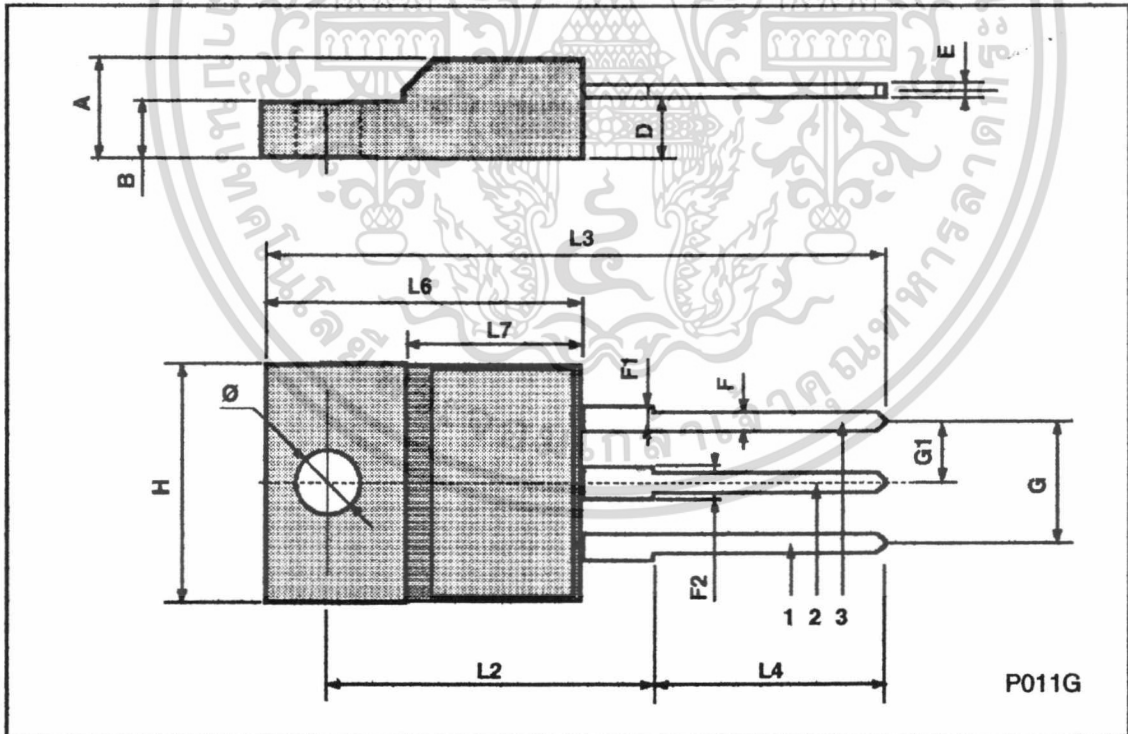
DIM.	mm			Inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.40		4.60	0.173		0.181
C	1.23		1.32	0.048		0.051
D	2.40		2.72	0.094		0.107
D1		1.27			0.050	
E	0.49		0.70	0.019		0.027
F	0.61		0.88	0.024		0.034
F1	1.14		1.70	0.044		0.067
F2	1.14		1.70	0.044		0.067
G	4.95		5.15	0.194		0.203
G1	2.4		2.7	0.094		0.106
H2	10.0		10.40	0.393		0.409
L2		16.4			0.645	
L4	13.0		14.0	0.511		0.551
L5	2.65		2.95	0.104		0.116
L6	15.25		15.75	0.600		0.620
L7	6.2		6.6	0.244		0.260
L9	3.5		3.93	0.137		0.154
DIA.	3.75		3.85	0.147		0.151



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISOWATT220 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.4		4.6	0.173		0.181
B	2.5		2.7	0.098		0.106
D	2.5		2.75	0.098		0.108
E	0.4		0.7	0.015		0.027
F	0.75		1	0.030		0.039
F1	1.15		1.7	0.045		0.067
F2	1.15		1.7	0.045		0.067
G	4.95		5.2	0.195		0.204
G1	2.4		2.7	0.094		0.106
H	10		10.4	0.393		0.409
L2		16			0.630	
L3	28.6		30.6	1.126		1.204
L4	9.8		10.6	0.385		0.417
L6	15.9		16.4	0.626		0.645
L7	9		9.3	0.354		0.366
Ø	3		3.2	0.118		0.126



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

15MHz, BIMOS Operational Amplifier with MOSFET Input/CMOS Output

November 1996

Features

- **MOSFET Input Stage Provides:**
 - Very High $Z_i = 1.5 \text{ T}\Omega$ ($1.5 \times 10^{12}\Omega$) (Typ)
 - Very Low $I_i = 5\text{pA}$ (Typ) at 15V Operation
= 2pA (Typ) at 5V Operation
- Ideal for Single-Supply Applications
- Common-Mode Input-Voltage Range Includes Negative Supply Rail; Input Terminals can be Swung 0.5V Below Negative Supply Rail
- CMOS Output Stage Permits Signal Swing to Either (or both) Supply Rails

Applications

- Ground-Referenced Single Supply Amplifiers
- Fast Sample-Hold Amplifiers
- Long-Duration Timers/Monostables
- High-Input-Impedance Comparators (Ideal Interface with Digital CMOS)
- High-Input-Impedance Wideband Amplifiers
- Voltage Followers (e.g. Follower for Single-Supply D/A Converter)
- Voltage Regulators (Permits Control of Output Voltage Down to 0V)
- Peak Detectors
- Single-Supply Full-Wave Precision Rectifiers
- Photo-Diode Sensor Amplifiers

Description

CA3130A and CA3130 are op amps that combine the advantage of both CMOS and bipolar transistors.

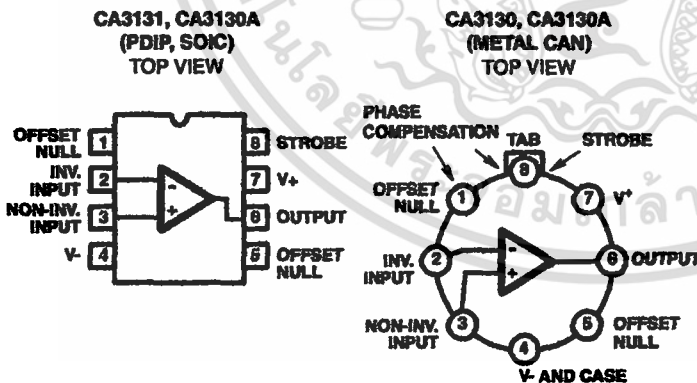
Gate-protected P-Channel MOSFET (PMOS) transistors are used in the input circuit to provide very-high-input impedance, very-low-input current, and exceptional speed performance. The use of PMOS transistors in the input stage results in common-mode input-voltage capability down to 0.5V below the negative-supply terminal, an important attribute in single-supply applications.

A CMOS transistor-pair, capable of swinging the output voltage to within 10mV of either supply-voltage terminal (at very high values of load impedance), is employed as the output circuit.

The CA3130 Series circuits operate at supply voltages ranging from 5V to 16V, ($\pm 2.5\text{V}$ to $\pm 8\text{V}$). They can be phase compensated with a single external capacitor, and have terminals for adjustment of offset voltage for applications requiring offset-null capability. Terminal provisions are also made to permit strobing of the output stage.

The CA3130A offers superior input characteristics over those of the CA3130.

Pinouts



Ordering Information

PART NO. (BRAND)	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. NO.
CA3130AE	-55 to 125	8 Ld PDIP	E8.3
GA3130AM (3130A)	-55 to 125	8 Ld SOIC	M8.15
CA3130AM96 (3130A)	-55 to 125	8 Ld SOIC (Note)	M8.15
CA3130AT	-55 to 125	8 Pin Metal Can	T8.C
CA3130BT	-55 to 125	8 Pin Metal Can	T8.C
CA3130E	-55 to 125	8 Ld PDIP	E8.3
CA3130M (3130)	-55 to 125	8 Ld SOIC	M8.15
CA3130M96 (3130)	-55 to 125	8 Ld SOIC (Note)	M8.15
CA3130T	-55 to 125	8 Pin Metal Can	T8.C

NOTE: Denotes Tape and Reel.

CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge. Users should follow proper IC Handling Procedures.
Copyright © Harris Corporation 1996

File Number **817.3**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3130, CA3130A

Absolute Maximum Ratings

DC Supply Voltage (Between V+ And V- Terminals)	16V
Differential Input Voltage	8V
DC Input Voltage	(V+ +8V) to (V- -0.5V)
Input-Terminal Current	1mA
Output Short-Circuit Duration (Note 1)	Indefinite

Operating Conditions

Temperature Range	-50°C to 125°C
-------------------------	----------------

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 2)	θ_{JA} (°C/W)	θ_{JC} (°C/W)
PDIP Package	100	N/A
SOIC Package	160	N/A
Metal Can Package	170	85
Maximum Junction Temperature (Metal Can Package)	175°C	
Maximum Junction Temperature (Plastic Package)	150°C	
Maximum Storage Temperature Range	-65°C to 150°C	
Maximum Lead Temperature (Soldering 10s)	300°C (SOIC - Lead Tips Only)	

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTES:

- Short circuit may be applied to ground or to either supply.
- θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Electrical Specifications $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_+ = 15\text{V}$, $V_- = 0\text{V}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	CA3130			CA3130A			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$ V_{IO} $	$V_S = \pm 7.5\text{V}$	-	8	15	-	2	5	mV
Input Offset Voltage Temperature Drift	$\Delta V_{IO}/\Delta T$		-	10	-	-	10	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$ I_{IO} $	$V_S = \pm 7.5\text{V}$	-	0.5	30	-	0.5	20	pA
Input Current	I_I	$V_S = \pm 7.5\text{V}$	-	5	50	-	5	30	pA
Large-Signal Voltage Gain	A_{OL}	$V_O = 10\text{V}_{p-p}$ $R_L = 2\text{k}\Omega$	50	320	-	50	320	-	kV/V
			94	110	-	94	110	-	dB
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR		70	90	-	80	90	-	dB
Common-Mode Input Voltage Range	V_{ICR}		0	-0.5 to 12	10	0	-0.5 to 12	10	V
Power-Supply Rejection Ratio	$\Delta V_{IO}/\Delta V_S$	$V_S = \pm 7.5\text{V}$	-	32	320	-	32	150	$\mu\text{V}/\text{V}$
Maximum Output Voltage	V_{OM+}	$R_L = 2\text{k}\Omega$	12	13.3	-	12	13.3	-	V
	V_{OM-}	$R_L = 2\text{k}\Omega$	-	0.002	0.01	-	0.002	0.01	V
	V_{OM+}	$R_L = \infty$	14.99	15	-	14.99	15	-	V
	V_{OM-}	$R_L = \infty$	-	0	0.01	-	0	0.01	V
Maximum Output Current	I_{OM+} (Source) at $V_O = 0\text{V}$		12	22	45	12	22	45	mA
	I_{OM-} (Sink) at $V_O = 15\text{V}$		12	20	45	12	20	45	mA
Supply Current	I_+	$V_O = 7.5\text{V}$, $R_L = \infty$	-	10	15	-	10	15	mA
	I_+	$V_O = 0\text{V}$, $R_L = \infty$	-	2	3	-	2	3	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3130, CA3130A

Electrical Specifications Typical Values Intended Only for Design Guidance, $V_{SUPPLY} = \pm 7.5V$, $T_A = 25^\circ C$
Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	CA3130, CA3130A	UNITS
Input Offset Voltage Adjustment Range		10k Ω Across Terminals 4 and 5 or 4 and 1	± 22	mV
Input Resistance	R_I		1.5	T Ω
Input Capacitance	C_I	$f = 1MHz$	4.3	pF
Equivalent Input Noise Voltage	e_N	BW = 0.2MHz, $R_S = 1M\Omega$ (Note 3)	23	μV
Open Loop Unity Gain Crossover Frequency (For Unity Gain Stability $\geq 47pF$ Required.)	f_T	$C_C = 0$	15	MHz
		$C_C = 47pF$	4	MHz
Slew Rate:	SR			
Open Loop		$C_C = 0$	30	V/ μs
Closed Loop		$C_C = 56pF$	10	V/ μs
Transient Response:		$C_C = 56pF$, $C_L = 25pF$, $R_L = 2k\Omega$ (Voltage Follower)		
Rise Time	t_r		0.09	μs
Overshoot	OS		10	%
Settling Time (To $<0.1\%$, $V_{IN} = 4V_{P-P}$)	t_s		1.2	μs

NOTE:

3. Although a 1M Ω source is used for this test, the equivalent input noise remains constant for values of R_S up to 10M Ω .

Electrical Specifications Typical Values Intended Only for Design Guidance, $V_+ = 5V$, $V_- = 0V$, $T_A = 25^\circ C$
Unless Otherwise Specified (Note 4)

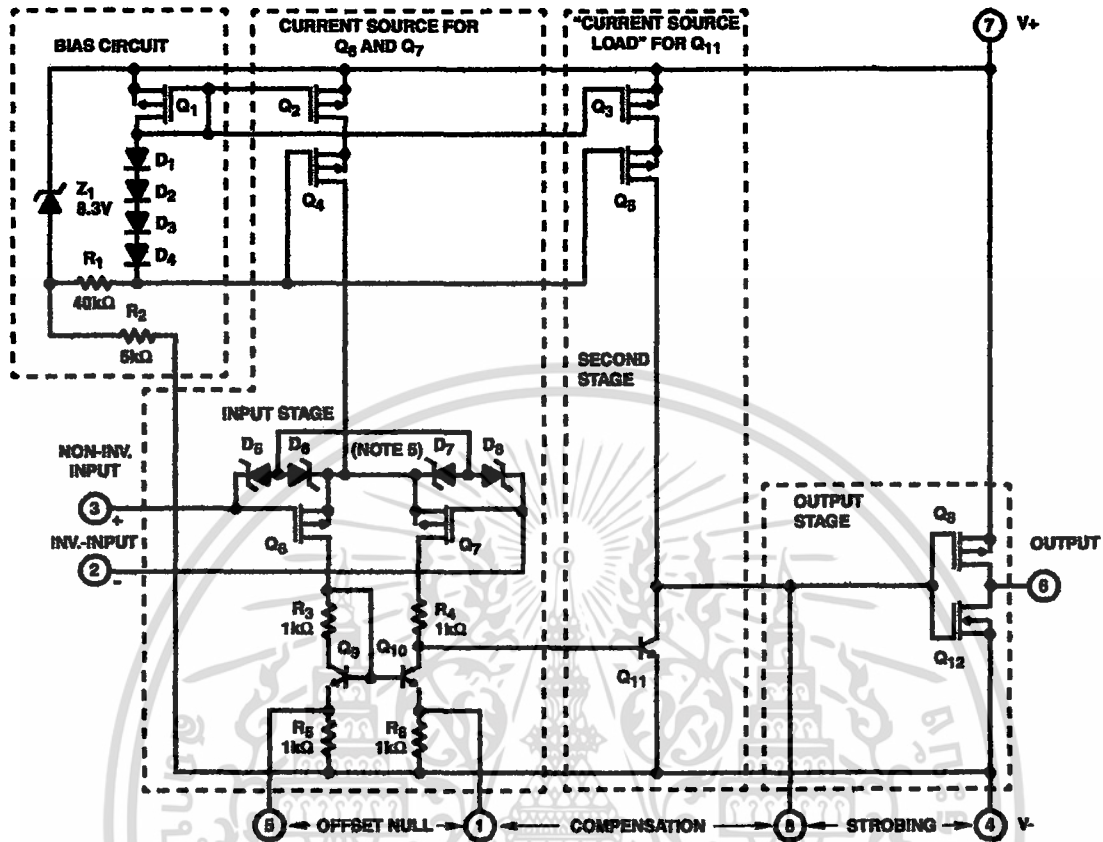
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	CA3130	CA3130A	UNITS
Input Offset Voltage	V_{IO}		8	2	mV
Input Offset Current	I_{IO}		0.1	0.1	pA
Input Current	I_I		2	2	pA
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR		80	90	dB
Large-Signal Voltage Gain	A_{OL}	$V_O = 4V_{P-P}$, $R_L = 5k\Omega$	100	100	kV/V
			100	100	dB
Common-Mode Input Voltage Range	V_{ICR}		0 to 2.8	0 to 2.8	V
Supply Current	I_+	$V_O = 5V$, $R_L = \infty$	300	300	μA
		$V_O = 2.5V$, $R_L = \infty$	500	500	μA
Power Supply Rejection Ratio	$\Delta V_{IO}/\Delta V_+$		200	200	$\mu V/V$

NOTE:

4. Operation at 5V is not recommended for temperatures below 25 $^\circ C$.

CA3130, CA3130A

Schematic Diagram



NOTE:

5. Diodes D₅ through D₈ provide gate-oxide protection for MOSFET input stage.

Application Information

Circuit Description

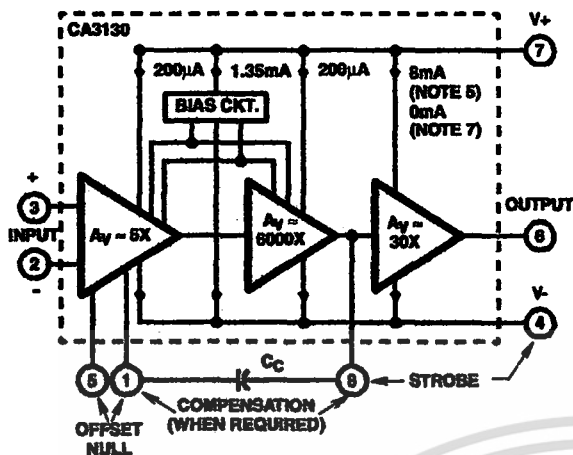
Figure 1 is a block diagram of the CA3130 Series CMOS Operational Amplifiers. The input terminals may be operated down to 0.5V below the negative supply rail, and the output can be swung very close to either supply rail in many applications. Consequently, the CA3130 Series circuits are ideal for single-supply operation. Three Class A amplifier stages, having the individual gain capability and current consumption shown in Figure 1, provide the total gain of the CA3130. A biasing circuit provides two potentials for common use in the first and second stages. Terminal 8 can be used both for phase compensation and to strobe the output stage into quiescence. When Terminal 8 is tied to the negative supply rail (Terminal 4) by mechanical or electrical means, the output potential at Terminal 6 essentially rises to the positive supply-rail potential at Terminal 7. This condition of essentially zero current drain in the output stage under the strobed "OFF" condition can only be achieved when the ohmic load resistance presented to the amplifier is very high

(e.g., when the amplifier output is used to drive CMOS digital circuits in Comparator applications).

Input Stage

The circuit of the CA3130 is shown in the schematic diagram. It consists of a differential-input stage using PMOS field-effect transistors (Q₆, Q₇) working into a mirror-pair of bipolar transistors (Q₉, Q₁₀) functioning as load resistors together with resistors R₃ through R₆. The mirror-pair transistors also function as a differential-to-single-ended converter to provide base drive to the second-stage bipolar transistor (Q₁₁). Offset nulling, when desired, can be effected by connecting a 100,000Ω potentiometer across Terminals 1 and 5 and the potentiometer slider arm to Terminal 4. Cascade-connected PMOS transistors Q₂, Q₄ are the constant-current source for the input stage. The biasing circuit for the constant-current source is subsequently described. The small diodes D₅ through D₈ provide gate-oxide protection against high-voltage transients, including static electricity during handling for Q₆ and Q₇.

CA3130, CA3130A



NOTES:

- Total supply voltage (for indicated voltage gains) = 15V with input terminals biased so that Terminal 6 potential is +7.5V above Terminal 4.
- Total supply voltage (for indicated voltage gains) = 15V with output terminal driven to either supply rail.

FIGURE 1. BLOCK DIAGRAM OF THE CA3130 SERIES

Second-Stage

Most of the voltage gain in the CA3130 is provided by the second amplifier stage, consisting of bipolar transistor Q_{11} and its cascade-connected load resistance provided by PMOS transistors Q_3 and Q_5 . The source of bias potentials for these PMOS transistors is subsequently described. Miller Effect compensation (roll-off) is accomplished by simply connecting a small capacitor between Terminals 1 and 8. A 47pF capacitor provides sufficient compensation for stable unity-gain operation in most applications.

Bias-Source Circuit

At total supply voltages, somewhat above 8.3V, resistor R_2 and zener diode Z_1 serve to establish a voltage of 8.3V across the series-connected circuit, consisting of resistor R_1 , diodes D_1 through D_4 , and PMOS transistor Q_1 . A tap at the junction of resistor R_1 and diode D_4 provides a gate-bias potential of about 4.5V for PMOS transistors Q_4 and Q_5 with respect to Terminal 7. A potential of about 2.2V is developed across diode-connected PMOS transistor Q_1 with respect to Terminal 7 to provide gate bias for PMOS transistors Q_2 and Q_3 . It should be noted that Q_1 is "mirror-connected (see Note 8)" to both Q_2 and Q_3 . Since transistors Q_1 , Q_2 , Q_3 are designed to be identical, the approximately 200µA current in Q_1 establishes a similar current in Q_2 and Q_3 as constant current sources for both the first and second amplifier stages, respectively.

At total supply voltages somewhat less than 8.3V, zener diode Z_1 becomes nonconductive and the potential, developed across series-connected R_1 , D_1 - D_4 , and Q_1 , varies directly with variations in supply voltage. Consequently, the gate bias for Q_4 , Q_5 and Q_2 , Q_3 varies in accordance with supply-voltage variations. This variation results in

deterioration of the power-supply-rejection ratio (PSRR) at total supply voltages below 8.3V. Operation at total supply voltages below about 4.5V results in seriously degraded performance.

Output Stage

The output stage consists of a drain-loaded inverting amplifier using CMOS transistors operating in the Class A mode. When operating into very high resistance loads, the output can be swung within millivolts of either supply rail. Because the output stage is a drain-loaded amplifier, its gain is dependent upon the load impedance. The transfer characteristics of the output stage for a load returned to the negative supply rail are shown in Figure 2. Typical op amp loads are readily driven by the output stage. Because large-signal excursions are non-linear, requiring feedback for good waveform reproduction, transient delays may be encountered. As a voltage follower, the amplifier can achieve 0.01% accuracy levels, including the negative supply rail.

NOTE:

- For general information on the characteristics of CMOS transistor-pairs in linear-circuit applications, see File Number 619, data sheet on CA3600E "CMOS Transistor Array".

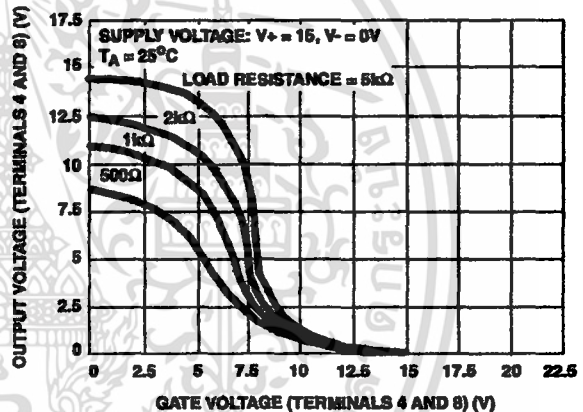


FIGURE 2. VOLTAGE TRANSFER CHARACTERISTICS OF CMOS OUTPUT STAGE

Input Current Variation with Common Mode Input Voltage

As shown in the Table of Electrical Specifications, the input current for the CA3130 Series Op Amps is typically 5pA at $T_A = 25^\circ\text{C}$ when Terminals 2 and 3 are at a common-mode potential of +7.5V with respect to negative supply Terminal 4. Figure 3 contains data showing the variation of input current as a function of common-mode input voltage at $T_A = 25^\circ\text{C}$. These data show that circuit designers can advantageously exploit these characteristics to design circuits which typically require an input current of less than 1pA, provided the common-mode input voltage does not exceed 2V. As previously noted, the input current is essentially the result of the leakage current through the gate-protection diodes in the input circuit and, therefore, a function of the applied voltage. Although the finite resistance of the glass terminal-to-case insulator of the

CA3130, CA3130A

metal can package also contributes an increment of leakage current, there are useful compensating factors. Because the gate-protection network functions as if it is connected to Terminal 4 potential, and the Metal Can case of the CA3130 is also internally tied to Terminal 4, input Terminal 3 is essentially "guarded" from spurious leakage currents.

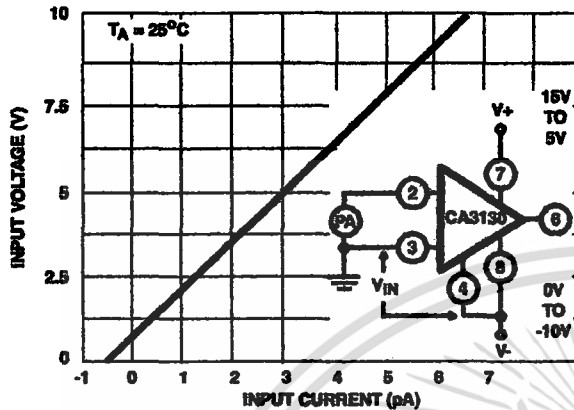


FIGURE 3. INPUT CURRENT vs COMMON-MODE VOLTAGE

Offset Nulling

Offset-voltage nulling is usually accomplished with a 100,000 Ω potentiometer connected across Terminals 1 and 5 and with the potentiometer slider arm connected to Terminal 4. A fine offset-null adjustment usually can be effected with the slider arm positioned in the mid-point of the potentiometer's total range.

Input-Current Variation with Temperature

The input current of the CA3130 Series circuits is typically 5pA at 25°C. The major portion of this input current is due to leakage current through the gate-protective diodes in the input circuit. As with any semiconductor-junction device, including op amps with a junction-FET input stage, the leakage current approximately doubles for every 10°C increase in temperature. Figure 4 provides data on the typical variation of input bias current as a function of temperature in the CA3130.

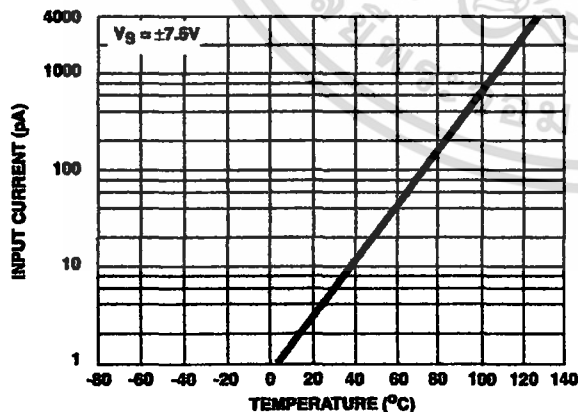


FIGURE 4. INPUT CURRENT vs TEMPERATURE

In applications requiring the lowest practical input current and incremental increases in current because of "warm-up" effects, it is suggested that an appropriate heat sink be used with the CA3130. In addition, when "sinking" or "sourcing" significant output current the chip temperature increases, causing an increase in the input current. In such cases, heat-sinking can also very markedly reduce and stabilize input current variations.

Input Offset Voltage (V_{IO}) Variation with DC Bias and Device Operating Life

It is well known that the characteristics of a MOSFET device can change slightly when a DC gate-source bias potential is applied to the device for extended time periods. The magnitude of the change is increased at high temperatures. Users of the CA3130 should be alert to the possible impacts of this effect if the application of the device involves extended operation at high temperatures with a significant differential DC bias voltage applied across Terminals 2 and 3. Figure 5 shows typical data pertinent to shifts in offset voltage encountered with CA3130 devices (metal can package) during life testing. At lower temperatures (metal can and plastic), for example at 85°C, this change in voltage is considerably less. In typical linear applications where the differential voltage is small and symmetrical, these incremental changes are of about the same magnitude as those encountered in an operational amplifier employing a bipolar transistor input stage. The 2V_{DC} differential voltage example represents conditions when the amplifier output stage is "toggled", e.g., as in comparator applications.

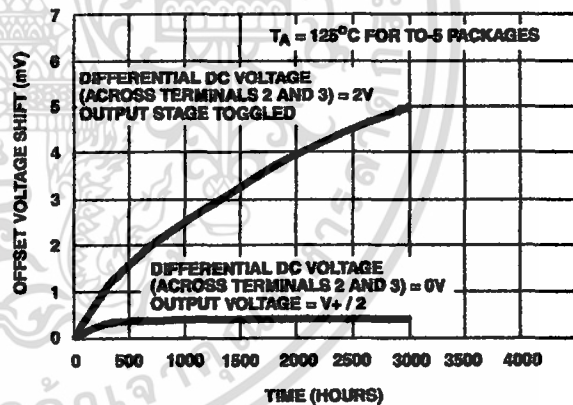


FIGURE 5. TYPICAL INCREMENTAL OFFSET-VOLTAGE SHIFT vs OPERATING LIFE

CA3130, CA3130A

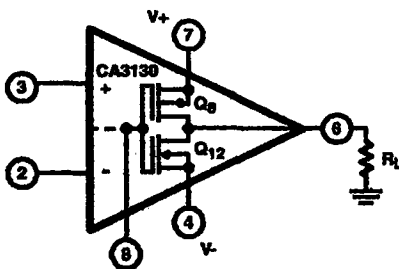


FIGURE 6A. DUAL POWER SUPPLY OPERATION

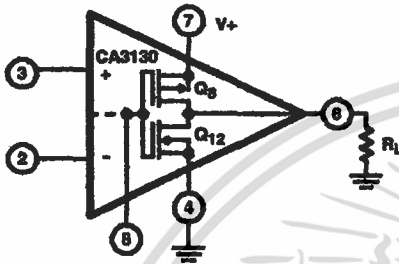


FIGURE 6B. SINGLE POWER SUPPLY OPERATION

FIGURE 6. CA3130 OUTPUT STAGE IN DUAL AND SINGLE POWER SUPPLY OPERATION

Power-Supply Considerations

Because the CA3130 is very useful in single-supply applications, it is pertinent to review some considerations relating to power-supply current consumption under both single-and dual-supply service. Figures 6A and 6B show the CA3130 connected for both dual-and single-supply operation.

Dual-supply Operation: When the output voltage at Terminal 6 is 0V, the currents supplied by the two power supplies are equal. When the gate terminals of Q_8 and Q_{12} are driven increasingly positive with respect to ground, current flow through Q_{12} (from the negative supply) to the load is increased and current flow through Q_8 (from the positive supply) decreases correspondingly. When the gate terminals of Q_8 and Q_{12} are driven increasingly negative with respect to ground, current flow through Q_8 is increased and current flow through Q_{12} is decreased accordingly.

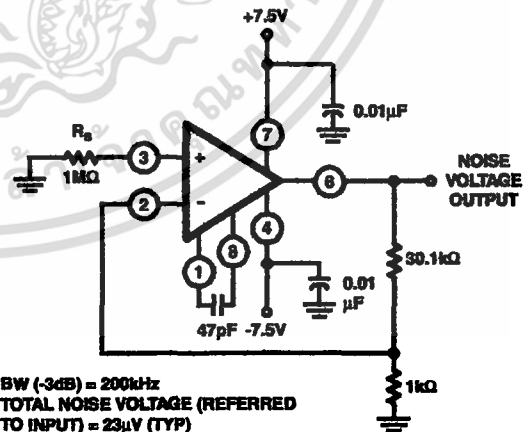
Single-supply Operation: Initially, let it be assumed that the value of R_L is very high (or disconnected), and that the input-terminal bias (Terminals 2 and 3) is such that the output terminal (No. 6) voltage is at $V+/2$, i.e., the voltage drops across Q_8 and Q_{12} are of equal magnitude. Figure 20 shows typical quiescent supply-current vs supply-voltage for the CA3130 operated under these conditions. Since the output stage is operating as a Class A amplifier, the supply-current will remain constant under dynamic operating conditions as long as the transistors are operated in the linear portion of their voltage-transfer characteristics (see Figure 2). If either Q_8 or Q_{12} are swung out of their linear regions toward cut-off (a non-linear region), there will be a corresponding reduction in supply-current. In the extreme case, e.g., with Terminal 8

swung down to ground potential (or tied to ground), NMOS transistor Q_{12} is completely cut off and the supply-current to series-connected transistors Q_8 , Q_{12} goes essentially to zero. The two preceding stages in the CA3130, however, continue to draw modest supply-current (see the lower curve in Figure 20) even though the output stage is strobed off. Figure 6A shows a dual-supply arrangement for the output stage that can also be strobed off, assuming $R_L = \infty$ by pulling the potential of Terminal 8 down to that of Terminal 4.

Let it now be assumed that a load-resistance of nominal value (e.g., $2k\Omega$) is connected between Terminal 6 and ground in the circuit of Figure 6B. Let it be assumed again that the input-terminal bias (Terminals 2 and 3) is such that the output terminal (No. 6) voltage is at $V+/2$. Since PMOS transistor Q_8 must now supply quiescent current to both R_L and transistor Q_{12} , it should be apparent that under these conditions the supply-current must increase as an inverse function of the R_L magnitude. Figure 22 shows the voltage-drop across PMOS transistor Q_8 as a function of load current at several supply voltages. Figure 2 shows the voltage-transfer characteristics of the output stage for several values of load resistance.

Wideband Noise

From the standpoint of low-noise performance considerations, the use of the CA3130 is most advantageous in applications where in the source resistance of the input signal is on the order of $1M\Omega$ or more. In this case, the total input-referred noise voltage is typically only $23\mu V$ when the test-circuit amplifier of Figure 7 is operated at a total supply voltage of 15V. This value of total input-referred noise remains essentially constant, even though the value of source resistance is raised by an order of magnitude. This characteristic is due to the fact that reactance of the input capacitance becomes a significant factor in shunting the source resistance. It should be noted, however, that for values of source resistance very much greater than $1M\Omega$, the total noise voltage generated can be dominated by the thermal noise contributions of both the feedback and source resistors.



BW (-3dB) = 200kHz
TOTAL NOISE VOLTAGE (REFERRED TO INPUT) = $23\mu V$ (TYP)

FIGURE 7. TEST-CIRCUIT AMPLIFIER (30-dB GAIN) USED FOR WIDEBAND NOISE MEASUREMENTS

Typical Applications

Voltage Followers

Operational amplifiers with very high input resistances, like the CA3130, are particularly suited to service as voltage followers. Figure 8 shows the circuit of a classical voltage follower, together with pertinent waveforms using the CA3130 in a split-supply configuration.

A voltage follower, operated from a single supply, is shown in Figure 9, together with related waveforms. This follower circuit is linear over a wide dynamic range, as illustrated by the reproduction of the output waveform in Figure 9A with input-signal ramping. The waveforms in Figure 9B show that the follower does not lose its input-to-output phase-sense, even though the input is being swung 7.5V below ground potential. This unique characteristic is an important attribute in both operational amplifier and comparator applications. Figure 9B also shows the manner in which the CMOS output stage permits the output signal to swing down to the negative supply-rail potential (i.e., ground in the case shown). The digital-to-analog converter (DAC) circuit, described later, illustrates the practical use of the CA3130 in a single-supply voltage-follower application.

9-Bit CMOS DAC

A typical circuit of a 9-bit Digital-to-Analog Converter (DAC) is shown in Figure 10. This system combines the concepts of multiple-switch CMOS ICs, a low-cost ladder network of discrete metal-oxide-film resistors, a CA3130 op amp connected as a follower, and an inexpensive monolithic regulator in a simple single power-supply arrangement. An additional feature of the DAC is that it is readily interfaced with CMOS input logic, e.g., 10V logic levels are used in the circuit of Figure 10.

The circuit uses an $R/2R$ voltage-ladder network, with the output potential obtained directly by terminating the ladder arms at either the positive or the negative power-supply terminal. Each CD4007A contains three "inverters", each "inverter" functioning as a single-pole double-throw switch to terminate an arm of the $R/2R$ network at either the positive or negative power-supply terminal. The resistor ladder is an assembly of 1% tolerance metal-oxide film resistors. The five arms requiring the highest accuracy are assembled with series and parallel combinations of 808,000 Ω resistors from the same manufacturing lot.

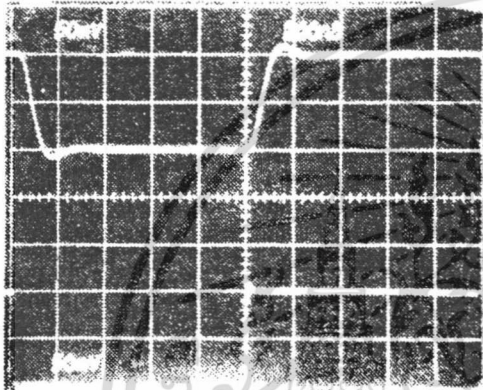
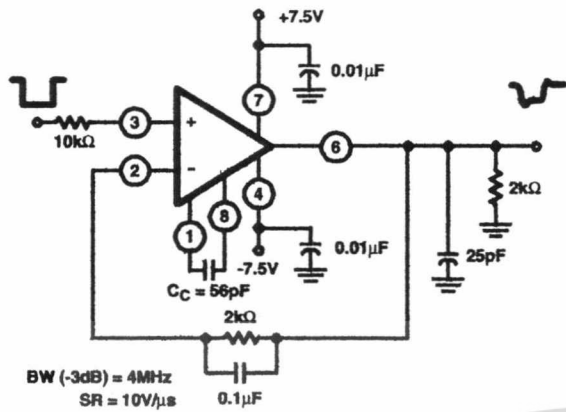
A single 15V supply provides a positive bus for the CA3130 follower amplifier and feeds the CA3085 voltage regulator. A "scale-adjust" function is provided by the regulator output control, set to a nominal 10V level in this system. The line-voltage regulation (approximately 0.2%) permits a 9-bit accuracy to be maintained with variations of several volts in the supply. The flexibility afforded by the CMOS building blocks simplifies the design of DAC systems tailored to particular needs.

Single-Supply, Absolute-Value, Ideal Full-Wave Rectifier

The absolute-value circuit using the CA3130 is shown in Figure 11. During positive excursions, the input signal is fed through the feedback network directly to the output. Simultaneously, the positive excursion of the input signal also drives the output terminal (No. 6) of the inverting amplifier in a negative-going excursion such that the 1N914 diode effectively disconnects the amplifier from the signal path. During a negative-going excursion of the input signal, the CA3130 functions as a normal inverting amplifier with a gain equal to $-R_2/R_1$. When the equality of the two equations shown in Figure 11 is satisfied, the full-wave output is symmetrical.

Peak Detectors

Peak-detector circuits are easily implemented with the CA3130, as illustrated in Figure 12 for both the peak-positive and the peak-negative circuit. It should be noted that with large-signal inputs, the bandwidth of the peak-negative circuit is much less than that of the peak-positive circuit. The second stage of the CA3130 limits the bandwidth in this case. Negative-going output-signal excursion requires a positive-going signal excursion at the collector of transistor Q_{11} , which is loaded by the intrinsic capacitance of the associated circuitry in this mode. On the other hand, during a negative-going signal excursion at the collector of Q_{11} , the transistor functions in an active "pull-down" mode so that the intrinsic capacitance can be discharged more expeditiously.



Top Trace: Output
Center Trace: Input

FIGURE 8A. SMALL-SIGNAL RESPONSE (50mV/DIV., 200ns/DIV.)

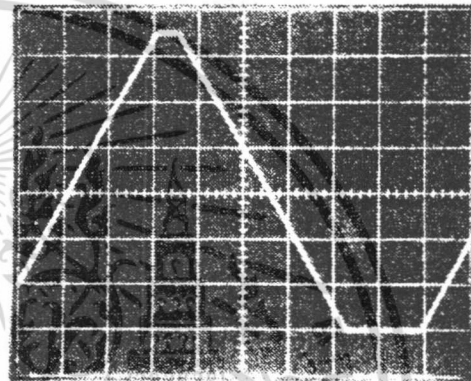
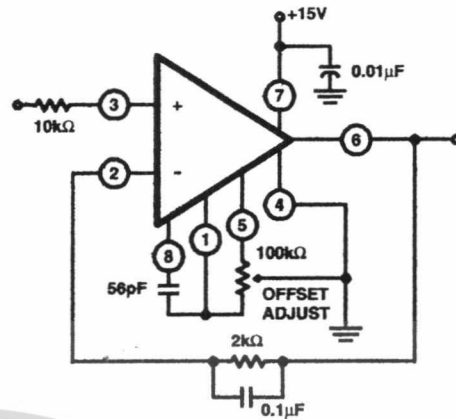
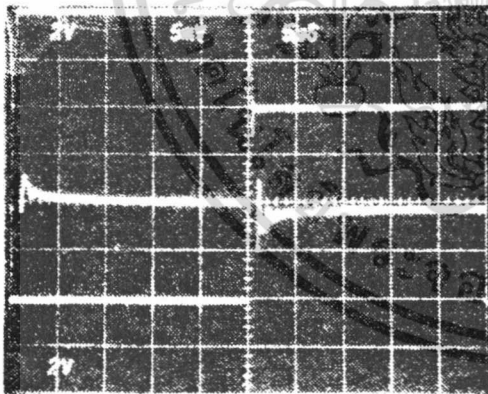


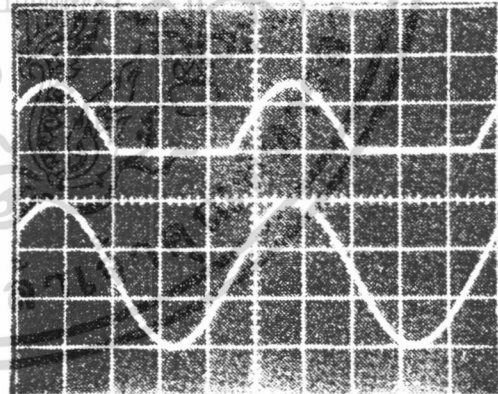
FIGURE 9A. OUTPUT WAVEFORM WITH INPUT SIGNAL RAMPING (2V/DIV., 500μs/DIV.)



Top Trace: Output Signal; 2V/Div., 5μs/Div.
Center Trace: Difference Signal; 5mV/Div., 5μs/Div.
Bottom Trace: Input Signal; 2V/Div., 5μs/Div.

FIGURE 8B. INPUT-OUTPUT DIFFERENCE SIGNAL SHOWING SETTLING TIME (MEASUREMENT MADE WITH TEKTRONIX 7A13 DIFFERENTIAL AMPLIFIER)

FIGURE 8. SPLIT SUPPLY VOLTAGE FOLLOWER WITH ASSOCIATED WAVEFORMS



Top Trace: Output; 5V/Div., 200μs/Div.
Bottom Trace: Input Signal; 5V/Div., 200μs/Div.

FIGURE 9B. OUTPUT WAVEFORM WITH GROUND REFERENCE SINE-WAVE INPUT

FIGURE 9. SINGLE SUPPLY VOLTAGE FOLLOWER WITH ASSOCIATED WAVEFORMS. (e.g., FOR USE IN SINGLE-SUPPLY D/A CONVERTER; SEE FIGURE 9 IN AN6080)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3130, CA3130A

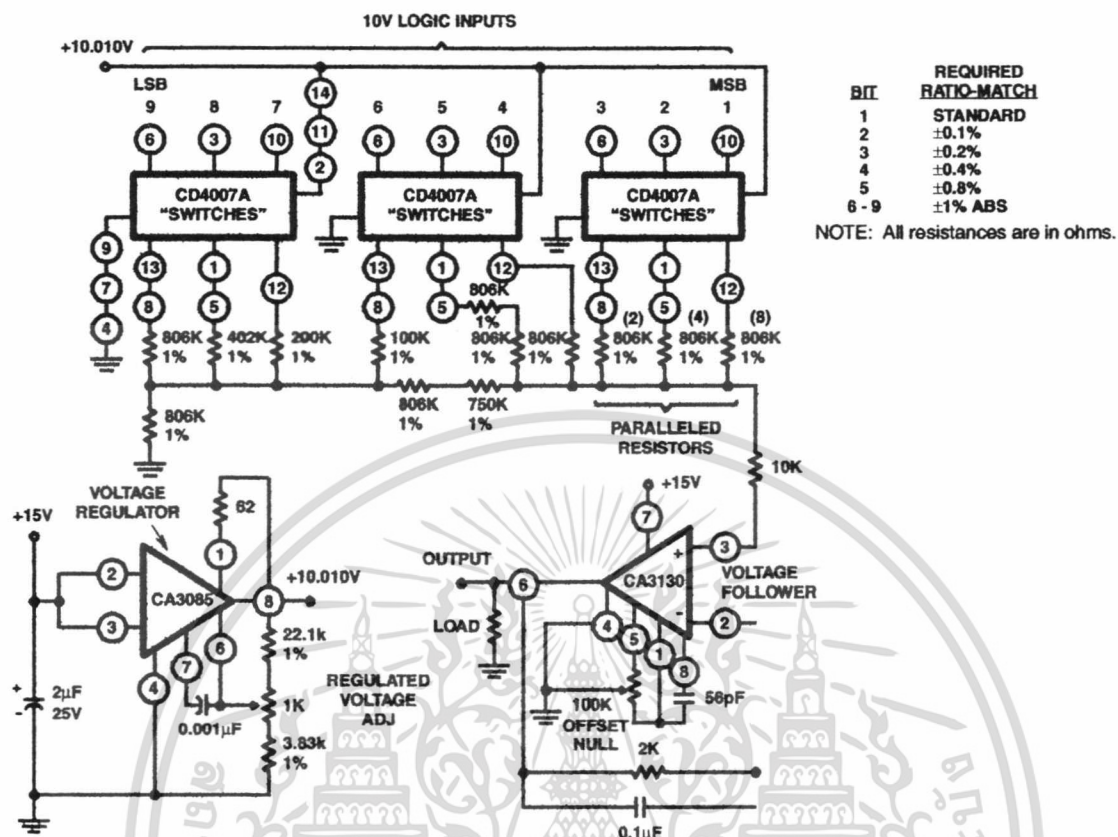
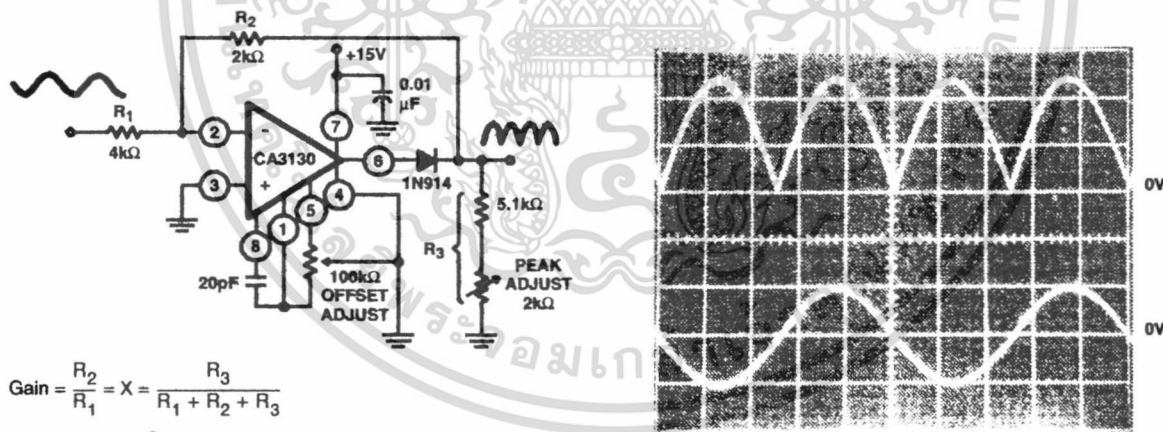


FIGURE 10. 9-BIT DAC USING CMOS DIGITAL SWITCHES AND CA3130



$$\text{Gain} = \frac{R_2}{R_1} = X = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

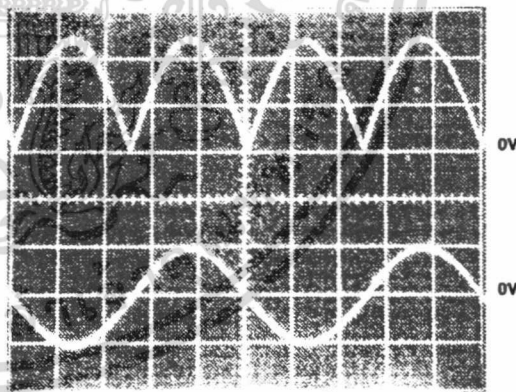
$$R_3 = R_1 \left(\frac{X + X^2}{1 - X} \right)$$

$$\text{For } X = 0.5: \frac{2\text{k}\Omega}{4\text{k}\Omega} = \frac{R_3}{R_1}$$

$$R_3 = 4\text{k}\Omega \left(\frac{0.75}{0.5} \right) = 6\text{k}\Omega$$

20V_{p-p} Input: BW(-3dB) = 230kHz, DC Output (Avg) = 3.2V

1V_{p-p} Input: BW(-3dB) = 130kHz, DC Output (Avg) = 160mV



Top Trace: Output Signal; 2V/Div.
Bottom Trace: Input Signal; 10V/Div.
Time base on both traces: 0.2ms/Div.

FIGURE 11. SINGLE SUPPLY, ABSOLUTE VALUE, IDEAL FULL-WAVE RECTIFIER WITH ASSOCIATED WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3130, CA3130A

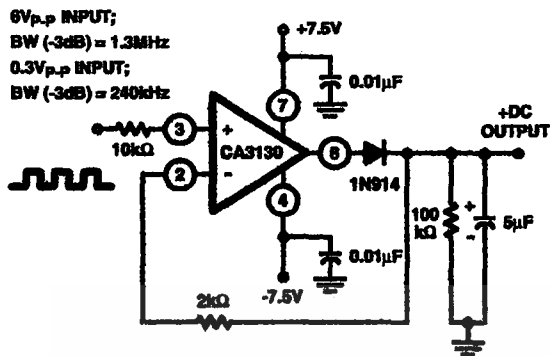


FIGURE 12A. PEAK POSITIVE DETECTOR CIRCUIT

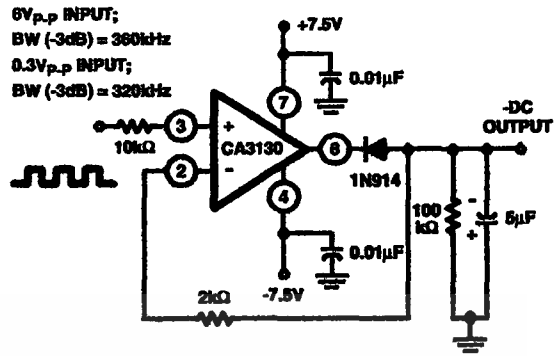


FIGURE 12B. PEAK NEGATIVE DETECTOR CIRCUIT

FIGURE 12. PEAK-DETECTOR CIRCUITS

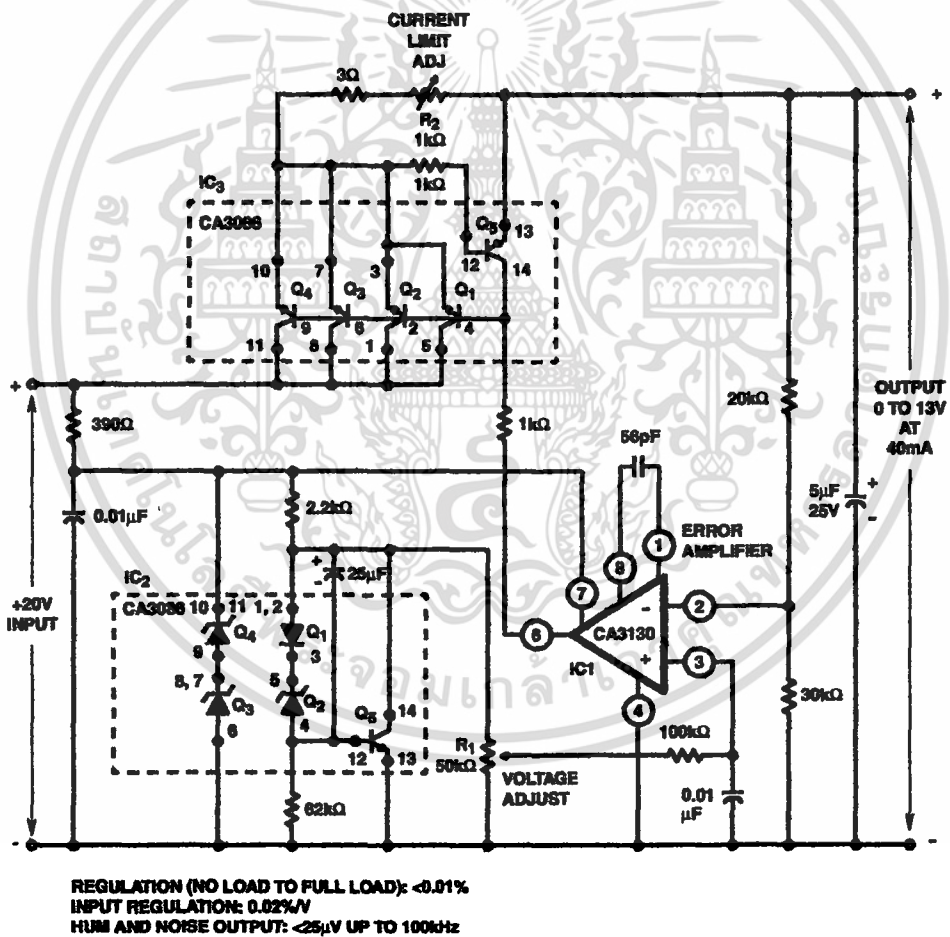


FIGURE 13. VOLTAGE REGULATOR CIRCUIT (0V TO 13V AT 40mA)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3130, CA3130A

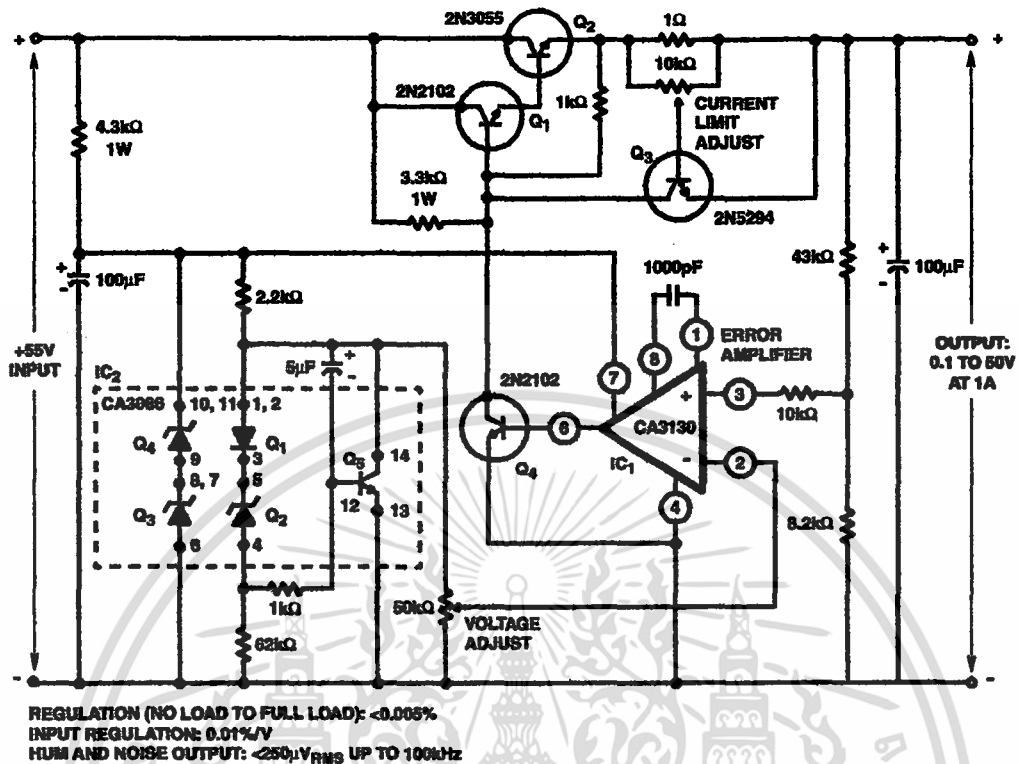


FIGURE 14. VOLTAGE REGULATOR CIRCUIT (0.1V TO 50V AT 1A)

Error-Amplifier in Regulated-Power Supplies

The CA3130 is an ideal choice for error-amplifier service in regulated power supplies since it can function as an error-amplifier when the regulated output voltage is required to approach zero. Figure 13 shows the schematic diagram of a 40mA power supply capable of providing regulated output voltage by continuous adjustment over the range from 0V to 13V. Q_3 and Q_4 in IC_2 (a CA3086 transistor-array IC) function as zeners to provide supply-voltage for the CA3130 comparator (IC_1). Q_1 , Q_2 , and Q_5 in IC_2 are configured as a low impedance, temperature-compensated source of adjustable reference voltage for the error amplifier. Transistors Q_1 , Q_2 , Q_3 , and Q_4 in IC_3 (another CA3086 transistor-array IC) are connected in parallel as the series-pass element. Transistor Q_5 in IC_3 functions as a current-limiting device by diverting base drive from the series-pass transistors, in accordance with the adjustment of resistor R_2 .

Figure 14 contains the schematic diagram of a regulated power-supply capable of providing regulated output voltage by continuous adjustment over the range from 0.1V to 50V and currents up to 1A. The error amplifier (IC_1) and circuitry associated with IC_2 function as previously described, although the output of IC_1 is boosted by a discrete transistor (Q_4) to provide adequate base drive for the Darlington-connected series-pass transistors Q_1 , Q_2 . Transistor Q_3 functions in the previously described current-limiting circuit.

Multivibrators

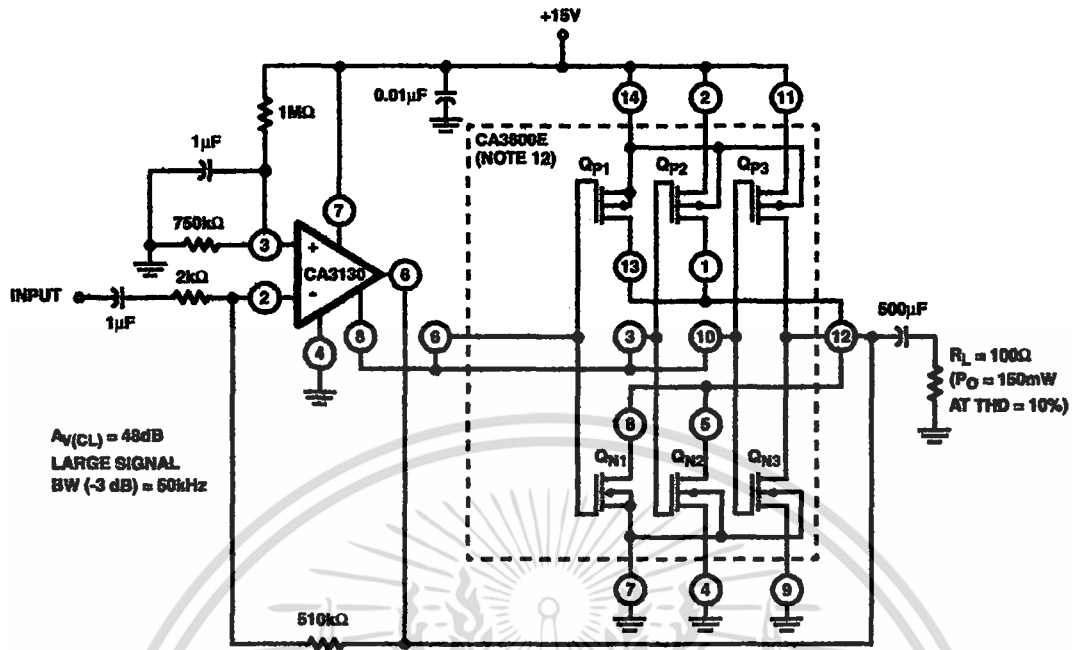
The exceptionally high input resistance presented by the CA3130 is an attractive feature for multivibrator circuit design because it permits the use of timing circuits with high R/C ratios. The circuit diagram of a pulse generator (astable multivibrator), with provisions for independent control of the "on" and "off" periods, is shown in Figure 15. Resistors R_1 and R_2 are used to bias the CA3130 to the mid-point of the supply-voltage and R_3 is the feedback resistor. The pulse repetition rate is selected by positioning S_1 to the desired position and the rate remains essentially constant when the resistors which determine "on-period" and "off-period" are adjusted.

Function Generator

Figure 16 contains a schematic diagram of a function generator using the CA3130 in the integrator and threshold detector functions. This circuit generates a triangular or square-wave output that can be swept over a 1,000,000:1 range (0.1Hz to 100kHz) by means of a single control, R_1 . A voltage-control input is also available for remote sweep-control.

The heart of the frequency-determining system is an operational-transconductance-amplifier (OTA) (see Note 10), IC_1 , operated as a voltage-controlled current-source. The output, I_O , is a current applied directly to the integrating capacitor, C_1 , in the feedback loop of the integrator IC_2 , using a CA3130, to provide the triangular-wave output. Potentiometer R_2 is used

CA3130, CA3130A



NOTES:

- 11. Transistors Q_{p1}, Q_{p2}, Q_{p3} and Q_{n1}, Q_{n2}, Q_{n3} are parallel connected with Q₈ and Q₁₂, respectively, of the CA3130.
- 12. See file number 619.

FIGURE 17. CMOS TRANSISTOR ARRAY (CA3800E) CONNECTED AS POWER BOOSTER IN THE OUTPUT STAGE OF THE CA3130

Typical Performance Curves

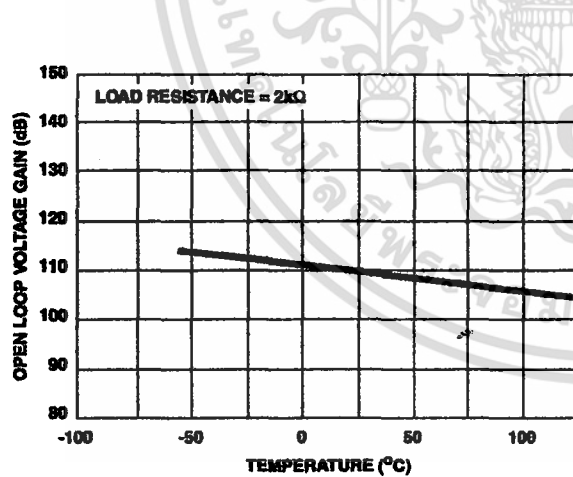
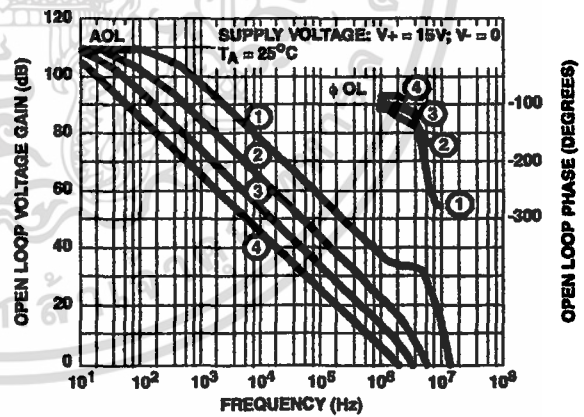


FIGURE 18. OPEN LOOP GAIN vs TEMPERATURE



- 1 - C_L = 9pF, C_C = 0pF, R_L = ∞
- 2 - C_L = 30pF, C_C = 15pF, R_L = 2kΩ
- 3 - C_L = 30pF, C_C = 47pF, R_L = 2kΩ
- 4 - C_L = 30pF, C_C = 150pF, R_L = 2kΩ

FIGURE 18. OPEN-LOOP RESPONSE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA3130, CA3130A

Typical Performance Curves (Continued)

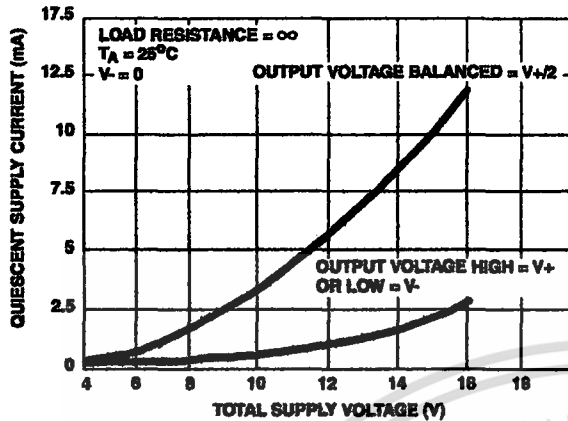


FIGURE 20. QUIESCENT SUPPLY CURRENT vs SUPPLY VOLTAGE

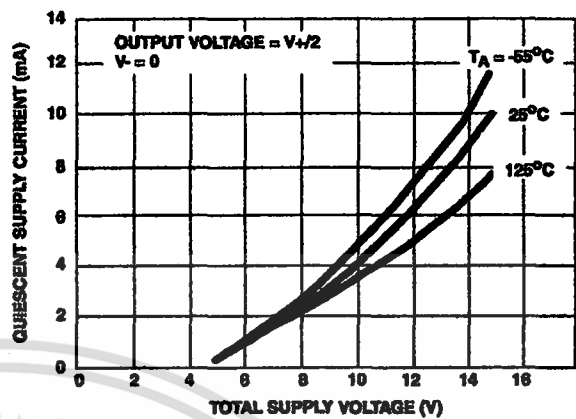


FIGURE 21. QUIESCENT SUPPLY CURRENT vs SUPPLY VOLTAGE

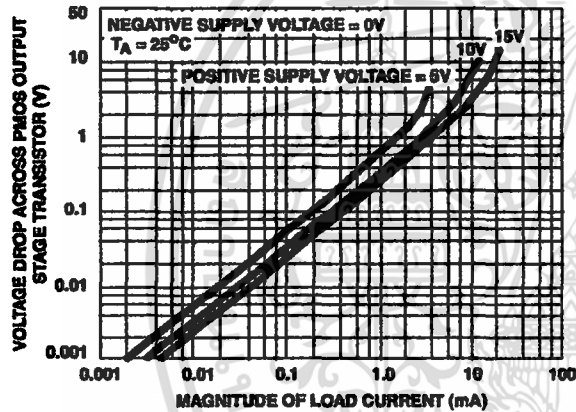


FIGURE 22. VOLTAGE ACROSS PMOS OUTPUT TRANSISTOR (Q_9) vs LOAD CURRENT

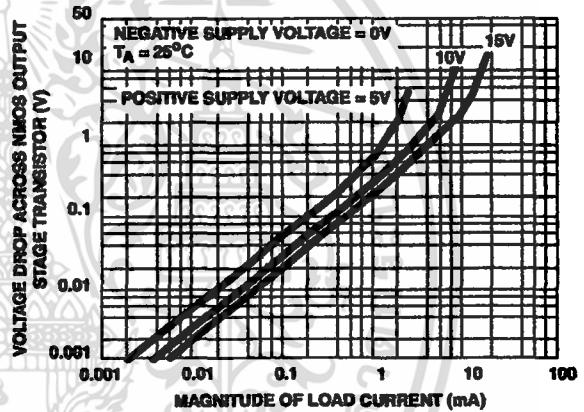


FIGURE 23. VOLTAGE ACROSS NMOS OUTPUT TRANSISTOR (Q_{12}) vs LOAD CURRENT

All Harris Semiconductor products are manufactured, assembled and tested under ISO9000 quality systems certification.

Harris Semiconductor products are sold by description only. Harris Semiconductor reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Harris is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Harris or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Harris or its subsidiaries.

Sales Office Headquarters

For general information regarding Harris Semiconductor and its products, call 1-800-4-HARRIS

NORTH AMERICA
Harris Semiconductor
P. O. Box 883, Mail Stop 53-210
Melbourne, FL 32902
TEL: 1-800-442-7747
(407) 729-4984
FAX: (407) 729-5321

EUROPE
Harris Semiconductor
Mercure Center
100, Rue de la Fusée
1130 Brussels, Belgium
TEL: (32) 2.724.2111
FAX: (32) 2.724.22.05

ASIA
Harris Semiconductor PTE Ltd.
No. 1 Tannery Road
Cencon 1, #09-01
Singapore 1334
TEL: (65) 748-4200
FAX: (65) 748-0400



MM54C922/MM74C922 16-Key Encoder MM54C923/MM74C923 20-Key Encoder

General Description

These CMOS key encoders provide all the necessary logic to fully encode an array of SPST switches. The keyboard scan can be implemented by either an external clock or external capacitor. These encoders also have on-chip pull-up devices which permit switches with up to 50 kΩ on resistance to be used. No diodes in the switch array are needed to eliminate ghost switches. The internal debounce circuit needs only a single external capacitor and can be defeated by omitting the capacitor. A Data Available output goes to a high level when a valid keyboard entry has been made. The Data Available output returns to a low level when the entered key is released, even if another key is depressed. The Data Available will return high to indicate acceptance of the new key after a normal debounce period; this two-key roll-over is provided between any two switches.

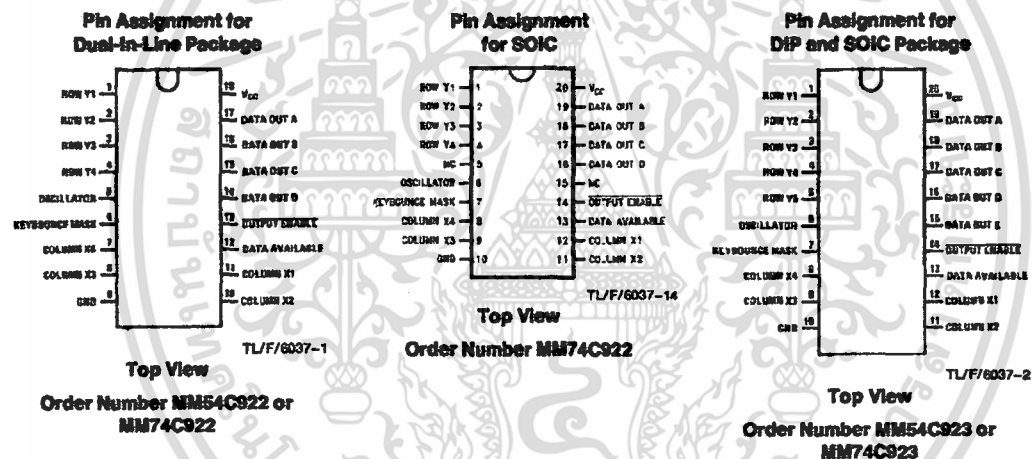
An internal register remembers the last key pressed even after the key is released. The TRI-STATE® outputs provide for easy expansion and bus operation and are LPTTL compatible.

Features

- 50 kΩ maximum switch on resistance
- On or off chip clock
- On-chip row pull-up devices
- 2 key roll-over
- Keybounce elimination with single capacitor
- Last key register at outputs
- TRI-STATE output LPTTL compatible
- Wide supply range
- Low power consumption

3V to 15V

Connection Diagrams



TRI-STATE® is a registered trademark of National Semiconductor Corporation.

MM54C922/MM74C922 16-Key Encoder, MM54C923/MM74C923 20-Key Encoder

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Voltage at Any Pin $V_{CC} - 0.3V$ to $V_{CC} + 0.3V$

Operating Temperature Range
 MM54C922, MM54C923 $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
 MM74C922, MM74C923 $-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$

Storage Temperature Range $-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$

Power Dissipation (P_D)
 Dual-In-Line 700 mW
 Small Outline 500 mW

Operating V_{CC} Range 3V to 15V

V_{CC} 18V

Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) $260^{\circ}C$

DC Electrical Characteristics Min/Max limits apply across temperature range unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
CMOS TO CMOS						
V_{T+}	Positive-Going Threshold Voltage at Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V, I_{IN} \geq 0.7 mA$ $V_{CC} = 10V, I_{IN} \geq 1.4 mA$ $V_{CC} = 15V, I_{IN} \geq 2.1 mA$	3.0 6.0 9.0	3.6 6.8 10	4.3 8.6 12.9	V V V
V_{T-}	Negative-Going Threshold Voltage at Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V, I_{IN} \geq 0.7 mA$ $V_{CC} = 10V, I_{IN} \geq 1.4 mA$ $V_{CC} = 15V, I_{IN} \geq 2.1 mA$	0.7 1.4 2.1	1.4 3.2 5	2.0 4.0 6.0	V V V
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$	3.5 8.0 12.5	4.5 9 13.5		V V V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		0.5 1 1.5	1.5 2 2.5	V V V
I_{p}	Row Pull-Up Current at Y1, Y2, Y3, Y4 and Y5 Inputs	$V_{CC} = 5V, V_{IN} = 0.1 V_{CC}$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		-2 -10 -22	-5 -20 -45	μA μA μA
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$V_{CC} = 5V, I_O = -10 \mu A$ $V_{CC} = 10V, I_O = -10 \mu A$ $V_{CC} = 15V, I_O = -10 \mu A$	4.5 9 13.5			V V V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$V_{CC} = 5V, I_O = 10 \mu A$ $V_{CC} = 10V, I_O = 10 \mu A$ $V_{CC} = 15V, I_O = 10 \mu A$			0.5 1 1.5	V V V
R_{ON}	Column "ON" Resistance at X1, X2, X3 and X4 Outputs	$V_{CC} = 5V, V_O = 0.5V$ $V_{CC} = 10V, V_O = 1V$ $V_{CC} = 15V, V_O = 1.5V$		500 300 200	1400 700 500	Ω Ω Ω
I_{CC}	Supply Current Osc at 0V, (one Y low)	$V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		0.55 1.1 1.7	1.1 1.9 2.6	mA mA mA
$I_{IN(1)}$	Logical "1" Input Current at Output Enable	$V_{CC} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.005	1.0	μA
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current at Output Enable	$V_{CC} = 15V, V_{IN} = 0V$	-1.0	-0.005		μA
CMOS/LPTTL INTERFACE						
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$	$V_{CC} - 1.5$ $V_{CC} - 1.5$			V V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$			0.8 0.8	V V
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V$ $I_O = -380 \mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$ $I_O = -380 \mu A$	2.4 2.4			V V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V$ $I_O = -380 \mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$ $I_O = -380 \mu A$			0.4 0.4	V V

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the device should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DC Electrical Characteristics

Min/Max limits apply across temperature range unless otherwise specified (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
OUTPUT DRIVE (See 54C/74C Family Characteristics Data Sheet) (Short Circuit Current)						
I_{SOURCE}	Output Source Current (P-Channel)	$V_{CC} = 5V, V_{OUT} = 0V, T_A = 25^\circ C$	-1.75	-3.3		mA
I_{SOURCE}	Output Source Current (P-Channel)	$V_{CC} = 10V, V_{OUT} = 0V, T_A = 25^\circ C$	-8	-15		mA
I_{SINK}	Output Sink Current (N-Channel)	$V_{CC} = 5V, V_{OUT} = V_{CC}, T_A = 25^\circ C$	1.75	3.8		mA
I_{SINK}	Output Sink Current (N-Channel)	$V_{CC} = 10V, V_{OUT} = V_{CC}, T_A = 25^\circ C$	8	18		mA

AC Electrical Characteristics* $T_A = 25^\circ C, C_L = 50 pF$, unless otherwise noted

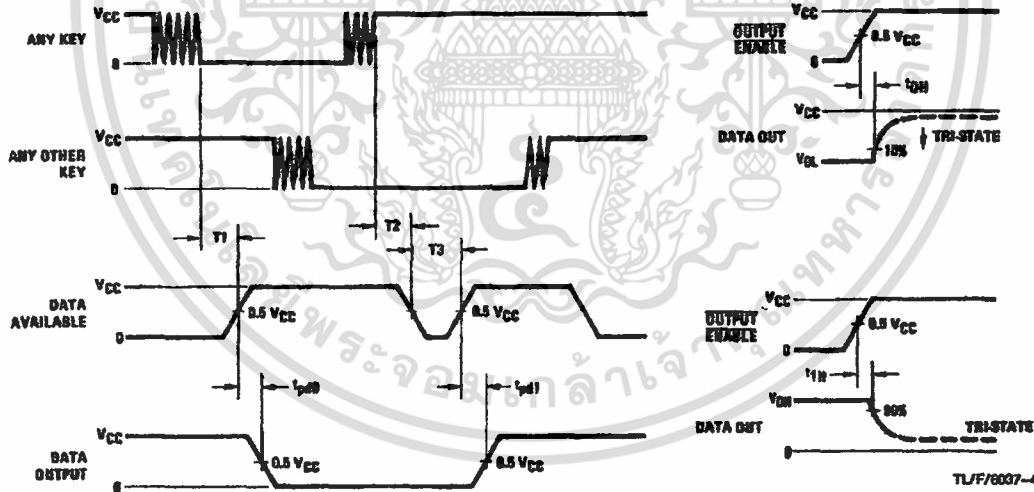
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t_{pD}, t_{pD1}	Propagation Delay Time to Logical "0" or Logical "1" from D.A.	$C_L = 50 pF$ (Figure 1) $V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		60 35 25	150 80 60	ns ns ns
t_{OH}, t_{1H}	Propagation Delay Time from Logical "0" or Logical "1" into High Impedance State	$R_L = 10k, C_L = 10 pF$ (Figure 2) $V_{CC} = 5V, R_L = 10k$ $V_{CC} = 10V, C_L = 10 pF$ $V_{CC} = 15V$		80 65 50	200 150 110	ns ns ns
t_{H0}, t_{11}	Propagation Delay Time from High Impedance State to a Logical "0" or Logical "1"	$R_L = 10k, C_L = 50 pF$ (Figure 2) $V_{CC} = 5V, R_L = 10k$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50 pF$ $V_{CC} = 15V$		100 55 40	250 125 90	ns ns ns
C_{IN}	Input Capacitance	Any Input (Note 2)		5	7.5	pF
C_{OUT}	TRI-STATE Output Capacitance	Any Output (Note 2)		10		pF

*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the device should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

Switching Time Waveforms



TL/F/0037-3

FIGURE 2

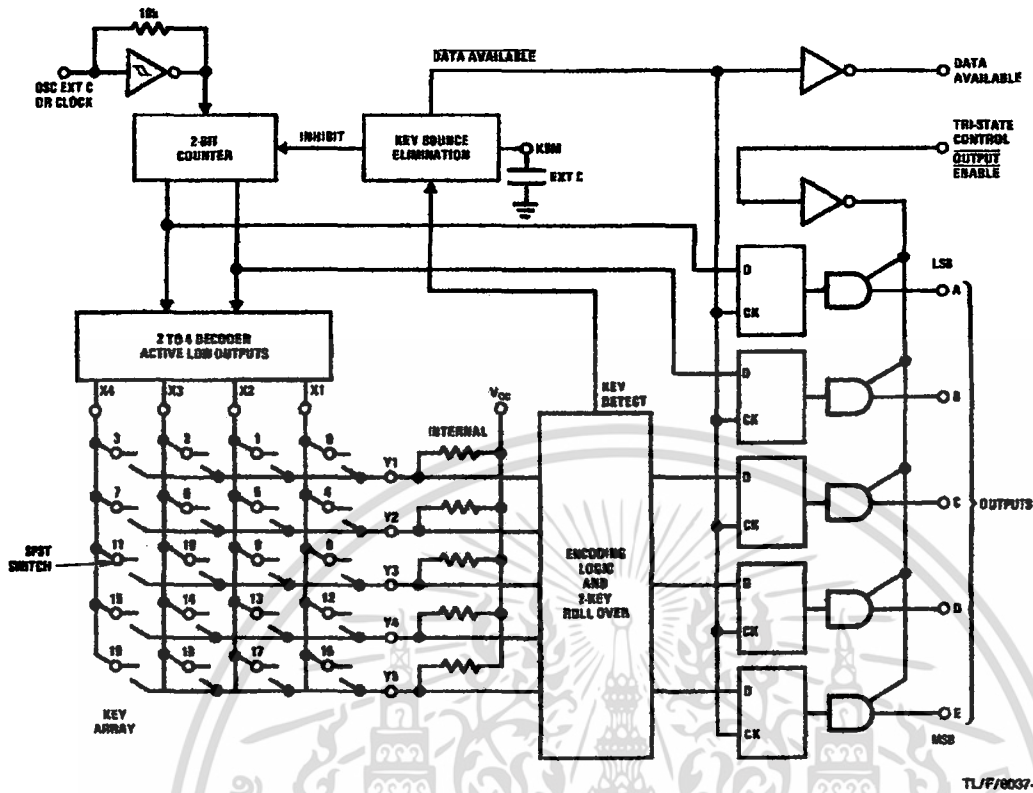
TL/F/0037-4

$T1 \approx T2 \approx RC, T3 \approx 0.7 RC$, where $R \approx 10k$ and C is external capacitor at KEM input.

FIGURE 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Block Diagram



TLJF/8037-5

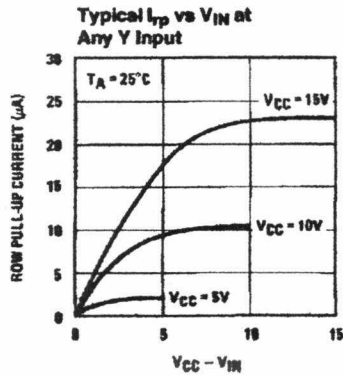
Truth Table

Switch Position	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
	Y1,X1	Y1,X2	Y1,X3	Y1,X4	Y2,X1	Y2,X2	Y2,X3	Y2,X4	Y3,X1	Y3,X2	Y3,X3	Y3,X4	Y4,X1	Y4,X2	Y4,X3	Y4,X4	Y5,X1	Y5,X2	Y5,X3	Y5,X4
D	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
A	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
B	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
C	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
D	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1
E*	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1

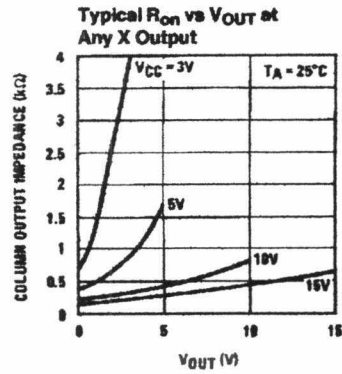
*Omit for MM54C922/MM74C922

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

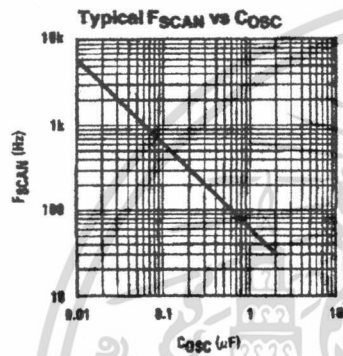
Typical Performance Characteristics



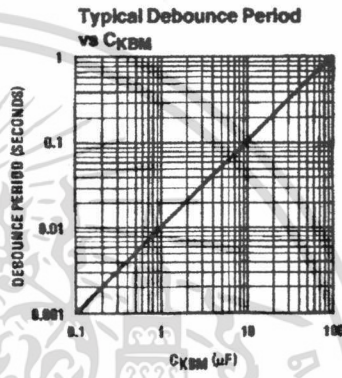
TL/F/6037-6



TL/F/6037-7



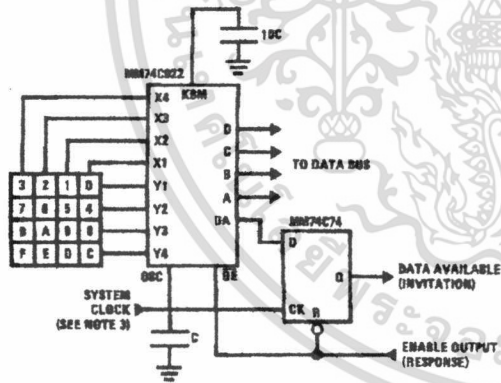
TL/F/6037-8



TL/F/6037-9

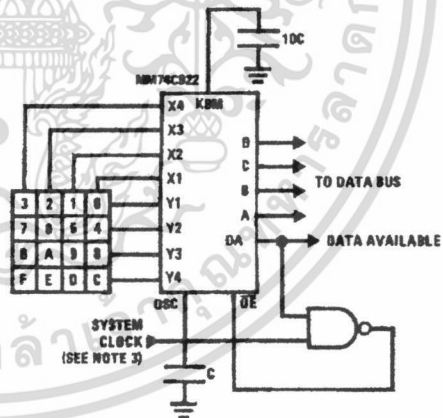
Typical Applications

Synchronous Handshake (MM74C922)



TL/F/6037-10

Synchronous Data Entry Onto Bus (MM74C922)



TL/F/6037-11

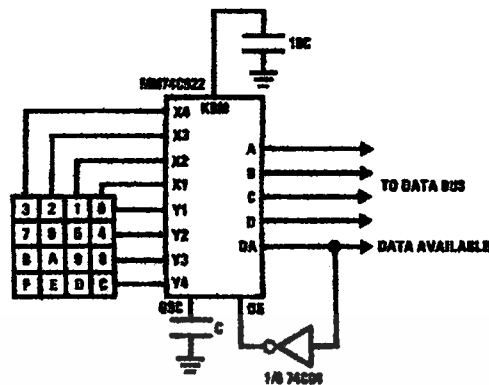
Outputs are enabled when valid entry is made and go into TRI-STATE when key is released.

Note 3: The keyboard may be synchronously scanned by omitting the capacitor at osc. and driving osc. directly if the system clock rate is lower than 10 kHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

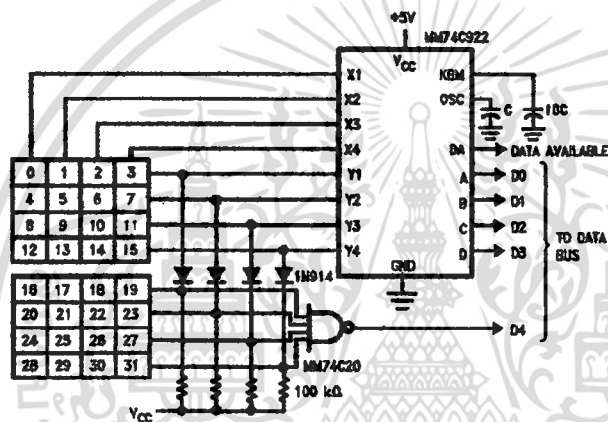
Asynchronous Data Entry Onto Bus (MM74C922)



Outputs are in TRI-STATE until key is pressed, then data is placed on bus. When key is released, outputs return to TRI-STATE.

TL/F/6037-12

Expansion to 32 Key Encoder (MM74C922)



TL/F/6037-13

Theory of Operation

The MM74C922/MM74C923 Keyboard Encoders implement all the logic necessary to interface a 16 or 20 SPST key switch matrix to a digital system. The encoder will convert a key switch closure to a 4 (MM74C922) or 5 (MM74C923) bit nibble. The designer can control both the keyboard scan rate and the key debounce period by altering the oscillator capacitor, C_{OSC} , and the key bounce mask capacitor, C_{MSK} . Thus, the MM74C922/MM74C923's performance can be optimized for many keyboards.

The keyboard encoders connect to a switch matrix that is 4 rows by 4 columns (MM74C922) or 5 rows by 4 columns (MM74C923). When no keys are depressed, the row inputs are pulled high by internal pull-ups and the column outputs sequentially output a logic "0". These outputs are open drain and are therefore low for 25% of the time and otherwise off. The column scan rate is controlled by the oscillator input, which consists of a Schmitt trigger oscillator, a 2-bit counter, and a 2-4-bit decoder.

When a key is depressed, key 0, for example, nothing will happen when the X1 input is off, since Y1 will remain high. When the X1 column is scanned, X1 goes low and Y1 will go low. This disables the counter and keeps X1 low. Y1 going

low also initiates the key bounce circuit timing and locks out the other Y inputs. The key code to be output is a combination of the frozen counter value and the decoded Y inputs. Once the key bounce circuit times out, the data is latched, and the Data Available (DAV) output goes high.

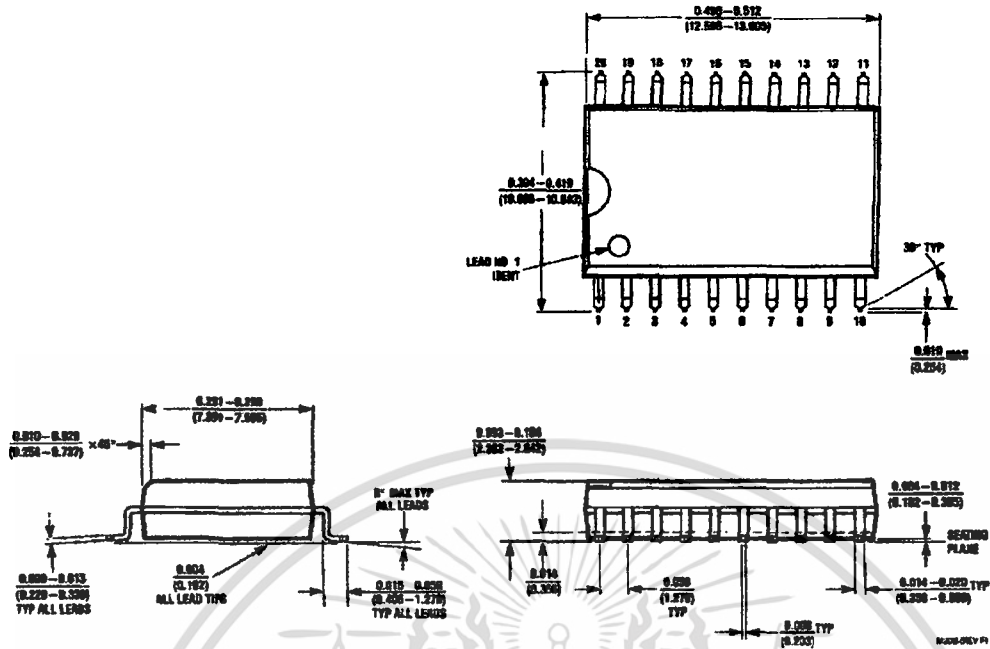
If, during the key closure the switch bounces, Y1 input will go high again, restarting the scan and resetting the key bounce circuitry. The key may bounce several times, but as soon as the switch stays low for a debounce period, the closure is assumed valid and the data is latched.

A key may also bounce when it is released. To ensure that the encoder does not recognize this bounce as another key closure, the debounce circuit must time out before another closure is recognized.

The two-key roll-over feature can be illustrated by assuming a key is depressed, and then a second key is depressed. Since all scanning has stopped, and all other Y inputs are disabled, the second key is not recognized until the first key is lifted and the key bounce circuitry has reset.

The output latches feed TRI-STATE, which is enabled when the Output Enable (OE) input is taken low.

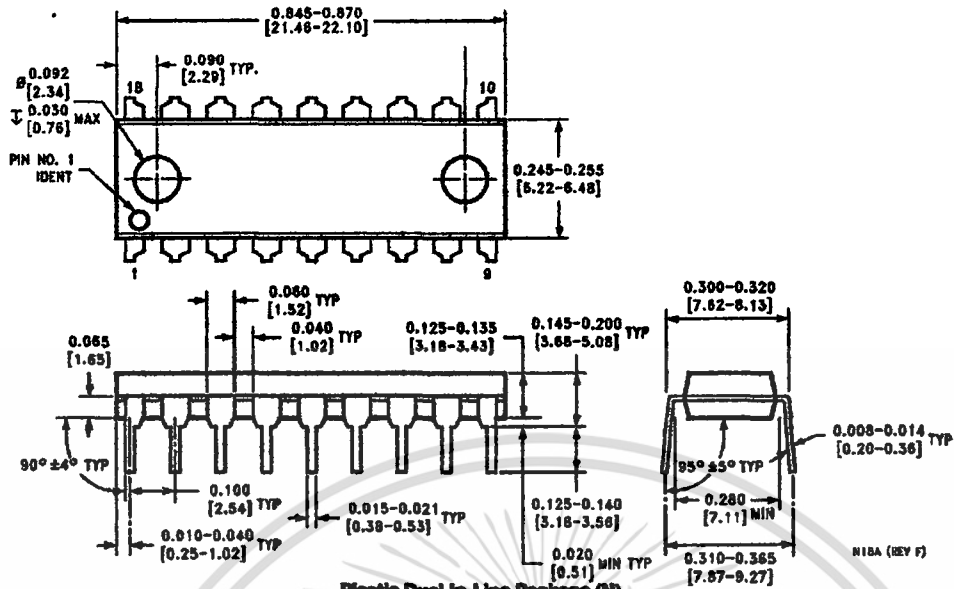
Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



Plastic Small Outline I.C. Package (M)
Order Number MM74C922M or MM74C923M
NS Package Number M20B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions Inches (millimeters) (Continued)

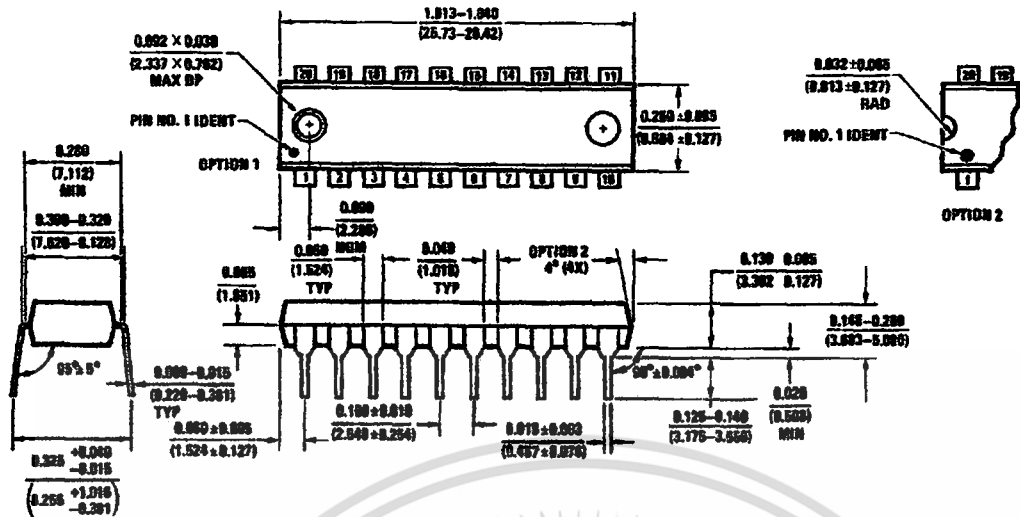


Plastic Dual-In-Line Package (N)
 Order Number MM54C922N or MM74C922N
 NS Package Number N18A



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



Plastic Dual-In-Line Package (N)
 Order Number MM54C923N or MM74C923N
 NS Package Number N20A

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation
 1111 West Garden Road
 Arlington, TX 76017
 Tel: 1(800) 272-9969
 Fax: 1(800) 757-7018

National Semiconductor Europe
 Fax: (+49) 0-180-530 85 88
 Email: cnjw@europe2.nsc.com
 Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 88
 English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
 Français Tel: (+49) 0-180-532 83 88
 Italiano Tel: (+49) 0-180-534 18 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.
 13th Floor, Straight Block,
 Ocean Centre, 6 Canton Rd.
 Tsimshatsui, Kowloon
 Hong Kong
 Tel: (852) 2737-1800
 Fax: (852) 2736-8500

National Semiconductor Japan Ltd.
 Tel: 81-043-298-2309
 Fax: 81-043-298-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. Geoff Simpson , Ultrasonic Methods of Non-destructive Testing , First edition , Chapman&Hall ,London , 246 p. , 1996
2. Howard M. Berlin , Op-Amp Circuit and Principles , First edition , Adivision of Macmillan Computer Publishing , USA , 287 p. , 1991
3. วันชัย คุณากรวงศ์ , บัณฑิต บัณฑิต , รัฐวิสาหกิจ ประทุมราช , รุ่งแสง เครื่องโद्यาวรรณ , การคำนวณวงจรทรานซิสเตอร์ , สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์ , 336 หน้า , ปี 2538
4. ธนัท ชัยยุทธ , ภณฑิลา แก้วพิชัย , ดิจิทัลพื้นฐาน , บ. ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด , 492 หน้า , ปี 2534
5. ณภัทร วัจนเทพินทร์ , ทฤษฎีและการออกแบบวงจรพัลส์ , พิมพ์ครั้งที่ 1 , บริษัท สยามสปอร์ต ซินดิเคต จำกัด , 251 หน้า , ปี 2538
6. โชคชัย ลอรัตนเรืองกิจ , วารสารเซมิคอนดักเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์ , ฉบับที่ 165-167 , บ. ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด หน้า 54-63 , 56-62 , 59-64 , ปี 2539-2540
7. Heinrich Kuttruff , Ultrasonics Fundamentals and Applications , First edition , Elsevier Science Publishing Co.,Ltd. , 452 p. , 1991

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้