

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องตรวจจับการเคลื่อนไหวโดยใช้อัลตราโซนิก



นาย	วิษณุ	ทรัพย์ปรากฏ
นางสาว	วีรสา	นาคกิติกุล
นางสาว	ศิริวรรณ	โคมทอง



โครงการพิเศษนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต  
ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์  
คณะวิทยาศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2540

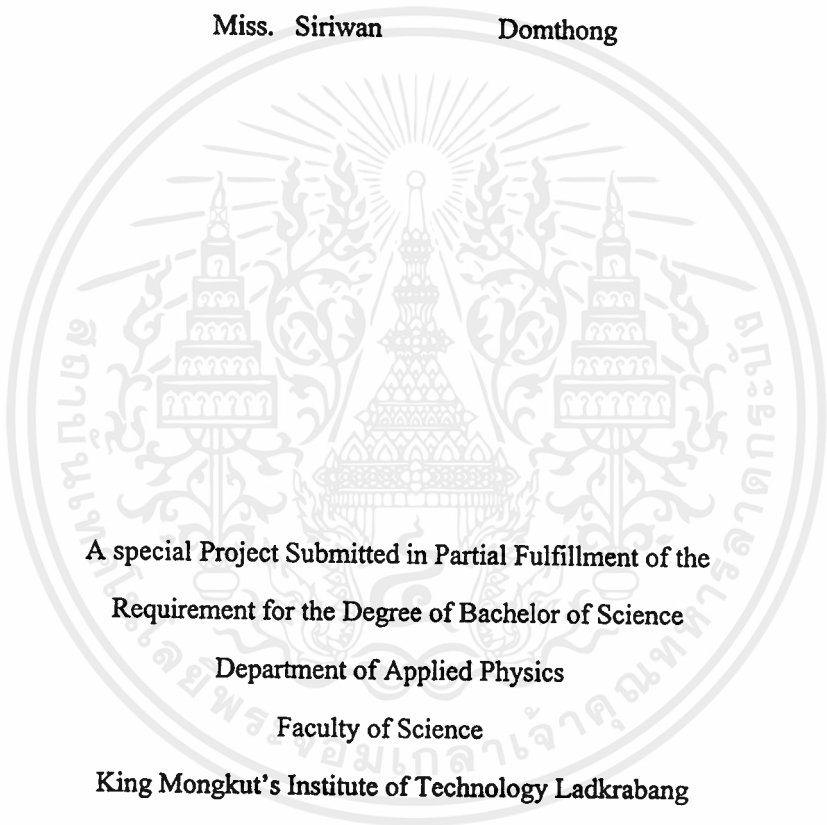
พ.ศ.  
๑๙๖๘ ค  
๕๗๕๐

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน...31655  
วัน, เดือน, ปี 19 พ.ค. 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Ultrasonic Movement Detector

Mr. Visanu                      Subprakan  
Miss. Veerasar                Narkkitikul  
Miss. Siriwan                  Domthong

The seal of King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang is a large, circular emblem. It features a central sunburst with rays emanating from a central point. Below the sunburst are three tiered, pagoda-like structures. The entire emblem is surrounded by a decorative border with Thai script. The text within the seal includes 'สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง' (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang) and 'วิทยาลัยวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี' (Faculty of Science and Technology).

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

1997

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงการพิเศษ

เครื่องตรวจจับการเคลื่อนไหวโดยอัลตราโซนิก

Ultrasonic Movement Detector

โดย

นายวิษณุ

ทรัพย์ไพเราะ

นางสาววีรสา

นาคกิติกุล

นางสาวศิริวรรณ

โคมทอง

ภาควิชา

ฟิสิกส์ประยุกต์

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. รัชภาคย์

จิตต์อารี

ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

อนุมัติให้นำโครงการพิเศษฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต



(รศ.สุรพล รัทวิชัย)

คณะกรรมการโครงการพิเศษ

หัวหน้าภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์



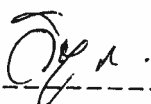
(ดร. รัชภาคย์ จิตต์อารี)

ประธานกรรมการ



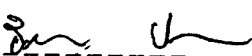
(ผศ.อนุพงศ์ สรงประภา)

กรรมการ



(อาจารย์วิชาญ เตชิตธีระ)

กรรมการ



(อาจารย์ธีรวัฒน์ ประกอบผล)

กรรมการ

ลิขสิทธิ์ของภาคฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

หัวข้อโครงการพิเศษ	เครื่องตรวจจับการเคลื่อนไหวโดยใช้อัลตราโซนิก	
	Ultrasonic Movement Detector	
โดย	นายวิษณุ	ทรัพย์ปราการ
	นางสาววิรสา	นาคกิติกุล
อาจารย์ที่ปรึกษา ภาควิชา	นางสาวศิริวรรณ	โคมทอง
	ดร. รัชภักย์	จิตต์อารี
	ฟิสิกส์ประยุกต์	

### บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการสร้างเครื่องตรวจจับการเคลื่อนไหวโดยใช้อัลตราโซนิก ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของการทดสอบแบบไม่ทำลาย ( Non Destructive Testing ) จะใช้หลักการสะท้อนของคลื่นเสียงมาตรวจจับการเคลื่อนไหวรอบทิศทางโดยใช้สเตปป์ิงมอเตอร์ เป็นตัวเคลื่อนหัวส่งอัลตราโซนิกสำหรับตรวจจับการเคลื่อนไหว และใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ 89C51 ควบคุม และประมวลผล มีการแสดงออกมาในรูปของเสียงเตือนโดยมีจุดประสงค์ในการรักษาความปลอดภัย

ขอบเขตการใช้งานเครื่องนี้สามารถหวังผลในการตรวจจับการเคลื่อนไหวในระยะรัศมี 3-4 เมตร ซึ่งเป็นระยะที่เหมาะสมในการตรวจจับ

<b>Special Project Title</b>	Ultrasonic Movement Détector	
<b>Name</b>	Mr. Wisanu	Subprakan
	Miss. Veerasar	Narkkitikul
	Miss. Siriwan	Domthong
<b>Special Project Advisor</b>	Dr. Ratchapak	Chitaree
<b>Academic Year</b>	1997	

### Abstract

This project is to create Ultrasonic Movement Detector UMD which is a part of non destructive testing. Principally , the reflection of sound waves . An ultrasonic transceiver is used to detect movement all- direction by use stepping motor to move for detecting movement. A microcontroller 89C51 is used mainly for control and processing signals sent from the receiver.

This UMD is suitable to detect movement in a radius of 3-4 metres for a security purpose.

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการพิเศษนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เนื่องจากความอนุเคราะห์จากบุคคลหลายฝ่ายดังนี้

คุณพ่อ- คุณแม่ และ ญาติพี่น้องทุกคน

ผู้เป็นกำลังใจ และคอยห่วงใยเราเรื่อยมา

ดร. รัชภักษ์ จิตต์อารี,  
ผู้ช่วยศาสตราจารย์วิชิต สิริโชค,

ผู้ให้คำแนะนำเกี่ยวกับวงจร, และ  
ถ่ายทอดความรู้ต่างๆให้แก่เรา

อาจารย์ทุกท่าน  
บริษัท PC Computer จำกัด

ผู้ถ่ายทอดความรู้ให้แก่เรา  
ที่เอื้อเพื่ออุปกรณ์

อ้น , ชัย , บัณฑิต , ธีชัย , พิเชณ ,  
น้อง gap

ผู้ให้คำแนะนำเกี่ยวกับวงจร ,  
ภาษา Assembly และ เอื้อเพื่ออุปกรณ์

น้องตัว, พัดลม, น้องจ๊อบ,  
เพื่อนๆทุกคน  
และภาคฟิสิกส์ประยุกต์

ที่คอยได้ถามถึงความก้าวหน้าของProject  
ผู้ให้กำลังใจ ด้วยความเต็มใจจริงๆ  
ที่ให้สิ่งๆตั้งแต่ ปี 1 ถึง ปี 4

ขอขอบพระคุณทุกท่านเป็นอย่างสูง



	2.5.1.2	การแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล แบบใช้วงจรเปรียบเทียบ	17
	2.5.1.3	การแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล แบบอินทิเกรต	17
	2.6	ทฤษฎีและหลักการการทำงานของ สเตปปีงมอเตอร์	26
	2.6.1	นิยามของสเตปปีงมอเตอร์	26
	2.6.2	ชนิดของสเตปปีงมอเตอร์	28
	2.6.3	การขับให้สเตปปีงมอเตอร์หมุน	30
	2.6.4	วงจรการขับสเตปปีงมอเตอร์	34
บทที่ 3		ฮาร์ดแวร์	37
	3.1	เบี่ยงโซอิลเลคทริกทรานควิวเซอร์	37
	3.2	งานทรานควิวเซอร์ตัวส่งและตัวรับ	38
	3.3	สัญลักษณ์ทรานควิวเซอร์ตัวส่งและตัวรับ	38
	3.4	ข้อควรรู้ในการใช้งานตัวส่งและตัวรับ	39
บทที่ 4		วงจรเคลื่อนตรวจจับการเคลื่อนไหวโดยใช้อัลตราโซนิก และโปรแกรมควบคุม	41
	4.1	หลักการทํางานและส่วนประกอบต่างๆ	41
	4.2	โครงสร้างโปรแกรม(Flow Chart)	42
	4.3	วงจรตัวรับ- ตัวส่งอัลตราโซนิก	43
	4.4	วงจรเครื่องตรวจจับการเคลื่อนไหวโดยใช้อัลตราโซนิก	44
บทที่ 5		วิธีทดลองและผลการทดลอง	45
		สรุปผลการทดลอง และ แนวทางการพัฒนา	

เอกสารอ้างอิง

ภาคผนวก

คำนำ

๑

## สารบัญรูป

		หน้า
รูปที่ 2.1	แสดงการสั้นของอนุภาคระหว่างการเคลื่อนของคลื่น	4
รูปที่ 2.2	คลื่นอัลตราโซนิกที่มีหลายความถี่มาผสมกันตามรูปแบบฟูเรียร์ทรานฟอร์ม	4
รูปที่ 2.3	แสดงการเคลื่อนที่ของคลื่นที่รอยต่อระหว่างตัวกลาง 2 ชนิดที่มีความต้านทานเสียงเท่ากับ $Z_1$ และ $Z_2$ เมื่อ $P_i$ , $P_r$ และ $P_t$ คือแรงดันเสียงที่ตกกระทบ, สะท้อนและทะลุผ่านผิวรอยต่อ ส่วน $U_i$ , $U_r$ และ $U_t$ เป็นความเร็วของเสียงที่ตกกระทบ, สะท้อนและทะลุผ่านผิวรอยต่อตามลำดับ	7
รูปที่ 2.4	แสดงการขยายตัวและหดตัวของทรานซิสเตอร์แบบเปียโซอิเล็กทริก	9
รูปที่ 2.5	วงจรแปลงสัญญาณ A/D Converter แบบการประมาณค่า	16
รูปที่ 2.6	แสดงการต่อวงจรของ Flash A/D Converter	17
รูปที่ 2.7	แสดงบล็อกไดอะแกรมของ A/D แบบ Single Slope	17
รูปที่ 2.8	ไดอะแกรมการทำงานของ A/D แบบ Dual Slope	18
รูปที่ 2.9	การเชื่อมต่อ ADC0804	18
รูปที่ 2.10	ไดอะแกรมการทำงานของ A/D	23
รูปที่ 2.11	Analog Input Impedance	24
รูปที่ 2.12	The V reference Design on the IC	25
รูปที่ 2.13	Self-Clocking the A/D	26
รูปที่ 2.14	แสดงโครงสร้างอย่างง่ายของสเตปปีงมอเตอร์	27
รูปที่ 2.15	แสดงโครงสร้างของสเตปปีงมอเตอร์	28
รูปที่ 2.16	แสดงสเตปปีงมอเตอร์แบบวาริเอเบิลรีล็กแดนซ์ชนิดสี่เฟสจำนวนฟันบนโรเตอร์ 50 ซึ่งจำนวน 200 สเตปปีต่อรอบ มุมสเตปปี 1.8 องศา	29
รูปที่ 2.17	แสดงสเตปปีงมอเตอร์แบบเพอร์มาเนนต์แมกเน็ต	29
รูปที่ 2.18	แสดงสเตปปีงมอเตอร์แบบไฮบริดชนิด 2 เฟส	30
รูปที่ 2.19	แสดงการทำให้สเตปปีงมอเตอร์หมุน	30
รูปที่ 2.20	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราหมุนกับแรงบิด	31
รูปที่ 2.21	แสดงสเตปปีงมอเตอร์แบบต่างๆ	33
รูปที่ 2.22	แสดงขั้นตอนการขับสเตปปีงมอเตอร์โดยการส่งพัลส์เข้าไปในแต่ละเฟสจาก MCS - 51 โดยการเขียนโปรแกรมควบคุม	34

รูปที่ 2.23	แสดงวงจรการขับสเตปปีงมอเตอร์	35
รูปที่ 2.24	แสดงวงจร diode suppressor	35
รูปที่ 2.25	แสดงวงจร diode / resistor suppressor	36
รูปที่ 2.26	แสดงวงจร Zener diode suppressor	36
รูปที่ 3.1	แสดงโครงสร้างของโพรบอย่างง่าย	37
รูปที่ 3.2	สัญลักษณ์ของอัลตราโซนิกทรานซิวเซอร์แบบต่างๆ	39
รูปที่ 3.3	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับความไวของการรับ ที่ค่าความต้านทานต่างๆ	40
รูปที่ 4.1	โครงสร้างโปรแกรม	42
รูปที่ 4.2	วงจรรับส่งคลื่นอัลตราโซนิก	43
รูปที่ 4.3	วงจร Ultrasonic Movement Detector	44
รูปที่ 5.1	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างวัตถุกับตัวรับอัลตราโซนิก และค่าความต่างศักย์ที่ตัวรับอัลตราโซนิกในกรณีที่วัตถุต่างชนิดกัน เคลื่อนที่ผ่าน	49
รูปที่ 5.2	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างวัตถุกับตัวรับอัลตราโซนิก และค่าความต่างศักย์ที่ตัวรับอัลตราโซนิกในกรณีที่วัตถุ (อลูมิเนียมมีขนาดต่างกัน)	50
รูปที่ 5.3	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างวัตถุกับตัวรับอัลตราโซนิก และค่าความต่างศักย์ที่ตัวรับอัลตราโซนิกในกรณีที่วัตถุเคลื่อนที่ผ่าน และกั้นอยู่กับที่	51
รูปที่ 5.4	แสดงอุปกรณ์ตรวจจับความเคลื่อนไหวด้วยอัลตราโซนิก	53

## สารบัญตาราง

		หน้า
ตารางที่ 2.1	แสดงค่าโดยประมาณของความเร็วและความต้านทานสำหรับคลื่นตามยาวของวัสดุต่างๆที่อุณหภูมิห้อง	5
ตารางที่ 2.2	แสดงคุณสมบัติต่างๆของวัสดุ piezoelectric	10
ตารางที่ 2.3	แสดงช่วงอุณหภูมิของวัสดุ piezoelectric	10
ตารางที่ 2.4	คุณสมบัติทางไฟฟ้าของ ADC 0804	20
ตารางที่ 2.5	แสดงการขับสเตปป์มอเตอร์แบบเฟสเดียว	32
ตารางที่ 2.6	แสดงการขับสเตปป์มอเตอร์แบบสองเฟส	32
ตารางที่ 2.7	แสดงการขับสเตปป์มอเตอร์แบบสลัฟเฟส	33
ตารางที่ 5.1	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างวัตถุกับตัวรับอัลตราโซนิกและค่าความต่างศักย์ที่ตัวรับอัลตราโซนิกในกรณีวัตถุโลหะเคลื่อนที่และหยุดนิ่ง	46
ตารางที่ 5.2	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างวัตถุกับตัวรับอัลตราโซนิกและค่าความต่างศักย์ที่ตัวรับอัลตราโซนิกในกรณีวัตถุไม้เคลื่อนที่และหยุดนิ่ง	47
ตารางที่ 5.3	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างวัตถุกับตัวรับอัลตราโซนิกและค่าความต่างศักย์ที่ตัวรับอัลตราโซนิกในกรณีวัตถุโฟมเคลื่อนที่และหยุดนิ่ง	48

บทที่ 1

บทนำ

### 1.1 วัตถุประสงค์

1. เพื่อสร้างระบบการตรวจจับการเคลื่อนไหวที่สามารถนำมาใช้โดยปราศจากอันตรายจากการทำงานของเครื่องมือ
2. เพื่อใช้ระบบการตรวจจับการเคลื่อนไหวมาประยุกต์ใช้ในงานด้านต่างๆ เช่น ระบบรักษาความปลอดภัย, ช่วยในการอำนวยความสะดวกในชีวิตประจำวัน เป็นต้น

### 1.2 ที่มาของโครงการพิเศษ

ในปัจจุบันนี้การสร้างเครื่องมือหรืออุปกรณ์ต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับชีวิตประจำวันของมนุษย์ มักจะคำนึงถึงความปลอดภัยของผู้ใช้เป็นอันดับแรกซึ่งอันตรายอาจจะเกิดจากตัวเครื่องมือที่ใช้มี การทำงานที่ส่งผลกระทบต่อผู้ใช้ เช่น การแผ่รังสีอันตรายสู่ตัวผู้ใช้ เป็นต้น

อุปกรณ์ประเภทตรวจจับการเคลื่อนไหวเป็นอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องกับชีวิตประจำวันของมนุษย์ ดังนั้นจึงต้องการใช้ระบบการตรวจจับประเภทที่ไม่มีอันตราย ( Noninvasive Technique ) และมีการทำงานที่ง่าย ต้นทุนในการสร้างต่ำเพื่อใช้เป็นอุปกรณ์ประกอบในการประยุกต์ใช้งานในด้านต่างๆ ได้กว้างขวางที่สุด

ดังนั้นโครงการพิเศษนี้ จึงเป็นการสร้างอุปกรณ์ตรวจจับการเคลื่อนไหวที่ไม่เกิดพิษภัยกับผู้ใช้ โดยได้เลือกหลักการสะท้อนกลับของคลื่นในย่านอัลตราโซนิก ซึ่งเป็นคลื่นที่อยู่ในย่านที่หูของมนุษย์ไม่สามารถรับฟังได้ หรือมีความถี่สูงกว่า 20 kHz โดยคุณสมบัติของคลื่นอัลตราโซนิกนี้จะเป็นคลื่นในย่านความถี่ที่พอดีไม่สูงจนเกินไปจนทำให้เกิดผลข้างเคียงต่อระบบประสาทในเชืงหูของมนุษย์และสัตว์ ซึ่งสามารถพบเห็นการใช้งานคลื่นในย่านนี้ได้ ในวงการแพทย์ เช่นการนำมาใช้สำรวจเด็กทารกในครรภ์มารดา อัลตราการไหลของเลือดในหลอดเลือด การเดินของหัวใจ ซึ่งเป็นงานที่ไม่ต้องการให้เป็นอันตรายต่อมนุษย์เช่นกัน

### 1.3 ขั้นตอนการทำงานในโครงการพิเศษ

1. ศึกษาคุณสมบัติของคลื่นอัลตราโซนิก
2. ดึงขอบเขตการทำงานของคลื่นอัลตราโซนิกและเลือกอุปกรณ์ที่ใช้ ทรานสดิวเซอร์
3. ออกแบบวงจรตัวรับ(Rx)-ตัวส่ง(Tx) ที่เหมาะสมกับ ทรานสดิวเซอร์
4. ทำการทดสอบวงจรที่ออกแบบไว้และปรับปรุงจนใช้งานได้ดี
5. ทำการทดสอบคุณสมบัติของคลื่นอัลตราโซนิกที่ใช้ในลักษณะต่างๆ และบันทึกข้อมูลของสัญญาณที่ได้จากการสะท้อนกลับ
6. นำข้อมูลที่ได้นำมาปรับปรุงตัวรับตัวส่งให้เหมาะสมกับการทำงานในสภาพแวดล้อมที่กำหนดไว้ในขอบเขตการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎี

#### 2.1 ทฤษฎีคลื่นอัลตราโซนิก

##### 2.1.1 ลักษณะของคลื่นอัลตราโซนิก (Ultrasonic Characterization)

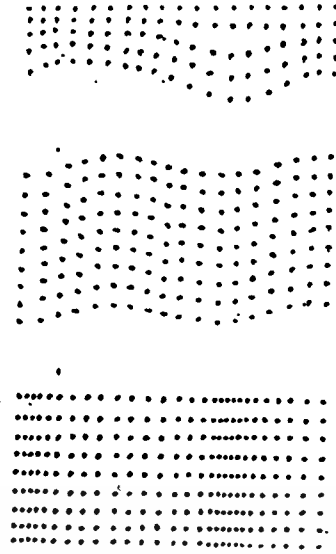
คลื่นอัลตราโซนิก (Ultrasonic Wave) เป็นคลื่นเสียงที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงระหว่างพลังงานไฟฟ้ากับพลังงานทางกล (Electrical mechanical) ซึ่งมีความถี่สูงกว่าความถี่ที่มนุษย์สามารถได้ยินซึ่งอยู่ในย่าน 20Hz ถึง 20 kHz ดังนั้นจึงถือได้ว่าคลื่นเสียงใดๆที่มีความถี่สูงกว่า 20 kHz ขึ้นไปเป็นคลื่นอัลตราโซนิก ซึ่งเราสามารถแยกคลื่นอัลตราโซนิกเป็น 3 ชนิดเหมือนคลื่นทั่วๆ ไป ดังนี้

1 **Compression Wave (Longitudinal Wave)** คือคลื่นที่อนุภาคของคลื่นจะเคลื่อนที่ในทิศทางเดียวกับการเคลื่อนที่ของคลื่น คลื่นตามขวางนี้สามารถเดินทางผ่านของแข็งของเหลวและแก๊ส โดยมากถ้ากล่าวถึงความเร็วของคลื่นเสียงแล้วจะหมายถึงความเร็วของคลื่นตามขวาง

2 **Shear Wave (Transverse Wave)** คือคลื่นที่อนุภาคของคลื่นจะเคลื่อนที่ในแนวตั้งฉากกับการเคลื่อนที่ของคลื่น ซึ่งคลื่นตามขวางนี้จะสามารถเดินทางผ่านตัวกลางที่มีขนาดใหญ่กว่าความยาวคลื่นของตัวมันและสามารถผ่านตัวกลางที่เป็นของแข็งแต่ไม่สามารถเดินทางผ่านตัวกลางที่เป็นของเหลวและแก๊ส

คลื่นตามขวาง มีลักษณะเหมือนการเกิดขั้วบวกและลบซึ่งเป็นเหตุผลการเปลี่ยนตำแหน่งของอนุภาคเป็นไปเพียงทิศทางเดียวเช่นในระนาบที่ตั้งฉากกับทิศทางที่เคลื่อนที่ไป ดันกำเนิดของคลื่นตามขวางเป็นพื้นหน้าเรียบของระนาบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของอนุภาคอื่นเนื่องมาจากการแกว่ง ความหนาแน่นของตัวกลางจะไม่เปลี่ยนแปลงโดยการเคลื่อนที่ของคลื่นแบบตามขวางความเร็วของคลื่นชนิดนี้จะน้อยกว่าความเร็วของคลื่นตามขวาง ในขณะที่เดินทางผ่านตัวกลางชนิดเดียวกันความยาวคลื่นของคลื่นตามขวางจะน้อยกว่าของคลื่นตามยาวเสมอ

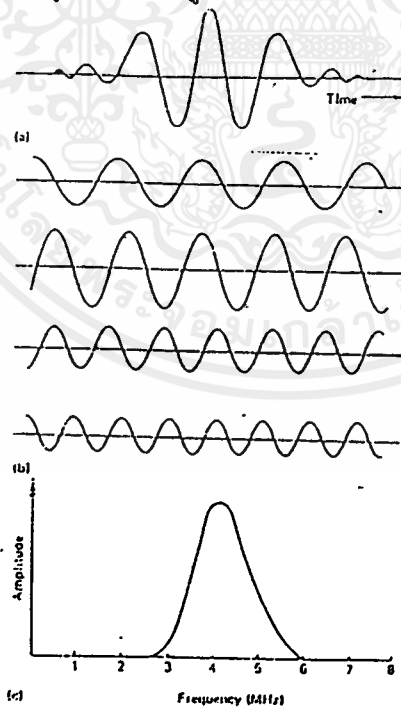
3 **Surface Wave (Rayleigh)** คือคลื่นอีกชนิดหนึ่งซึ่งจะคล้ายกับคลื่นตามขวางจะต่างกันตรงที่ว่าตำแหน่งของอนุภาคไม่เป็นเพียงในทิศทางที่ตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่เพียงอย่างเดียวแต่มีการเปลี่ยนแปลงในทิศทางเดียวกับทิศทางการเคลื่อนที่ด้วย จึงทำให้คลื่นเคลื่อนที่ไปตามระนาบในแนวอนดด้วยเหตุนี้คลื่นจึงเดินทางผ่านไปเฉพาะบนผิวของตัวกลางเท่านั้น



รูปที่ 2.1 แสดงการสั้นของอนุภาคระหว่างการเคลื่อนที่ของคลื่น

- a) การเคลื่อนที่ของคลื่นตามยาว b) การเคลื่อนที่ของคลื่นตามขวาง  
c) การเคลื่อนที่ของคลื่นผิวหน้า

คลื่นทั้งสามแบบมีการประยุกต์ใช้ที่แตกต่างกันเนื่องจากคุณสมบัติทางคลื่นแตกต่างกัน ซึ่งในกรณีของคลื่นอัลตราโซนิกนั้นจะมีลักษณะของรูปคลื่นที่ประกอบไปด้วยคลื่นรูปไซน์หลายๆความถี่มาผสมกันตามรูปแบบของฟูรีเยร์ทรานสฟอร์ม (Fourier Transform) ดังรูป



รูปที่ 2.2 คลื่นอัลตราโซนิกที่มีหลายๆความถี่มาผสมกันตามรูปแบบฟูรีเยร์ทรานสฟอร์ม

- a) รูปร่างของคลื่นอัลตราโซนิก b) คลื่นไซน์ที่มีความถี่และแอมพลิจูดต่างกัน  
c) สเปกตรัมความถี่ของคลื่นอัลตราโซนิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.1.2 ความเร็วของคลื่นอัลตราโซนิก

ความเร็วของคลื่นอัลตราโซนิกคำนวณได้จากค่าคงที่การยืดหยุ่นของวัสดุที่คลื่นเคลื่อนที่ผ่าน สำหรับคลื่นตามยาวที่เคลื่อนที่เข้าไปในวัสดุซึ่งมีขนาดโตกว่าความยาวคลื่นมาก ๆ จะมีความเร็วดังนี้

$$V_c = [ E(1 - \sigma) / \rho(1 + \sigma)(1 - 2\sigma) ]^{1/2} \quad \dots(1)$$

- เมื่อ
- E คือค่า Young's modulus ( $Nm^{-2}$ )
  - $V_c$  คือค่าความเร็วของคลื่นตามยาว (m/s)
  - $\rho$  คือความหนาแน่นของวัสดุ
  - $\sigma$  คือ Poisson's ratio

ความเร็วของคลื่นตามยาวและค่าความต้านทานเสียงในวัสดุต่างๆมีค่าดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงค่าโดยประมาณของความเร็วและความต้านทานเสียงสำหรับคลื่นตามยาวของวัสดุชนิดต่างๆที่อุณหภูมิห้อง

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

### 2.1.3 การเบี่ยงเบนของคลื่นอัลตราโซนิก

ในขณะที่คลื่นอัลตราโซนิกเดินทางผ่านเข้าไปในตัวกลางพลังงานและความดันของคลื่นจะลดลงตามคุณสมบัติของตัวกลางนั้น สาเหตุที่ทำให้คลื่นอัลตราโซนิกเกิดการเบี่ยงเบน (attenuation) นั้นเนื่องมาจาก

- 1 การดูดซับคลื่นในขณะที่คลื่นเดินทางผ่านเข้าไปในตัวกลางพลังงานและความเข้มของมันจะถูกดูดซับโดยของไหล ของไหลเหล่านี้จะอยู่ตามช่องว่างระหว่างเซลล์ของเนื้อเยื่อ ซึ่งประกอบด้วย  $\text{Na}^+$ ,  $\text{K}^+$ ,  $\text{Ca}^+$ ,  $\text{Mg}^+$ ,  $\text{Cl}^-$ , Glucose เป็นต้น พลังงานที่ถูกดูดซับนี้จะเปลี่ยนไปเป็นความร้อนซึ่งเป็นผลทำให้เกิดการเบี่ยงเบน การเบี่ยงเบนโดยที่คลื่นถูกดูดซับนี้ จะพบในตัวกลางทุกชนิด
- 2 การสะท้อน, การหักเห, Diffraction, Scattering ทั้งหมดนี้เป็นสาเหตุที่ทำให้เกิด loss ขึ้นในตัวกลางชนิดเดียวกัน loss ที่เกิดขึ้นในคลื่นตกกระทบ (incident wave) ส่วนมากจะพบในตัวกลางที่ไม่เป็นเนื้อเดียวกัน (Non homogeneous) เช่น ในเนื้อเยื่อที่การเจริญเติบโตไม่สม่ำเสมอ ความหนาแน่นในแต่ละส่วนจะแตกต่างกันซึ่งจะมีผลทำให้เกิดการ Scattering ซึ่งเป็นต้นเหตุทำให้เกิดการ loss ในตัวกลางที่แตกต่างกัน
- 3 Specific Acoustic Impedance และดัชนีของการหักเหจะเปลี่ยนแปลงซึ่งเป็นผลทำให้เกิด loss ขึ้นด้วย จากที่กล่าวมาแล้วการเบี่ยงเบนจะเขียนอยู่ในรูปของ exponential ซึ่งเป็นผลมาจากคุณสมบัติของตัวกลางและความถี่ของคลื่น

### 2.1.4 การเคลื่อนที่ของคลื่นอัลตราโซนิกที่รอยต่อ

ในการพิจารณาการเคลื่อนที่ของคลื่นอัลตราโซนิกที่รอยต่อนั้นค่าความต้านทานเสียงของตัวกลางเป็นพารามิเตอร์สำคัญที่ทำให้คลื่นในแต่ละตัวกลางแตกต่างกันไป ซึ่งค่าความต้านทานเสียงคือค่าความต้านทานการส่งผ่านของเสียงภายในวัสดุใดๆ มีผลต่อการสะท้อนและการทะลุผ่านของคลื่นเสียงที่รอยต่อ นิยามโดย

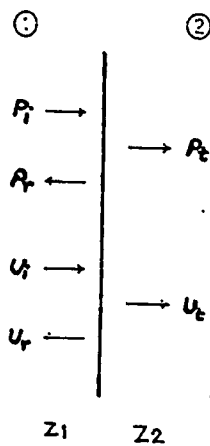
$$Z = \rho v \quad \dots\dots(2)$$

เมื่อ  $Z$  คือ Acoustic Impedance

$\rho$  คือค่าความหนาแน่นของวัสดุนั้น

$v$  คือความเร็วของคลื่นในวัสดุนั้น

พิจารณาคลื่นระนาบ (Plane Wave) ของคลื่นตามยาว เมื่อตกกระทบรอยต่อของสารที่เป็นเนื้อเดียว 2 ชนิด ที่มีค่าความต้านทานเสียง (Acoustic Impedance) เท่ากับ  $Z_1$  และ  $Z_2$  ให้  $P$  เป็น stress และ  $U$  เป็นความเร็วของคลื่นเสียงในวัสดุ  $P_i, P_r, P_t, U_i, U_r$  และ  $U_t$  มีการเคลื่อนที่ดังรูป



รูปที่ 2.3 การเคลื่อนที่ของคลื่นที่รอยต่อระหว่าง ตัวกลาง 2 ชนิด ที่มีค่าความต้านทานเสียง (Acoustic Impedance) เท่ากับ  $Z_1$  และ  $Z_2$  เมื่อ  $P_i$ ,  $P_r$  และ  $P_t$  คือแรงดันเสียงที่ตกกระทบ, สะท้อนและทะลุผ่านผิวรอยต่อ ส่วน  $U_i$ ,  $U_r$  และ  $U_t$  เป็นความเร็วของเสียงที่ตกกระทบ, สะท้อนและทะลุผ่านผิวรอยต่อตามลำดับ

โดยทั่วไปส่วนหนึ่งของคลื่นตกกระทบจะสะท้อนออกไปที่ผิวรอยต่อและส่วนที่เหลือจะทะลุผ่านไปยังวัสดุชั้นที่ 2 ค่า  $P_i$ ,  $P_r$  และ  $P_t$  สำหรับตัวกลางที่ไม่ดูดกลืนจะเป็นดังนี้

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

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

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

จากกฎการอนุรักษ์ จะได้

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

เมื่อ  $Z_2 > Z_1$  คลื่นจะเคลื่อนที่จากวัสดุที่มีค่าความต้านทานทางเสียงต่ำ ไปยังวัสดุที่มีค่าความต้านทานทางเสียงสูง จากสมการที่ 11 จะพบว่าในการสะท้อนของแรงดันเสียงจะไม่มีกรณีเปลี่ยนเฟสระหว่างคลื่นตกกระทบกับคลื่นสะท้อน แต่จากสมการที่ 13 จะพบว่ามีการเปลี่ยนเฟสไป  $180^\circ$  สำหรับความเร็วของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่รอยต่อของคลื่นทั้ง 2 ชนิด ค่า reflection coefficient ( $\alpha_r$ ) ก็คืออัตราส่วนของความเข้มของคลื่นสะท้อนที่รอยต่อ ( $I_r$ ) ต่อคลื่นที่ตกกระทบที่รอยต่อ ( $I_i$ )

$$\alpha_r = I_r/I_i = r^2 \quad \dots(14)$$

เมื่อ  $r$  คือ Amplitude Reflection Coefficient ส่วนค่า Transmission Coefficient ( $\alpha_t$ ) ก็คืออัตราส่วนของความเข้มของคลื่นที่ส่งผ่านออกไป ( $I_t$ ) ต่อคลื่นที่ตกกระทบที่รอยต่อ ( $I_i$ ) ถ้าเราสมมติว่าไม่มีการสูญเสียพลังงานที่รอยต่อจะได้ -

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

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

เนื่องจากความเข้มของคลื่นเสียงแปรผันตรงกับค่า แอมพลิจูดของแรงดันเสียงในวัสดุใดๆ จะได้

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

จากสมการที่ 16 จะได้

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

ค่าทั้งสองค่านี้จะใช้ได้ทั้งคลื่นตามยาวและคลื่นตามขวาง แต่คลื่นตามขวางจะไม่สามารถเคลื่อนที่ผ่านของเหลวได้

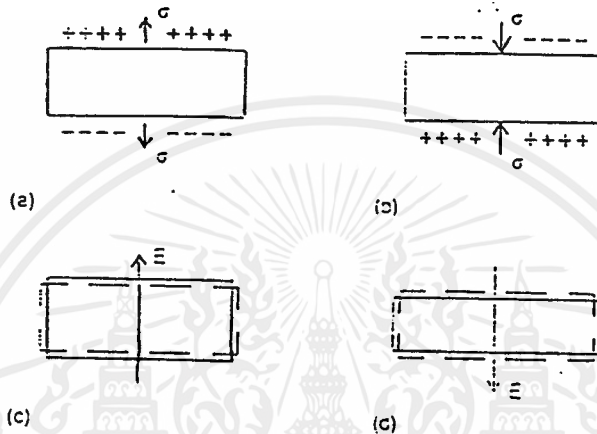
## 2.2 หลักการกำเนิดคลื่นอัลตราโซนิก (Ultrasonic Generation)

คลื่นอัลตราโซนิกนี้สามารถสร้างได้โดยตัวทรานสดิวเซอร์ ซึ่งทรานสดิวเซอร์คืออุปกรณ์ที่ใช้เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานทางกล หรือพลังงานทางกลเป็นพลังงานไฟฟ้า หลักการที่ใช้สร้างคลื่นอัลตราโซนิกมีหลายวิธีด้วยกันแต่ที่นิยมใช้กันมากได้แก่

1. แบบเพียโซอิเล็กทริก ทรานสดิวเซอร์ (Piezo-electric Transducer) ซึ่งแปลงไปมาระหว่างพลังงานไฟฟ้าและพลังงานทางกล โดยมีความถี่เรโซแนนซ์คงที่อยู่ที่ค่าหนึ่ง
2. แบบแมกนีโตสตริกทีฟ ทรานสดิวเซอร์ (Magnetostrictive Transducer) ซึ่งแปลงไปมาระหว่างพลังงานในขดลวดกับตำแหน่งความยาวของแกนเหล็กที่สวมขดลวดนั้นอยู่
3. แบบอิเล็กโตรสตริกทีฟ ทรานสดิวเซอร์ (Electrostrictive Transducer) ซึ่งแปลงไปมาระหว่างพลังงานไฟฟ้ากับพลังงานทางกล แต่แบบแรกนิยมใช้กันมาก เพราะหาซื้อง่ายและมีราคาถูก ซึ่งจะขอกล่าวแต่เฉพาะแบบเพียโซอิเล็กทริกนี้เท่านั้น

### 2.3 ปฏิกิริยาการบีบอัดไฟฟ้า ( Piezoelectric Effect )

การกำเนิดคลื่นอัลตราโซนิกสามารถทำได้หลายวิธีดังที่ได้กล่าวไว้ตอนต้น แต่โดยทั่วไปแล้ว เราจะใช้วัสดุที่อาศัยหลักการ บีบอัดไฟฟ้า ( Piezoelectric Effect ) มาสร้างเป็น โพรบ สารบีบอัดไฟฟ้า (Piezoelectric Material ) จะมีคุณสมบัติที่ว่า หากเราให้แรงดันทางกลภายนอกเข้าไปยังสารจะสามารถเปลี่ยนแปลงรูปร่างได้ ซึ่งทำให้เกิดประจุไฟฟ้าที่ผิวของสารแต่หากเราให้แรงดันกลับทาง ศักย์ที่ได้ก็จะกลับทิศด้วย แรงลัพท์ที่ได้จะกลายเป็นแรงดึง ซึ่งทำให้ประจุที่ได้เป็นประจุนิตรงกันข้าม ดังรูป ที่ 2.4



รูปที่ 2.4 การขยายตัวและหดตัวของทรานสดิวเซอร์แบบบีบอัดไฟฟ้า

- a) เมื่อมีแรงอัด
- b) เมื่อมีแรงดึง
- c) การขยายตัวเนื่องจากสนามไฟฟ้า
- d) การหดตัวเนื่องจากสนามไฟฟ้า

กลับทิศ

ในทางตรงกันข้าม หากป้อนศักย์ไฟฟ้าเข้าไปที่ชิ้นสารก็จะเกิดแรงดันทางกลขึ้น เรียกปรากฏการณ์นี้ว่า ปฏิกิริยาการบีบอัดไฟฟ้ากลับทาง ( Reverse Piezoelectric Effect ) ซึ่งเราจะใช้หลักการทั้งสองนี้มาสร้างเป็นตัวกำเนิดและตัวรับคลื่นอัลตราโซนิก

สารที่เป็นบีบอัดไฟฟ้ามีอยู่มากมายที่เป็นผลึกทางธรรมชาติเช่น ควอตซ์ , ลิเทียมซัลเฟต และสารที่เป็นพหุผลึก เช่น แบเรียมติตาเนต เป็นต้น ซึ่งวัสดุแต่ละชนิดมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันดังในตารางแสดงคุณสมบัติของวัสดุแต่ละชนิดและอุณหภูมิที่ใช้งาน เช่นในการใช้งานวัคระดับสูง ๆ วัคแรงดันชั่วขณะที่มีความถี่สูง โดยทั่วไปแล้วจะนิยมใช้ ควอตซ์ ที่ทำขึ้นมาเพราะมีความบริสุทธิ์กว่า ควอตซ์ธรรมชาติ

ตารางที่ 2.2 แสดงคุณสมบัติต่าง ๆ ของวัสดุ piezoelectric

ชนิด	คูลอมป์/นิวตัน	ความต้านทานต่อ ปริมาตรของวัสดุ	สัมประสิทธิ์ของการ coupling
Quartz	$2.3 \times 10^{-12}$	$1 \times 10^{12}$	10.5%
Tourmaline	$1.9 \times 10^{-12}$	$0.1 \times 10^{12}$	10%
Rochelle salts (ที่ 30 °C)	$550 \times 10^{-12}$	$10 \times 10^9$	76%
Ammonium Dihydrogen Phosphate	$48 \times 10^{-12}$	$0.1 \times 10^9$	32%
Lithium Sulphate	$16 \times 10^{-12}$	$10 \times 10^9$	38%

ตารางที่ 2.3 ช่วงอุณหภูมิของวัสดุ piezoelectric

วัสดุ	ขีดจำกัดของอุณหภูมิ °C
<b>วัสดุธรรมชาติ</b>	
Quartz	550
Ammonium Dihydrogen Phosphate	120
Rochelle Salts	45
<b>วัสดุสังเคราะห์</b>	
Barium Titanate Ceramic	100
Lead Titanate Zirconate (45/55)	300
Lead Metaniobate	500

การสร้างผลึกเปียโซอิเล็กทริกให้มีความถี่ตามที่เราต้องการ สามารถที่จะทำได้โดยตัดชิ้นผลึกตามแนวแกนต่างๆ ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดค่าความถี่ของผลึกตามสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$t = \frac{\lambda_o}{2}$$

$$f_o = \frac{V}{2t} \tag{19}$$

เมื่อ  $t$  คือความหนาของผลึกที่ทำการวัด

$\lambda_o$  คือความยาวคลื่นพื้นฐาน

$f_o$  คือความถี่พื้นฐาน ( Fundamental Frequency )

ในการใช้งานเปียโซอิเล็กทริกสามารถใช้งานได้ 2 แบบคือ generation mode ใช้ในการเปลี่ยนพลังงานทางกลเป็นพลังงานทางไฟฟ้า และ motor mode ใช้ในการเปลี่ยนจากพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานทางกลซึ่งความสามารถในการแปลงพลังงานของวัสดุทั้ง 2 mode จะขึ้นอยู่กับค่าของสัมประสิทธิ์ของ electro-mechanical coupling (K) ของมันเองซึ่งหาได้จาก

$$K^2 = \frac{\text{พลังงานเชิงกลที่ถูกแปลงเป็นพลังงานไฟฟ้า}}{\text{พลังงานเชิงกลที่ป้อนให้}}$$

หรือ

$$K^2 = \frac{\text{พลังงานไฟฟ้าที่แปลงเป็นพลังงานเชิงกล}}{\text{พลังงานไฟฟ้าที่ป้อนให้}}$$

สำหรับการกำเนิดคลื่นอัลตราโซนิคจากสารเปียโซอิเล็กทริก หรือการทำงานในโหมด motor mode จะสามารถทำได้ 2 วิธีคือ ป้อนไฟสลับที่ความถี่ที่เหมาะสมไปยังขั้วโลหะและการใช้พัลส์คลื่นสั้นๆ ไปกระตุ้นชิ้นสาร ( Pulse Shock Excitation ) ซึ่งในกรณีหลังสารจะสั่นอย่างอิสระแต่การสั่นจะเป็นลักษณะ damp คือ แอมพลิจูดจะลดลงอย่างรวดเร็ว เนื่องจากแรงเสียดทานภายในชิ้นสาร

## 2.4 ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 89C51

### คุณลักษณะพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 89C51

1. เป็นผลิตภัณฑ์ไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51
2. มีหน่วยความจำเป็นแบบ Flash memory ขนาด 4 กิโลไบต์ สามารถทำการโปรแกรมซ้ำได้
3. ใช้ไฟเลี้ยงได้ตั้งแต่ 2.7 โวลต์ ถึง 6 โวลต์
4. ออสซิลเลเตอร์สามารถป้อนได้ตั้งแต่ 0 เฮิร์ตซ์ ถึง 20 กิโลเฮิร์ตซ์
5. สามารถล๊อคโปรแกรมได้สามระดับ
6. หน่วยความจำแรมภายในขนาด 128 ไบต์
7. พอร์ตอินพุท/เอาต์พุทสามารถโปรแกรมได้ 32 บิต

8. ตัวนับและตัวตั้งเวลาขนาด 16 บิต 2 ตัว
9. มีแหล่งอินเทอร์รัพท์ 5 แหล่ง
10. มีพอร์ตอนุกรมสามารถโปรแกรมได้
11. มีโหมด Low-Power Idle และ Power Down

AT89C51 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 8 บิต ทำจาก CMOS ใช้ไฟเลี้ยงต่ำ และมีหน่วยความจำขนาด 4 กิโลไบต์ เป็นแบบ Flash Programmable and Erasable Read Only Memory (PEROM). AT89C51 สร้างด้วยเทคโนโลยี Atmel's high density nonvolatile memory และสามารถใช้คำสั่ง MCS-51™ กับขาที่ต่อออกมาตามมาตรฐานทางอุตสาหกรรมได้ หน่วยความจำโปรแกรมสามารถโปรแกรมซ้ำได้ เมื่อรวมซีพียู 8 บิตกับ Flash ในชิป แล้ว AT89C51 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีความสามารถสูงซึ่งมีประโยชน์มากมายในการควบคุมสัญญาณต่างๆ AT89C51 มีลักษณะเฉพาะตามมาตรฐานดังต่อไปนี้ มี Flash 4 กิโลไบต์, แรม 128 ไบต์, อินพุต/เอาต์พุต 32 บิต, ตัวนับและตัวตั้งเวลา 16 บิต 2 ตัว, แหล่งกำเนิดอินเทอร์รัพท์ 5 แหล่ง, พอร์ตอนุกรมแบบ full duplex และมีวงจรมอดูเลชันพัลส์ในชิป นอกจากนี้แล้ว AT89C51 ได้ถูกออกแบบให้เป็นแบบสแตติกลอจิกสำหรับการทำงานที่ความถี่ต่ำลงไปถึงศูนย์ และสนับสนุนการเลือกโหมด การรักษากำลัง โหมด IDLE จะหยุดการทำงานของ CPU ขณะที่ RAM, ตัวนับและตัวตั้งเวลา, พอร์ตอนุกรม และระบบอินเทอร์รัพท์ ยังคงทำงานต่อไป POWER DOWN MODE จะรักษาข้อมูลที่อยู่ใน RAM แต่จะหยุดออสซิลเลเตอร์ ทำให้ชิพตัวอื่น ๆ หยุดทำงานจนกระทั่งทำการรีเซ็ตฮาร์ดแวร์

#### การอธิบายขาของ AT89C51

V<sub>CC</sub>

ไฟเลี้ยง(Supply voltage)

GND

กราวด์

PORT 0

พอร์ต 0 เป็นพอร์ตอินพุต/เอาต์พุตสองทิศทางขนาด 8 บิตแบบ open drain พอร์ตเอาต์พุตแต่ละขาสามารถซิงค์อินพุต TTL ได้ 8 ตัว เมื่อ 1 ได้ถูกเขียนไปที่พอร์ต 0 แล้วสามารถใช้เป็นอินพุตอิมพีแดนซ์สูงๆ ได้คั้งนั้นพอร์ต 0 สามารถถูกสร้างเป็นบััสแอสแตเรต/ข้อมูลไบต์ค่าได้

PORT 1

พอร์ต 1 เป็นพอร์ตอินพุต/เอาต์พุตสองทิศทางขนาด 8 บิตโดยมีการพูลอัพภายใน บัฟเฟอร์เอาต์พุตของพอร์ต 1 สามารถซิงค์/ซอร์สอินพุต TTL ได้ 4 ตัว เมื่อ 1 ได้ถูกเขียนไปที่ขาพอร์ต 1 แล้วมันได้ถูกดึงให้สูงขึ้นโดยพูลอัพภายในและสามารถถูกใช้เป็นอินพุต ขณะที่อินพุต ขาพอร์ต 1 ซึ่ง

ถูกดึงให้ต่ำลงจะให้กระแสชอร์ต( $I_{DD}$ )คังนั้นพอร์ท 1 จะได้รับไบท์แอสเครสไบท์ต่ำระหว่าง Flash Programming และระหว่างการเปลี่ยนแปลงโปรแกรม

## PORT2

พอร์ท 2 เป็นพอร์ทอินพุท/เอาต์พุทสองทิศทางขนาด 8 บิตโดยมีการพูลอัพภายใน บัฟเฟอร์เอาต์พุทของพอร์ท 2 สามารถซิงค์/ซอร์สอินพุท TTL ได้ 4 ตัว เมื่อ 1 ได้ถูกเขียนไปที่ขาพอร์ท 2 แล้วมันได้ถูกดึงให้สูงขึ้นโดยพูลอัพภายในและสามารถถูกใช้เป็นอินพุท ขณะที่มันเป็นอินพุท ขาพอร์ท 2 ซึ่งถูกดึงให้ต่ำลงจะให้กระแสชอร์ต( $I_{DD}$ ) พอร์ท 2 ปลอ่ยไบท์แอสเครสไบท์สูงระหว่างการนำจากหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกและระหว่างการถึงหน่วยความจำข้อมูลภายนอกซึ่งใช้แอสเครส 16 บิต(MOVX @ DPTR) ในที่นี้พอร์ท 2 ใช้พูลอัพเมื่อปลอ่ย 1 ระหว่างการเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูลภายนอกซึ่งใช้แอสเครส 8 บิต(MOVX @ RI) พอร์ท 2 ได้ปลอ่ยข้อมูลที่อยู่ใน P2 Special Function Register

คังนั้นพอร์ท 2 ได้รับบิตแอสเครสไบท์สูงและสัญญาณควบคุมบางสัญญาณระหว่าง Flash Programming และการเปลี่ยนแปลง

## PORT 3

พอร์ท 3 เป็นพอร์ทอินพุท/เอาต์พุทสองทิศทางขนาด 8 บิตโดยมีการพูลอัพ บัฟเฟอร์เอาต์พุทของพอร์ท 3 สามารถซิงค์/ซอร์สอินพุท TTL ได้ 4 ตัว เมื่อ 1 ได้ถูกเขียนไปที่ขาพอร์ท 3 แล้วมันได้ถูกดึงให้สูงขึ้นโดยพูลอัพภายในและสามารถถูกใช้เป็นอินพุท ขณะที่มันเป็นอินพุท ขาพอร์ท 3 ซึ่งถูกดึงให้ต่ำลงจะให้กระแสชอร์ต( $I_{DD}$ )คังนั้นพอร์ท 3 ได้รับสัญญาณควบคุมบางสัญญาณสำหรับ Flash Programming และการเปลี่ยนแปลงการโปรแกรม

## RST

อินพุทรีเซต ให้ high บนขานี้สำหรับ 2 แมชชีน ไซเคิลขณะที่ออสซิลเลเตอร์กำลังทำการรีเซตอุปกรณ์

## ALE/PROG

Address Latch Enable เอาท์พุทพัลส์สำหรับการ latch ไบท์ต่ำแอสเครสระหว่างการเข้าถึงหน่วยความจำภายนอก คังนั้นขานี้เป็น Program pulse input(PROG)ระหว่าง Flash Programming โดยการทำงานปกติ ALE ได้ปลอ่ยที่อัตรา 1/6 ของความถี่ออสซิลเลเตอร์ และอาจจะใช้สำหรับการตั้งเวลาหรือการนับ อย่างไรก็ตามพัลส์ ALE 1 พัลส์ได้ถูกข้ามระหว่างการเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูลภายนอกแต่ละครั้ง

การทำงานของ ALE จะหยุดโดยการเซตบิต 0 ของ SFR ที่ตำแหน่ง 8EH เมื่อบิตเซต ALE จะทำงานระหว่างคำสั่ง MOVX และ MOVC ในลักษณะอื่นๆ ขานี้จะถูกดึงให้สูงขึ้นเล็กน้อย การเซตบิตALEที่ไม่ทำงานจะไม่มีผลถ้าไมโครคอนโทรลเลอร์อยู่ในโหมดการทำงานภายนอก

## PSEN

Program Store Enable เป็นการอ่านสไตรบให้กับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก เมื่อ AT89C51 กำลังกระตุ้นรหัสจากหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก และ PSEN ได้ถูกกระทำเป็นคู่ในแต่ละเมซซึนไซเกิล แล้วจะได้ว่าการทำงานของ PSEN ได้ถูกข้ามระหว่างการเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูลภายนอกในแต่ละครั้ง

## EA/V<sub>pp</sub>

External Access Enable EA ต้องถูกต่อลงกราวด์ในการอนุญาตให้อุปกรณ์ไบนารหัสจากตำแหน่งหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกเริ่มตั้งแต่ 0000H ขึ้นไปถึง FFFFH อย่างไรก็ตามถ้าได้โปรแกรมที่ถือบิท 1 EA จะถูกเลขที่ไปเป็นรีเซต

EA จะถูกต่อไปยัง V<sub>pp</sub> สำหรับการกระทำโปรแกรมภายใน ดังนั้นขานี้ได้รับโวลต์เตจการอนุญาตการโปรแกรม 12 โวลต์(V<sub>pp</sub>)ระหว่าง Flash Programming

## XTAL1

อินพุทไปยังการสับเปลี่ยนด้วยขายออสซิลเลเตอร์และอินพุทไปยังวงจรการทำงานของตัวนับภายใน

## XTAL2

เอาต์พุทจากการสับเปลี่ยนด้วยขายออสซิลเลเตอร์

## 2.5 ทฤษฎีส่วนการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล ADC 0804

ส่วนการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอลจัดว่าเป็นส่วนที่สำคัญมากเนื่องจากการได้มาซึ่งข้อมูลที่สามารถนำไปประมวลผล เพื่อตรวจสอบความเคลื่อนไหวในบริเวณที่ต้องการได้ คุณลักษณะของการแปลงสัญญาณ

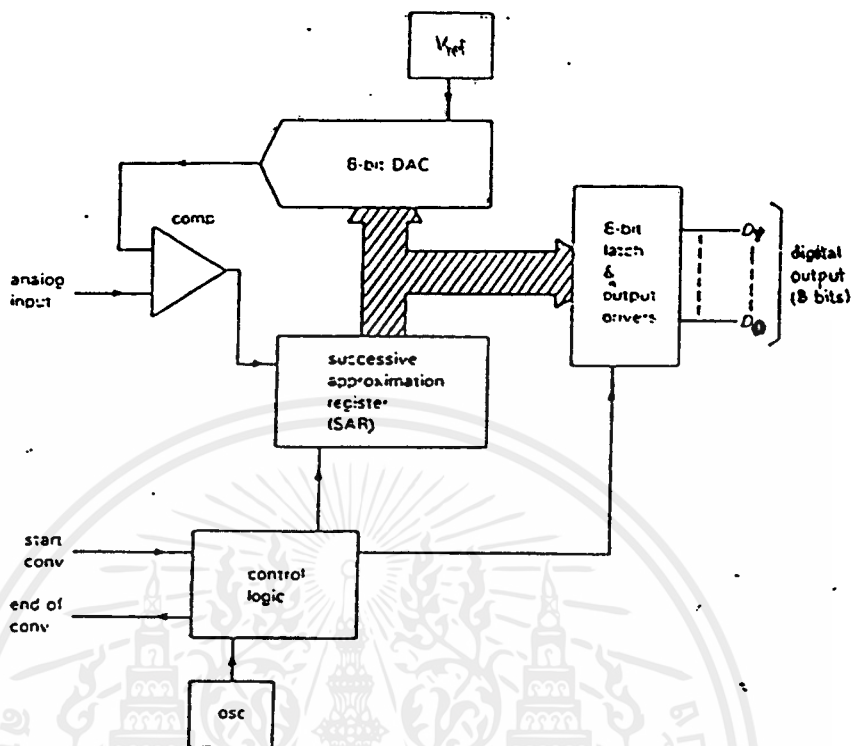
การใช้งานตัวแปลงสัญญาณ ( Converter ) เราจำเป็นต้องรู้ถึง คุณลักษณะบางประการของมัน ซึ่งจะช่วยให้เราสามารถตัดสินใจเลือกใช้ วงจรแปลงสัญญาณที่เหมาะสมกับงานของเรา

1. ความถูกต้องสัมบูรณ์ ( Absolute Accuracy ) เป็นค่าของผลต่างระหว่างค่าของสัญญาณอนาลอกจริงกับค่าของสัญญาณดิจิตอลที่สร้างขึ้น
2. ออโตเมติกซีโร ( Automatic Zero ) เป็นการปรับค่าความคลาดเคลื่อนเพื่อชดเชยจากค่าผิดพลาดของการแปลงสัญญาณ ( Drift error )
3. ค่าเต็มสเกล ( Full scale ) ช่วงค่าสูงสุดของสัญญาณอนาลอกที่จะแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอล เช่น  $\pm 4.098 \text{ V}$
4. ความละเอียดในการแปลงสัญญาณ ( Resolution ) เป็นค่าซึ่งแสดงถึงการแปลงสัญญาณจะสามารถแยกความแตกต่างของสัญญาณที่ใกล้เคียงกันได้มากที่สุด เช่น ตัวแปลงสัญญาณที่มีจำนวน 12 บิตจะมีค่าละเอียดสูงกว่า ตัวแปลงสัญญาณที่มีจำนวน 4 บิต
5. อัตราการแปลงสัญญาณ ( Rating ) เป็นค่าซึ่งแสดงถึงความเร็วในการแปลงสัญญาณภายในหนึ่งหน่วยเวลา
6. ค่าความผิดพลาดจากอุณหภูมิ ( Temperature error ) ค่าที่แสดงถึงความผิดพลาดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

### 2.5.1 ตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล

ตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล หรือที่เรียกกันง่ายๆว่า A/D ตามปกตินี้แล้วจะมีอยู่มากมายหลายชนิด แต่เท่าที่เป็นที่นิยมจะมีอยู่ 3 ชนิดคือแบบ Successive Approximation , Flash และแบบ Integrating แต่ละชนิดจะมีหลักการทำงานดังนี้

### 2.5.1.1 การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอลแบบใช้การประมาณค่าทีละบิต ( Successive approximation )



รูปที่ 2.5 วงจรแปลงสัญญาณ A/D Converter แบบการประมาณค่า

วงจร A/D Converter แบบนี้ข้อดีคือ มีความละเอียดสูง ซึ่งสามารถกำหนดได้จากสัญญาณพัลส์นาฬิกา เช่น วงจรแปลงขนาด 8 บิตต้องใช้พัลส์สัญญาณ 8 ลูกในขณะที่วงจรนับต้องใช้พัลส์ถึง 256 ลูก หัวใจสำคัญของวงจร A/D Converter ชนิดนี้ได้แก่ Successive Approximation Register ( SAR ) เมื่อเริ่มเปลี่ยนสัญญาณพัลส์ลูกแรกจะส่งบิตที่มีนัยสำคัญสูงสุดไปยัง D/A Converter โดย SAR จะรอสัญญาณจากวงจรเปรียบเทียบ ซึ่งจะตรวจสอบว่าเอาต์พุตของวงจร D/A Converter มากหรือน้อยกว่าแรงดันอินพุต  $V_{in}$  ถ้าเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบมีสถานะ “ 1 “ เอาต์พุตของวงจร D/A Converter จึงต่ำกว่า  $V_{in}$  SAR จะเก็บบิตที่มีนัยสำคัญสูงสุดไว้ ถ้าเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบมีสถานะ “ 0 “ เอาต์พุตของ D/A Converter จึงมากกว่า  $V_{in}$  SAR จะรีเซ็ตบิตที่มีนัยสำคัญสูงสุดนั้น

พัลส์ลูกต่อมาก็ทำเช่นเดียวกัน โดยบิตที่ได้คือบิตที่มีนัยสำคัญรองลงมา SAR จะทำงานแบบนี้ ไปจนถึงบิตที่มีนัยสำคัญต่ำสุด เมื่อแต่ละบิตใช้สัญญาณนาฬิกาครบทุกบิตแล้ว SAR จะส่งสัญญาณให้หยุดแปลง ( End of Conversion , EOC ) ออกไป สัญญาณนี้จะเป็นตัวบอกว่ามีข้อมูลอยู่ที่อินพุตครบแล้ว แต่ถ้าสัญญาณนี้ถูกส่งต่อไปยังอินพุต ที่เป็นจุดเริ่มการเปลี่ยนแปลง

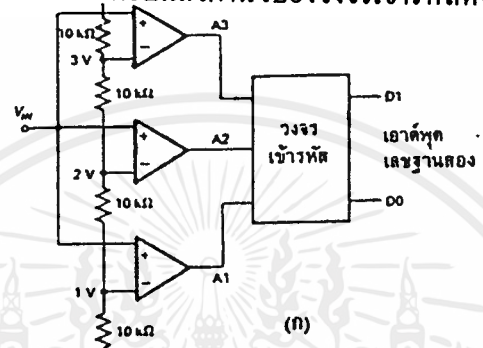
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ การเปลี่ยนแปลงสัญญาณ การเปลี่ยนแปลงสัญญาณก็จะเกิดขึ้นอย่างต่อเนื่อง วงจรดังในรูป ออบแอมป์จะเป็นตัวเปลี่ยนกระแสไปเป็นแรงดัน วงจรแบบนี้สามารถรับสัญญาณอนาลอกที่เป็นรูปซายน์ (มีค่าแรงดัน จาก  $-5$  ถึง  $+5$  V) ได้ และยังมีคามละเอียดสูง

2.5.1.2 การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอลแบบใช้วงจรเปรียบเทียบ

(Flash A/D Converter)

วงจรแปลงแบบนี้ใช้หลักการของการเปรียบเทียบสัญญาณจากวงจรเปรียบเทียบที่ต่อขนานกัน สัญญาณอนาลอกจะเข้ามายังวงจรเปรียบเทียบแล้วผ่านไปยังวงจรเข้ารหัสดังรูปที่ 2.6

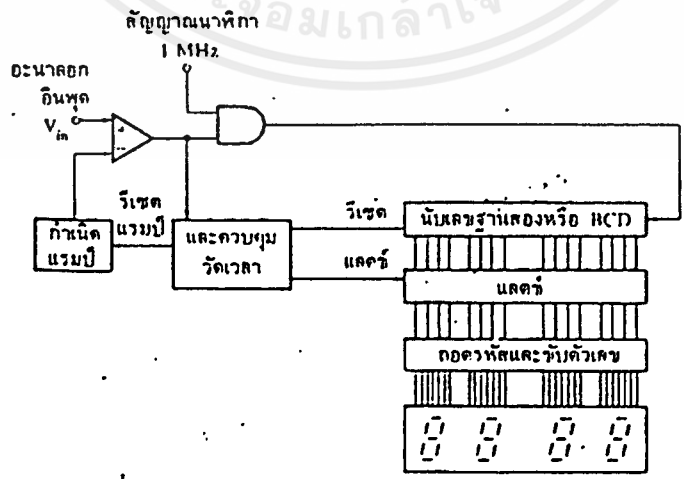


รูปที่ 2.6 แสดงการต่อวงจรของ Flash A/D Converter

ดังนั้นวงจร A/D Converter แบบนี้จึงเป็นวงจรที่มีความเร็วในการแปลงสัญญาณสูงมาก แต่ก็มีข้อเสียคือเมื่อต้องการสัญญาณที่มีความละเอียดสูง วงจรจะมีขนาดใหญ่ เช่นถ้าต้องการความละเอียด 8 บิต จะต้องใช้วงจรเปรียบเทียบถึง 255 ตัว (จำนวนวงจรเปรียบเทียบเท่ากับ  $2^n - 1$  โดยที่ n เป็นจำนวนบิตของข้อมูล)

2.5.1.3 ตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอลแบบอินทิเกรต

แบบสโลปเดี่ยว (Single ramp หรือ Single slope)

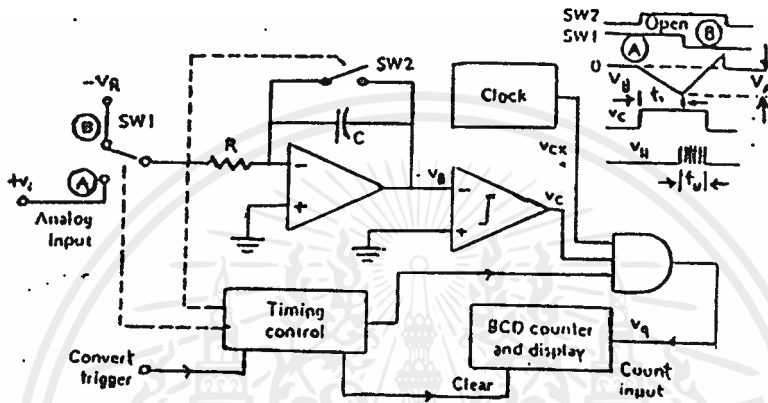


รูปที่ 2.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ A/D แบบ Single Slope

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร A/D Converter แบบนี้ประกอบด้วยวงจรกำเนิดสัญญาณแรมป์, วงจรเปรียบเทียบ, วงจรนับเลขฐานสอง เมื่อเริ่มทำการเปลี่ยนสัญญาณ สัญญาณแรมป์และวงจรถ่ายโอนจะถูกรีเซ็ตให้เป็นศูนย์ แรงดันอนาล็อกจะถูกป้อนไปยังวงจรเปรียบเทียบทางขาอินพุตแบบไม่ย้อนกลับ วงจรเปรียบเทียบก็จะให้เอาต์พุตเป็นสถานะ "1" ทำให้แอนคเคปต์ล้อยสัญญาณนาฬิกา ผ่านไปยังวงจรถ่ายโอนได้ และทำให้เริ่มเกิดสัญญาณแรมป์ จนกระทั่งสัญญาณแรมป์มีแรงดันเพิ่มขึ้นมากกว่าแรงดันอินพุต เอาต์พุตจะมีสถานะเป็น "0" ทำให้แอนคเคปต์ล้อยสัญญาณนาฬิกา วงจรถอดรหัสจะแปลงค่าจากแลตซ์ออกมาเป็นเลขดิจิตอล

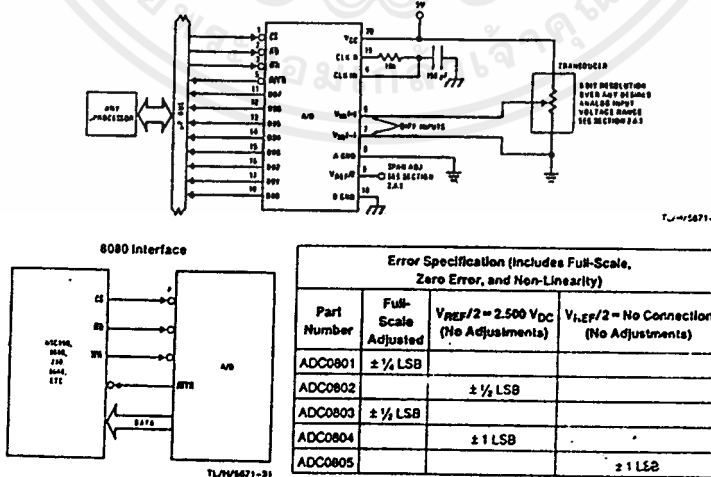
**แบบสโลปคู่(Dual Slope)**



รูปที่ 2.8 โค้ดแแกรมการทำงานของ A/D แบบ Dual Slope

ลักษณะการทำงานของ A/D Converter แบบสโลปคู่จะคล้ายกับสโลปเดี่ยวแต่ต่างกันที่แบบสโลปคู่จะมีการเปรียบเทียบสัญญาณ 2 เฟสคือ ในครั้งแรกจะเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตที่ไม่ทราบค่าหลังจากนั้นจะเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงทำให้มีความแม่นยำมากขึ้น

**Typical Applications**



รูปที่ 2.9 การเชื่อมต่อ ADC0804

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## มีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

- 1 เป็นตัวแปลงสัญญาณ A/D ชนิด Successive Approximation ที่สามารถแปลงเป็นเลขฐานสองได้ถึง 8 บิต
- 2 สามารถแปลงสัญญาณอนาล็อกขนาดเล็กให้แสดงเต็มสเกลของผลลัพธ์การแปลง 8 บิตได้
- 3 สามารถเชื่อมต่อกับไมโครโปรเซสเซอร์ได้ทุกชนิดหรือสามารถทำงานได้ด้วยตัวเองได้ (Stand Alone)
- 4 วงจรอินพุตและเอาต์พุตมีความเหมาะสมต่อระดับความต่างศักย์ของ Mos และ TTL
- 5 มีแหล่งกำเนิดสัญญาณนาฬิกาในชิป
- 6 ไม่ต้องปรับเทียบหาตำแหน่งศูนย์
- 7 ความกว้างชิป 0.3" package แบบ Dip 20 pin
- 8 แสดงความแตกต่างของความต่างศักย์อนาล็อกอินพุต

### รายละเอียดเกี่ยวกับชิป.

- Resolution 8 bits
- อัตราการแปลง 100  $\mu$ s/รอบ
- ค่าผิดพลาด  $\pm 1$  LSB
- ช่วงอุณหภูมิใช้งาน  $0^{\circ}\text{C} < T_A < +70^{\circ}\text{C}$
- แหล่งจ่ายไฟบวก 4.3 Vdc ถึง 6.3 Vdc

### อัตราการทนต่อการทำงานสูงสุดของ ADC0804

- แหล่งจ่ายไฟบวก ไม่เกิน +6.5 V
- ความต่างศักย์ขาควบคุมอินพุต -0.3V ถึง +18V
- อุณหภูมิที่สะสมภายในชิป  $-65^{\circ}\text{C}$  ถึง  $150^{\circ}\text{C}$
- อุณหภูมิในขณะที่ทำการบัตกรี ไม่เกิน  $260^{\circ}\text{C}$

ถ้าทุกข้อที่กล่าวมามีค่ามากกว่านี้จะทำให้อุปกรณ์พังอย่างถาวร

### คุณสมบัติทางไฟฟ้าของ ADC0804

เมื่อป้อนแหล่งจ่ายไฟบวก 5V และ  $T_A$  25V

## ตารางที่ 2.4 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของ ADC0804

### Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

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

Supply Voltage ( $V_{CC}$ ) (Note 3)	6.5V
Logic Control Inputs	-0.3V to +18V
At Other Input and Outputs	-0.3V to ( $V_{CC} + 0.3V$ )
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (plastic)	260°C
Dual-In-Line Package (ceramic)	300°C
Surface Mount Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$	875 mW
ESD Susceptibility (Note 10)	800V

### Operating Ratings (Notes 1 & 2)

Temperature Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
ADC0801/02LJ	-55°C $\leq T_A \leq$ +125°C
ADC0801/02/03/04LCJ	-40°C $\leq T_A \leq$ +85°C
ADC0801/02/03/05LCN	-40°C $\leq T_A \leq$ +85°C
ADC0804LCN	0°C $\leq T_A \leq$ +70°C
ADC0802/03/04LCV	0°C $\leq T_A \leq$ +70°C
ADC0802/03/04LCWM	0°C $\leq T_A \leq$ +70°C
Range of $V_{CC}$	4.5 $V_{DC}$ to 6.3 $V_{DC}$

### Electrical Characteristics

The following specifications apply for  $V_{CC} = 5 V_{DC}$ ,  $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$  and  $f_{CLK} = 640$  kHz unless otherwise specified.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ADC0801: Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj. (See Section 2.5.2)			$\pm 1/4$	LSB
ADC0802: Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2 = 2.500 V_{DC}$			$\pm 1/2$	LSB
ADC0803: Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj. (See Section 2.5.2)			$\pm 1/2$	LSB
ADC0804: Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2 = 2.500 V_{DC}$			$\pm 1$	LSB
ADC0805: Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2$ -No Connection			$\pm 1$	LSB
$V_{REF}/2$ Input Resistance (Pin 9)	ADC0801/02/03/05 ADC0804 (Note 9)	2.5 0.75	8.0 1.1		k $\Omega$ k $\Omega$
Analog Input Voltage Range	(Note 4) $V(+)$ or $V(-)$	Gnd-0.05		$V_{CC} + 0.05$	$V_{DC}$
DC Common-Mode Error	Over Analog Input Voltage Range		$\pm 1/16$	$\pm 1/8$	LSB
Power Supply Sensitivity	$V_{CC} = 5 V_{DC} \pm 10\%$ Over Allowed $V_{IN}(+)$ and $V_{IN}(-)$ Voltage Range (Note 4)		$\pm 1/16$	$\pm 1/8$	LSB

### AC Electrical Characteristics

The following specifications apply for  $V_{CC} = 5 V_{DC}$  and  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$T_C$	Conversion Time	$f_{CLK} = 640$ kHz (Note 6)	103		114	$\mu\text{s}$
$T_C$	Conversion Time	(Note 5, 6)	66		73	$1/f_{CLK}$
$f_{CLK}$	Clock Frequency	$V_{CC} = 5V$ , (Note 5)	100	640	1460	kHz
	Clock Duty Cycle	(Note 5)	40		60	%
CR	Conversion Rate in Free-Running Mode	$INTR$ tied to $WR$ with $CS = 0 V_{DC}$ , $f_{CLK} = 640$ kHz	8770		9708	conv/s
$t_{W(WR)L}$	Width of $WR$ Input (Start Pulse Width)	$CS = 0 V_{DC}$ (Note 7)	100			ns
$t_{ACC}$	Access Time (Delay from Falling Edge of $RD$ to Output Data Valid)	$C_L = 100$ pF		135	200	ns
$t_{IH} t_{OH}$	TRI-STATE Control (Delay from Rising Edge of $RD$ to Hi-Z State)	$C_L = 10$ pF, $R_L = 10k$ (See TRI-STATE Test Circuits)		125	200	ns
$t_{WH} t_{RH}$	Delay from Falling Edge of $WR$ or $RD$ to Reset of $INTR$			300	450	ns
$C_{IN}$	Input Capacitance of Logic Control Inputs			5	7.5	pF
$C_{OUT}$	TRI-STATE Output Capacitance (Data Buffers)			5	7.5	pF

CONTROL INPUTS [Note: CLK IN (Pin 4) is the input of a Schmitt trigger circuit and is therefore specified separately]

$V_{IN}(1)$	Logical "1" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN)	$V_{CC} = 5.25 V_{DC}$	2.0	15	$V_{CC}$
-------------	---	------------------------	-----	----	----------

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## AC Electrical Characteristics (Continued)

The following specifications apply for  $V_{CC} = 5V_{DC}$  and  $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ , unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>CONTROL INPUTS</b> [Note: CLK IN (Pin 4) is the input of a Schmitt trigger circuit and is therefore specified separately]						
$V_{IN}(0)$	Logical "0" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN)	$V_{CC} = 4.75 V_{DC}$			0.8	$V_{DC}$
$I_{IN}(1)$	Logical "1" Input Current (All Inputs)	$V_{IN} = 5 V_{DC}$		0.005	1	$\mu A_{DC}$
$I_{IN}(0)$	Logical "0" Input Current (All Inputs)	$V_{IN} = 0 V_{DC}$	-1	-0.005		$\mu A_{DC}$
<b>CLOCK IN AND CLOCK R</b>						
$V_{T+}$	CLK IN (Pin 4) Positive Going Threshold Voltage		2.7	3.1	3.5	$V_{DC}$
$V_{T-}$	CLK IN (Pin 4) Negative Going Threshold Voltage		1.5	1.8	2.1	$V_{DC}$
$V_H$	CLK IN (Pin 4) Hysteresis ( $V_{T+} - V_{T-}$ )		0.6	1.3	2.0	$V_{DC}$
$V_{OUT}(0)$	Logical "0" CLK R Output Voltage	$I_O = 360 \mu A$ $V_{CC} = 4.75 V_{DC}$			0.4	$V_{DC}$
$V_{OUT}(1)$	Logical "1" CLK R Output Voltage	$I_O = -360 \mu A$ $V_{CC} = 4.75 V_{DC}$	2.4			$V_{DC}$
<b>DATA OUTPUTS AND <math>\overline{INTR}</math></b>						
$V_{OUT}(0)$	Logical "0" Output Voltage Data Outputs $\overline{INTR}$ Output	$I_{OUT} = 1.6 mA, V_{CC} = 4.75 V_{DC}$ $I_{OUT} = 1.0 mA, V_{CC} = 4.75 V_{DC}$			0.4 0.4	$V_{DC}$ $V_{DC}$
$V_{OUT}(1)$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -360 \mu A, V_{CC} = 4.75 V_{DC}$	2.4			$V_{DC}$
$V_{OUT}(1)$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -10 \mu A, V_{CC} = 4.75 V_{DC}$	4.5			$V_{DC}$
$I_{OUT}$	TRI-STATE Disabled Output Leakage (All Data Buffers)	$V_{OUT} = 0 V_{DC}$ $V_{OUT} = 5 V_{DC}$	-3		3	$\mu A_{DC}$ $\mu A_{DC}$
$I_{SOURCE}$		$V_{OUT}$ Short to Gnd, $T_A = 25^\circ C$	4.5	6		$mA_{DC}$
$I_{SINK}$		$V_{OUT}$ Short to $V_{CC}$ , $T_A = 25^\circ C$	9.0	16		$mA_{DC}$
<b>POWER SUPPLY</b>						
$I_{CC}$	Supply Current (Includes Ladder Current)  ADC0801/02/03/04LCJ/05 ADC0804LCN/LCV/LCWM	$f_{CLK} = 640 kHz$ , $V_{REF/2} = NC, T_A = 25^\circ C$ and $CS = 5V$			1.1 1.9	1.8 2.5 $mA$ $mA$

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: All voltages are measured with respect to Gnd, unless otherwise specified. The separate A Gnd point should always be wired to the D Gnd.

Note 3: A zener diode exists, internally, from  $V_{CC}$  to Gnd and has a typical breakdown voltage of  $7 V_{DC}$ .

Note 4: For  $V_{IN}(-) \geq V_{IN}(+)$  the digital output code will be 0000 0000. Two on-chip diodes are tied to each analog input (see block diagram) which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the  $V_{CC}$  supply. Be careful, during testing at low  $V_{CC}$  levels (4.5V), as high level analog inputs (5V) can cause this input diode to conduct—especially at elevated temperatures, and cause errors for analog inputs near full-scale. The spec allows 50 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog  $V_{IN}$  does not exceed the supply voltage by more than 50 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0  $V_{DC}$  to 5  $V_{DC}$  input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of  $4.950 V_{DC}$  over temperature variations, initial tolerance and loading.

Note 5: Accuracy is guaranteed at  $f_{CLK} = 640 kHz$ . At higher clock frequencies accuracy can degrade. For lower clock frequencies, the duty cycle limits can be extended so long as the minimum clock high time interval or minimum clock low time interval is no less than 275 ns.

Note 6: With an asynchronous start pulse, up to 8 clock periods may be required before the internal clock phases are proper to start the conversion process. The start request is internally latched, see Figure 2 and section 2.0.

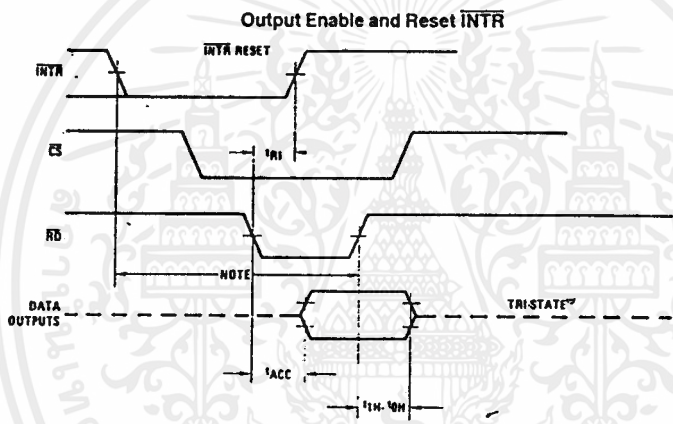
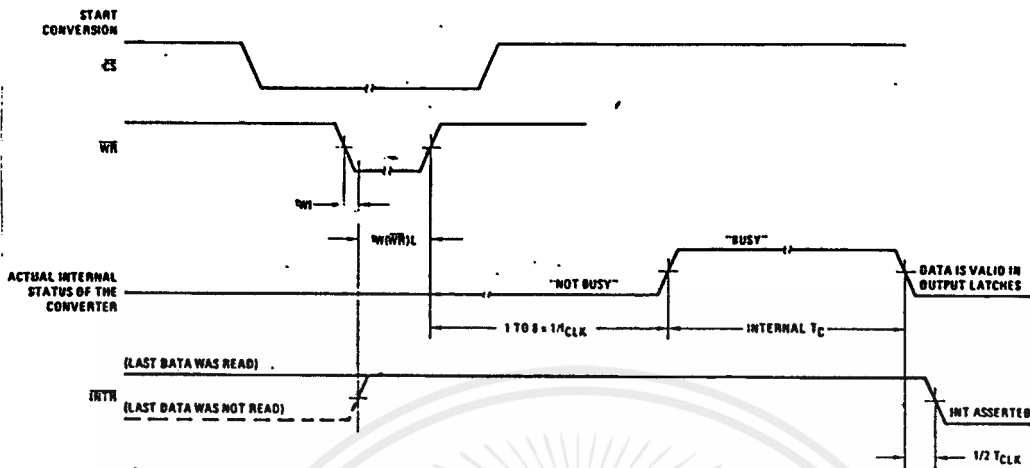
Note 7: The  $CS$  input is assumed to bracket the  $WR$  strobe input and therefore timing is dependent on the  $WR$  pulse width. An arbitrarily wide pulse width will hold the converter in a reset mode and the start of conversion is initiated by the low to high transition of the  $WR$  pulse (see timing diagrams).

Note 8: None of these A/Ds requires a zero adjust (see section 2.5.1). To obtain zero code at other analog input voltages see section 2.5 and Figure 5.

Note 9: The  $V_{REF/2}$  pin is the center point of a two-resistor divider connected from  $V_{CC}$  to ground. In all versions of the ADC0801, ADC0802, ADC0803, and ADC0805, and in the ADC0804LCJ, each resistor is typically 16 k $\Omega$ . In all versions of the ADC0804 except the ADC0804LCJ, each resistor is typically 2.2 k $\Omega$ .

Note 10: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k $\Omega$  resistor.

### Timing Diagram



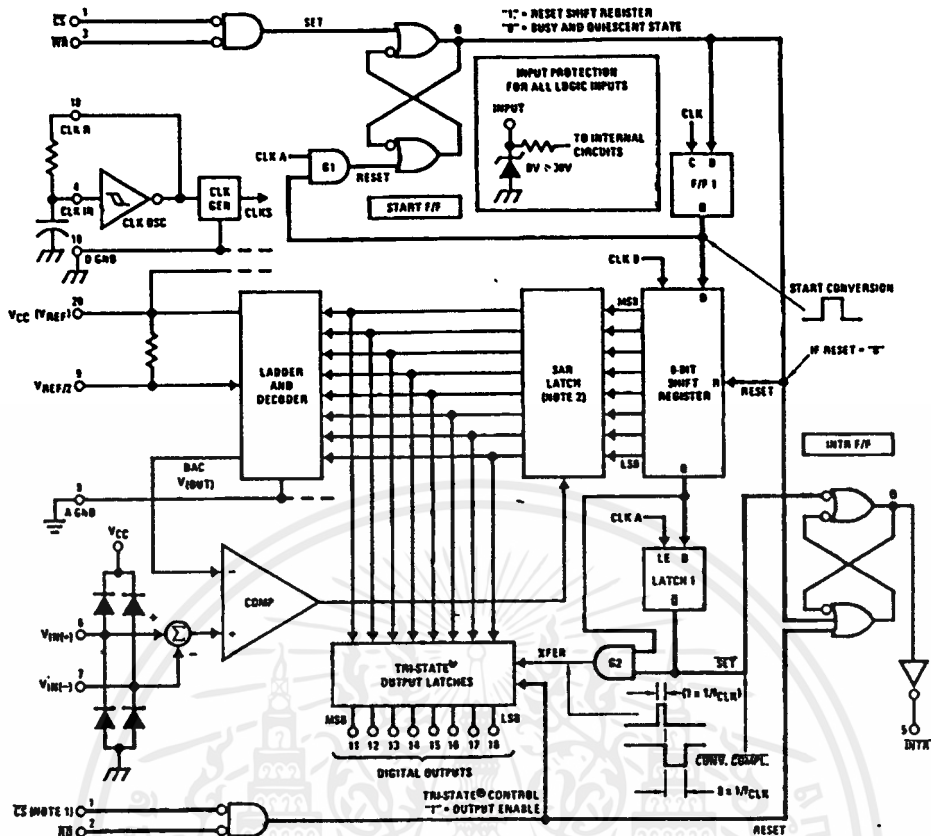
TU/H/5671-4

### การทำงานของ ADC0804

Analog switch ใน ADC0804 จะถูกกำกับโดยวงจร Successive Approximation เพื่อให้เหมาะสมกับความแตกต่างของ ความต่างศักย์อินพุต ( $V_{in(+)} - V_{in(-)}$ ) บิตนัยสำคัญสูงสุดจะถูกตรวจสอบก่อน หลังจากเปรียบเทียบทั้งหมด 8 ครั้ง ( 64 clock) รหัสดิจิตอลเลขฐานสอง 8 บิต (1111 1111 -full scale) จะถูกส่งไปที่ output latch แล้วจะมีสัญญาณinterrupt ขึ้น ( ขา interrupt เปลี่ยนจาก high เป็น low) การ interrupt อาจเกิดขึ้นได้จากวิธีป้อนคำสั่ง start ซ้ำเป็นครั้งที่ 2 ก็ได้

ในการเปลี่ยนสัญญาณขา WR จาก High เป็น Low จะทำให้ SAR Latch และ ชิพรีจิสเตอร์ ถูกรีเซ็ต คราวใดที่ขา CS และ WR ยัง Low อยู่ A/D จะอยู่ในสภาวะรีเซ็ตตลอดไป การแปลงสัญญาณจะเริ่มขึ้น ที่ 1 ถึง 8 นาฬิกา หลังจากสัญญาณจากขาเหล่านี้เปลี่ยนจาก Low เป็น High

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Note 1: CS shown twice for clarity.  
 Note 2: SAR = Successive Approximation Register.

รูปที่ 2.10 ไคอะแกรมการทำงานของ A/D

**Digital Control Input**

ประกอบไปด้วยขา CS ,RD และ WR ซึ่งอยู่ในมาตรฐานของความต่างศักย์ของวงจร TTL ขาเหล่านี้จะทำงานเมื่อได้รับสัญญาณ Low เพื่อให้ง่ายกับการเชื่อมต่อกับไมโครคอนโทรลเลอร์ ในงานที่ไม่ต้องประยุกต์มากนัก มักให้ขา CS เป็น Low ตลอดเวลา A/D จะเริ่มแปลงสัญญาณ เมื่อขา WR และ RD เป็น Low เท่านั้น

**Digital Differential Voltage Input and Common mode Rejection**

common mode noise สามารถทำให้ลดลงได้จากความแตกต่างของความต่างศักย์อินพุต และเวลาที่ใช้ในการ sampling ระหว่าง Vin(+) และ Vin(-) ประมาณ 4 คาบนาฬิกา Error ที่เกิดจากการ Sampling คือ

$$\Delta V_e (\max) = V_p (2\pi f_{cm})(4.5/f \text{ clk})$$

โดย  $\Delta V_e$  คือความต่างศักย์ Error จาก Sampling Delay

$V_p$  คือค่าสูงสุดของ Common mode voltage

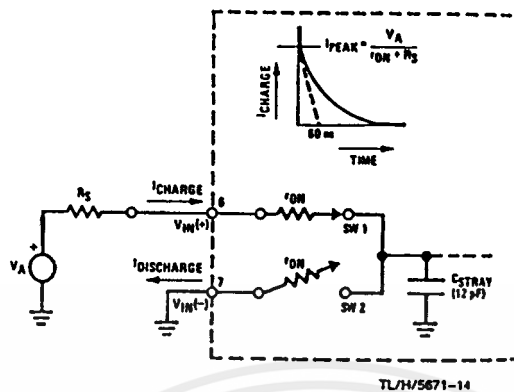
$f_{cm}$  คือความถี่ Common mode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Analog Inputs

### Input current

(normal mode) กระแส input จะไหลเข้ามาตามรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 Analog input Impedance

(Fault mode) ถ้ามีความต่างศักย์ป้อนไปที่ขา  $V_{in}(+)$  และ  $V_{in}(-)$  มากเกิน  $V_{cc} + 50$  mV กระแสอินพุทจำนวนมากจะไหลป้อนผ่านไดโอดไปที่ขา  $V_{cc}$  ถ้ากระแสมีค่ามากกว่า 1 mA ควรใช้ไดโอด (1N914) bypass กระแสนี้ไม่ให้ไหลไปที่  $V_{cc}$  กระแสที่  $V_{in}(+)$  จะสามารถมากกว่า  $V_{cc}$  ได้ถ้า Forward diode นี้

### Input Bypass Capacitor

ตัวเก็บประจุที่ต่อ bypass ด้าน input จะเฉลี่ยประจุและทำให้กระแสตรงจะไหลโดยตลอด ความต้านทานภายนอกจากแหล่งกำเนิดสัญญาณอนาล็อก อย่างไรก็ตาม ตัวเก็บประจุ bypass จะไม่ใช่ที่ input  $V_{ref}/2$  ซึ่งมีแหล่งกำเนิดความต้านทานสูงๆ (>1 k $\Omega$ ) นอกจากนี้ตัวเก็บประจุ bypass ยังกำจัด noise ได้ ถ้าจะลดค่าเก็บประจุลงต้องใช้แหล่งกำเนิดความต้านทานค่าสูงต่อที่ขานั้น

### Input source Resistance

ค่าแหล่งกำเนิดความต้านทานหลายๆซึ่งไม่ใช่ตัวเก็บประจุ bypass ไม่ทำให้เกิดความผิดพลาดต่อการแปลงสัญญาณ ถ้าใช้วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำควรใช้ความต้านทานค่าต่ำๆจะได้ใช้ตัวเก็บประจุกรองสัญญาณรบกวนประมาณ 0.1- $\mu$ F ก็เพียงพอแล้ว

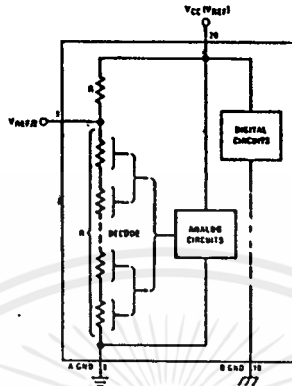
### Noise

ขออนาล็อกอินพุท(ขา 6 และ ขา 7) ควรสั้นที่สุดเท่าที่จะสั้นได้เพื่อกำจัด noise ค่า source resistance ควรต่ำกว่า 5k $\Omega$  ถ้ามากกว่านี้ จะทำ noise มากขึ้น ตัวเก็บประจุที่ต่อกับขออนาล็อกอินพุท และ กราวด์จะช่วยกำจัด noise แต่จะทำให้ scale มีการผิดพลาดขึ้น ซึ่งสามารถปรับเทียบโดยใช้วิธี span adjust

## Reference Voltage

### Span Adjust

เพื่อการประยุกต์ที่ซับซ้อนขึ้นไป A/D สามารถทำงานที่ 5Vdc, 2.5Vdc หรือค่าที่ปรับที่ Vref ดังรูปที่ 2.12 สังเกตว่าความต่างศักย์มีค่าเป็น 1/2 เท่าของ Vcc



รูปที่ 2.12 The V reference Design on the IC

ตัวอย่างการใช้งาน Vref ก็คือปรับสเกลการแปลงสัญญาณเช่นถ้าสัญญาณอนาลอกอินพุตอยู่ในช่วง 0.5 Vdc ถึง 3.5Vdc แทนที่จะเป็น 0-5 Vdc ช่วงสเกลก็กว้างเพียง 3 โวลต์เท่านั้น ทำได้โดยวงจร ดังรูปที่ 5 โดยป้อนค่า 0.5 Vdc ที่ขา Vin(-) เพื่อ offset สัญญาณ Vref ทำให้เท่ากับ 1/2 เท่าของความ กว้างสเกล 3V ทำให้ A/D แปลงสัญญาณจาก Vin(+) จากค่า 0.5V-3.5V โดยค่า 0.5Vdc คือค่า 0 และ ค่า 3.5Vdc คือค่า full scale

### Reference Accuracy Requirement

ที่อุณหภูมิไม่เหมาะสมกับการทำงานควรใช้ไดโอดต่อเข้าที่ขา Vref

### Error and Reference Voltage Adjustment

A/D ชนิดนี้ไม่ต้องการปรับเทียบศูนย์ ถ้าค่าต่ำสุดของสัญญาณอนาลอกไม่ใช่ค่าศูนย์ (Vin ไม่ลง ground) A/D converter สามารถแปลงค่าต่ำสุดของสัญญาณให้เป็นศูนย์ได้

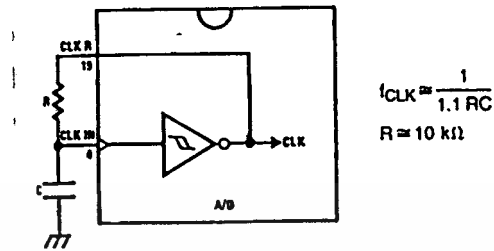
ในกรณีที่ศูนย์ผิดไปเกิดเนื่องจากตำแหน่งของการส่งผ่านข้อมูลสามารถตรวจสอบได้จาก ต่อ Vin ลง ground แล้วป้อนสัญญาณเล็กๆ เข้าไปที่ Vin (+) ค่า Zero Error คือความแตกต่างของความ ต่างศักย์สัญญาณอนาลอกที่ทำให้สัญญาณดิจิตอลเปลี่ยนจาก 00000000 ไปเป็น 00000001

### Full Scale

ปรับได้จาก Vref

## Clocking Option

สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในA/D สามารถใช้จาก CPU หรือวงจรRC จาก ภายนอกหรือใช้ clk in (ขา4)ซึ่งสามารถใช้เป็นขมิตริกเกอร์ได้ดังรูปที่2.13



รูปที่ 2.13 Self – Clocking the A/D

ค่าเก็บประจุหรือ โหลดของclk Rควรมีค่าน้อยๆเพื่อไม่ให้รบกวนการแปลงสัญญาณตามปกติload ควรน้อยกว่า50pF

### Restart During a Conversion

ถ้าA/D ถูกทำให้เริ่มการทำงานใหม่อีกครั้ง(CS และWR เปลี่ยนเป็นLow แล้วกลับเป็นHigh อีกครั้ง)ในระหว่างการแปลงสัญญาณอยู่ converter จะ รีเซ็ตแล้วเริ่มการทำงานใหม่ ค่า Output จะไม่เปลี่ยนแปลงจนกว่าการแปลงข้อมูลจะแล้วเสร็จถึงแม้ว่าข้อมูลยังอยู่แต่ขา INTR ยังคงอยู่ที่High

### Continuous Conversions

อยู่ในfree running modeให้ CSลง groundและขา WRต่อกับขา INTR จุดเชื่อมต่อระหว่าง WRและ INTRต่อลงgroundด้วยจะทำให้วงจรเป็น Low เกิดการแปลงต่อเนื่อง

### Driving the Data bus

ค่าเก็บประจุของ Databus ควรน้อยๆจะทำให้ Response Time น้อยลง ถ้าค่าเก็บประจุมาก ต้องมีวงจร Drive ,มักเป็น DM74LS240

### Power Supply

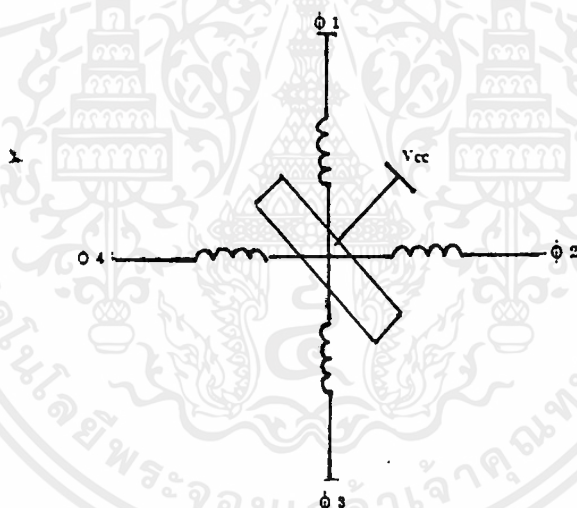
noise จาก Power Supply ทำให้การแปลงสัญญาณผิดพลาดควรใช้ตัวเก็บประจุแบบ tantalum ประมาณ  $1 \mu\text{F}$  ขึ้นไปมากำจัด noise ที่ขาVcc

## 2.6 ทฤษฎีและหลักการทำงานของสเตปป์มอเตอร์

### 2.6.1 นิยามของสเตปป์มอเตอร์

- จะมีเพลาหมุนเป็นสเตป
- ป้อนอินพุตด้วยพัลส์ที่มีความถี่ค่าหนึ่ง
- จะหมุนไปที่ละสเตปในแต่ละพัลส์
- ขนาดของสเตปขึ้นอยู่กับารออกแบบสเตปป์มอเตอร์
- จะสามารถควบคุมการเคลื่อนที่ด้วยความถี่และความกว้างของพัลส์

สเตปป์มอเตอร์ (stepping moter) เป็นอุปกรณ์ทางกลที่อาศัยหลักการของแม่เหล็กไฟฟ้าในการทำงานให้มอเตอร์หมุนตัวนั้นๆ การควบคุมให้สเตปป์มอเตอร์หมุนสามารถออกแบบให้ใช้สัญญาณดิจิทัลในการควบคุมได้ โดยสัญญาณดิจิทัลจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณอนาลอกเพื่อขับกระแสไฟฟ้า ซึ่งเราสามารถควบคุมให้สเตปป์มอเตอร์หมุนตามเข็มหรือทวนเข็มนาฬิกาโดยการควบคุมสัญญาณดิจิทัล

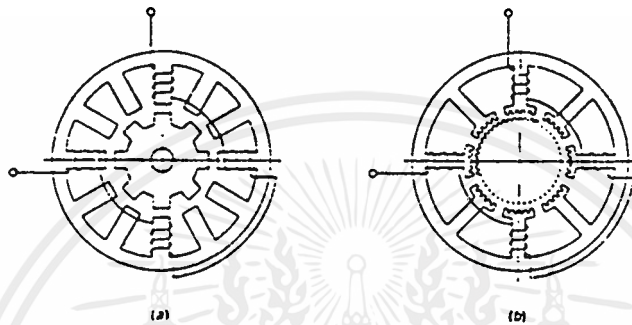


รูปที่ 2.14 แสดงโครงสร้างอย่างง่ายของสเตปป์มอเตอร์

จากรูป สเตปมอเตอร์ประกอบด้วยขดลวด 4 ขดเป็น  $\phi 1$  ,  $\phi 2$  ,  $\phi 3$  , และ  $\phi 4$  โดยแต่ละขดจะต่อรวมกันอยู่ที่ขั้ว  $V_{cc}$  และมีแกนหมุนเป็นแกนแท่งแม่เหล็ก ถ้ามีการนำกระแสที่ขดลวดใด แท่งแม่เหล็กที่เป็นตัวหมุนหรือ โรเตอร์ จะพยายามปรับตัวเองให้อยู่ในแนวที่เส้นแรงแม่เหล็กผ่านมากที่สุดคั้งนั้น ถ้าให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กเป็นช่วงๆ เร็วๆ ไปโดยให้ขดลวดนำกระแสที่ขดโรเตอร์ก็จะหมุนได้ และเราสามารถใช้ระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมสเตปมอเตอร์หมุนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังเช่นทุกวันนี้เราจะเห็นสเตปป์มอเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ควบคุมระบบต่างๆ เช่นในเครื่อง กอมพิวเตอร์ ตัวขับแผ่นดิสค์ เป็นต้น ถ้าเป็น AC มอเตอร์ หรือ DC มอเตอร์ เราไม่สามารถควบคุม ให้หมุนเป็นทีละน้อยๆ ได้ ถ้าจะเปรียบเทียบสเตปป์มอเตอร์กับ AC มอเตอร์ หรือ DC มอเตอร์ จะ เห็นว่าสเตปป์มอเตอร์จะทำงานแบบ Opened Loop ซึ่ง DC มอเตอร์จะทำงานแบบ Closed Loop จริงๆ แล้วโครงสร้างภายในจะประกอบด้วยขดลวดจำนวนมาก เรียงอยู่เป็นกลุ่มๆ ดังรูปที่ 2.15



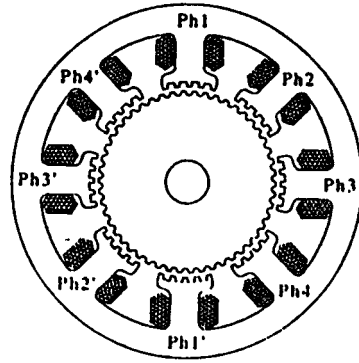
รูปที่ 2.15 แสดงโครงสร้างของสเตปป์มอเตอร์

### 2.6.2 ชนิดของสเตปป์มอเตอร์

สเตปป์มอเตอร์แบ่งได้ 3 ชนิด

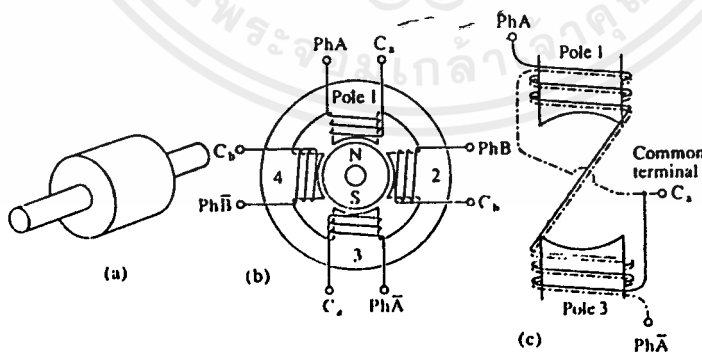
- วาไรเอเบิลรีลัคแตนซ์ ( Variable - Reluctance ( VR.) Type )
- เพอร์มาเนนต์แมกเน็ต ( Permanent - Magnet ( PM ) Type )
- ไฮบริด ( Hybrid Type )

วาไรเอเบิลรีลัคแตนซ์ มีโครงสร้างของโรเตอร์แบบมัลติทิวทำจากแม่เหล็กอ่อน จะมีขดลวด 3 เฟส และส่วนที่คงที่ 6 ซึ่งที่สมมาตรกัน ส่วนคงที่ 2 ซึ่งคิดเป็น 1 เฟสขดลวดจะถูกต่ออยู่แบบ อนุกรมหรือขนานและมีแกนเหล็ก 4 ซึ่งสำหรับหมุน ( rotor ) ซึ่งทำจากเหล็กชนิด Soft - Iron ส่วนที่ คงที่จะทำจากเหล็กที่แยกเป็นชิ้นต่างๆ เมื่อใส่กระแสไฟฟ้าเข้าไปที่ขดลวดสเตเตอร์ จะทำให้ขด แม่เหล็ก ซึ่งจะดึงโรเตอร์ให้อยู่ในตำแหน่งตรงกับขดลวดเพื่อให้ค่ารีลัคแตนซ์น้อย



รูปที่ 2.16 แสดงสเตปป์มอเตอร์แบบวาริเอเบิลรีล็กแดนซ์ชนิดสี่เฟสจำนวนฟันบน โรเตอร์ 50ซี่จำนวน 200 สเตปป์ต่อรอบ มุมสเตปป์ 1.8 องศา

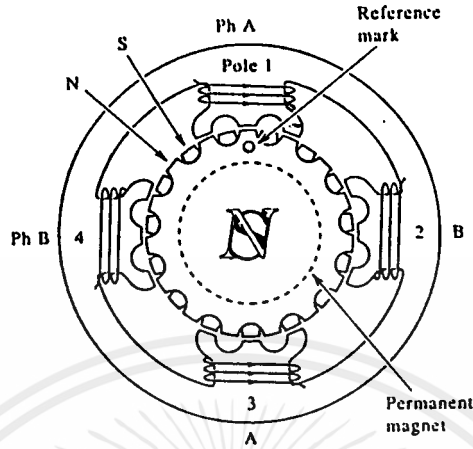
เพอร์มาเนนต์แมกเน็ตมีโครงสร้างของโรเตอร์แบบเรียบไม่มีขั้วแม่เหล็ก และบนโรเตอร์จะเป็นแกนแม่เหล็กถาวรทำจากแม่เหล็กผสมที่เรียกว่า Alnico การควบคุมทำได้โดยป้อนกระแสกระตุ้นที่ขดลวดบนสเตเตอร์ เช่น ถ้าเป็นสเตเตอร์แบบ 4 เฟสจะมีขั้วแม่เหล็กอยู่ 4 ขั้ว ซึ่งมีคอยล์พันอยู่แยกจากกัน ขั้วแม่เหล็กถาวรบน โรเตอร์จะถูกแรงดึงดูดจากขั้วแม่เหล็กบนสเตเตอร์เมื่อป้อนกระแสเข้าสู่ขดลวด โรเตอร์จะอยู่คงที่ที่ขั้วแม่เหล็กบนสเตเตอร์นั้นถึงแม้ว่าจะไม่ป้อนกระแสไฟฟ้าอีกต่อไปทำให้เกิดแรงยึดเหนี่ยวขึ้น สเตปป์มอเตอร์นี้มีข้อดีในเรื่องของความถูกต้องของตำแหน่งและความเร็วมากเมื่อเปรียบเทียบกับชนิดอื่น



รูปที่ 2.17 แสดงสเตปป์มอเตอร์แบบเพอร์มาเนนต์แมกเน็ต

a) โรเตอร์ทรงกระบอก b) แกนสเตเตอร์และการพันเส้นลวด c) การพันลวด ไบพิลาร์

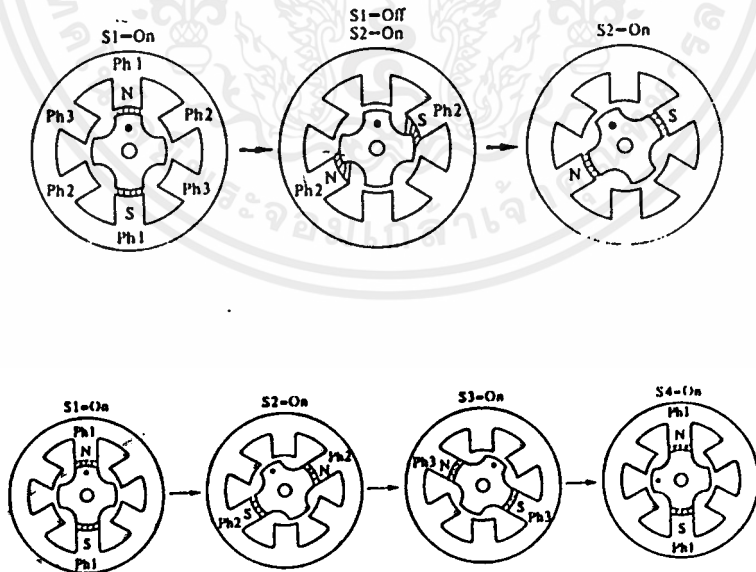
ไฮบริดเป็นชนิดที่นิยมใช้งาน โครงสร้างภายในได้มาจากการรวมเอาโครงสร้างของสเตเตอร์ชนิดวาริเอเบิลรีลักแตนซ์และ โครงสร้างของโรเตอร์ชนิดเพอร์มาเนนต์แมกเน็ตมาประกอบเข้าด้วยกันจึงทำให้เป็นมอเตอร์ชนิดมีแรงบิดเหนียวสูง มีแรงบิดคิ่งและแรงผลักได้ดี มีความคงทน และทำงานได้ดีแม้ว่าจะมีสเตปเตอร์รอบในการหมุนสูง



รูปที่ 2.18 แสดงสเตปป์มอเตอร์แบบไฮบริดชนิด 2 เฟส

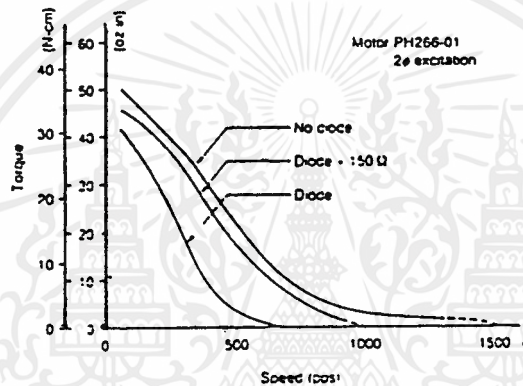
### 2.6.3 การขับให้สเตปป์มอเตอร์หมุน

สเตปป์มอเตอร์ประกอบด้วยขดลวด 4 เฟส และมีแกนหมุนหรือโรเตอร์เป็นแท่งแม่เหล็ก โดยขดลวดทั้ง 4 จะมีขารวมกันอยู่ 1 ขา ดังรูปที่ 2.23 โดยต่ออยู่กับ Vcc



รูปที่ 2.19 แสดงการทำให้สเตปป์มอเตอร์หมุน

ถ้าขดลวดนำกระแสจะเกิดอำนาจแม่เหล็กขึ้น แกนหมุนหรือโรเตอร์จะต้องปรับตัวให้อยู่ในแนวสนามแม่เหล็ก ถ้าเราให้ขดลวดนำกระแสที่ละขดเรียงกันไปโดยต่อขดลวดลงกราวด์ทีละเฟสสนามแม่เหล็กจะเกิดขึ้นที่ขดลวดแต่ละขด ทำให้แกนแม่เหล็กวางตัวตามแนวขดลวดทีละขดด้วย ถ้าเราให้ขดลวดนำกระแสทีละเฟสดังนี้ 01 02 03 04 โดยวนไปเรื่อยๆ จะทำให้แกนหมุนหมุนตามเข็มนาฬิกาได้ การเปลี่ยนเฟสนำกระแสจากเฟสแรกไปเฟสถัดไป (เช่นเฟส 1 ไปเฟส 2 ) จะต้องมีการหน่วงเวลา ถ้าหน่วงเวลามากแกนจะหมุนช้า ถ้าหน่วงเวลาน้อยจะหมุนเร็ว โดยปกติแล้วถ้าหมุนเร็วแรงบิด ( Torque ) จะมีค่าน้อย ซึ่งแสดงได้ดังกราฟรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการหมุนกับแรงบิด

โดยปกติแล้วการทำให้สเต็ปป์มอเตอร์หมุนจะมีด้วยกัน 3 วิธี

1. การขับทีละเฟส การทำให้สเต็ปป์มอเตอร์หมุนครบรอบจะต้องให้กระแสไหลผ่าน 01 02 03 และ 04 ตามลำดับโดยความเร็วในการหมุนขึ้นอยู่กับระยะเวลาในการให้กระแสไหลผ่านแต่ละขด ถ้าให้ ON คือขดลวดนำกระแส และ OFF คือขดลวดหยุดนำกระแสเราสามารถเขียนเป็นตาราง ในการขับสเต็ปป์มอเตอร์แบบที่หนึ่งได้ดังนี้

## ตารางที่ 2.5 แสดงการขับสเตรปิ้งมอเตอร์แบบเฟสเดียว

O1	O2	O3	O4
ON	OFF	OFF	OFF
OFF	ON	OFF	OFF
OFF	OFF	ON	OFF
OFF	OFF	OFF	ON

2. การขับทีละสองเฟส โดยจะให้ขดลวดนำกระแสพร้อมกันทีละสองขดซึ่งจะทำให้ได้แรงบิดมากกว่าแบบแรกเพราะมีสนามแม่เหล็กจากขดลวดทั้งสองขด การหมุนของแกนมอเตอร์จะถูกสนามแม่เหล็กจากขดลวดทั้งสองขุดไว้ ทำให้แกนแม่เหล็กอยู่ระหว่างขดลวดทั้งสองการขับสเตรปิ้งมอเตอร์แสดงดังตารางที่ 2.6

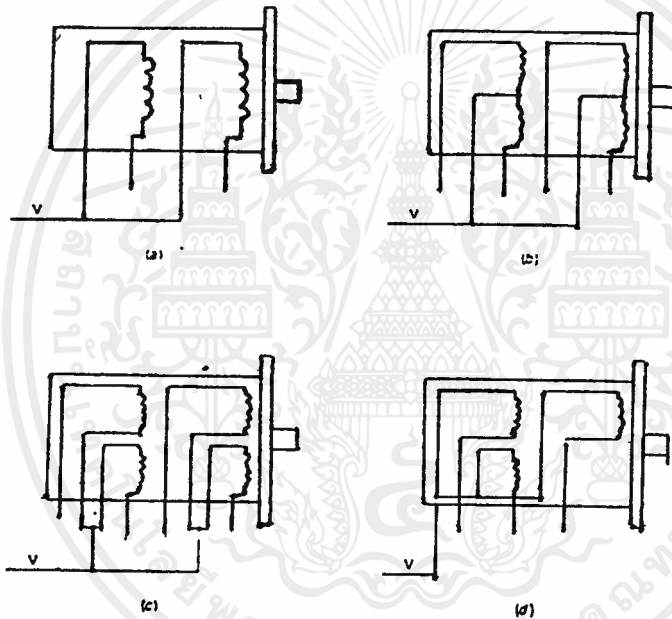
ตารางที่ 2.6 แสดงการขับสเตรปิ้งมอเตอร์แบบสองเฟส

O1	O2	O3	O4
ON	ON	OFF	OFF
OFF	ON	ON	OFF
OFF	OFF	ON	ON
ON	OFF	OFF	ON

3. การขับแบบสลับเฟส โดยให้ขดลวดนำกระแสทีละ 1 เฟส และ 2 เฟส สลับกันไป การขับแบบนี้จะทำให้สเตรปิ้งมอเตอร์มีความละเอียดมากขึ้นหนึ่งเท่าตัวซึ่งการหมุนของมอเตอร์จะทำให้แกนแม่เหล็กวางตัวอยู่ในแนวแม่เหล็กขดเดียวเมื่อนำกระแสขดเดียว และจะวางตัวในแนวสนามแม่เหล็กของขดลวดทั้งสองขด เมื่อนำกระแสสองขด การขับสเตรปิ้งมอเตอร์แบบนี้แสดงได้ดังตารางที่ 2.7

## ตารางที่ 2.7 แสดงการขับสเตปป์มอเตอร์แบบสลับเฟส

O1	O2	O3	O4
ON	OFF	OFF	OFF
ON	ON	OFF	OFF
OFF	ON	OFF	OFF
OFF	ON	ON	OFF
OFF	OFF	ON	OFF



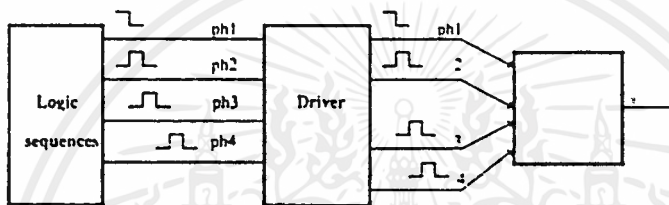
รูปที่ 2.21 แสดงสเตปป์มอเตอร์แบบต่างๆ

สเตปป์มอเตอร์ถ้าแบ่งตามจำนวนสายหรือลักษณะการพันของขดลวดมีหลายลักษณะดังแสดงในรูปที่ ซึ่งโครงสร้างของ two - , three - , และ four - phase step motors สเตปป์มอเตอร์แบบ Two - phase จะมีสายจากขดลวด 4 เส้นเรียกว่าแบบ bipolar แต่ละเส้นจะต่อกับแต่ละเฟสของมอเตอร์การทำให้มอเตอร์หมุนจะทำการเป็น + เป็น - ต่างกัน ส่วนแบบ unipolar

หรือ bipolar จะมีสายทั้ง 5 หรือ 6 เส้น โดย 4 เส้นจะเป็นของแต่ละเฟสที่เหลือจะเป็นสายร่วม สำหรับจ่ายไฟเข้าสเตปป์มอเตอร์

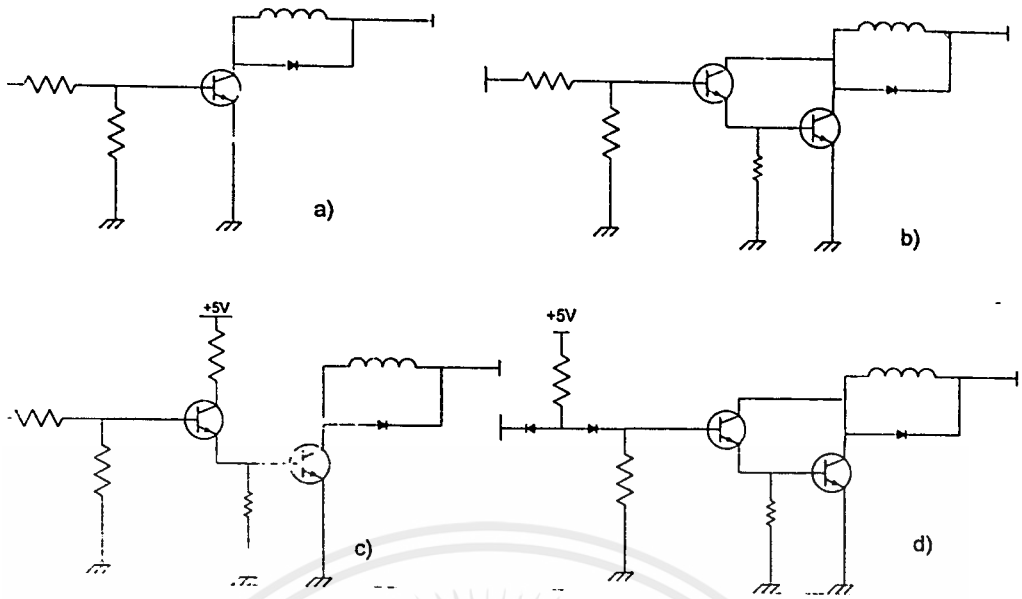
## 2.24 วงจรการขับสเตปป์มอเตอร์

ตามที่ทราบมาแล้วว่าการที่จะให้สเตปป์มอเตอร์หมุนได้ จะต้องให้ขดลวดแสดงอำนาจแม่เหล็กเรียงกันไป ซึ่งเราสามารถให้สัญญาณลอจิกมาควบคุมได้ โดยผ่านวงจรขับสเตปป์มอเตอร์ดังแสดงในรูป



รูปที่ 2.22 แสดงขั้นตอนการขับสเตปป์มอเตอร์โดยการส่งพัลส์เข้าไปในแต่ละเฟส จาก MCS - 51 โดยการเขียนโปรแกรมควบคุม

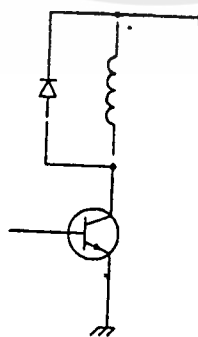
สำหรับวงจรขับสเตปป์มอเตอร์นั้นจะต้องออกแบบให้มีกำลังมากพอที่ขับขดลวดของสเตปป์มอเตอร์ได้ ซึ่งอาจออกแบบได้ดังรูปที่ 2.26 ซึ่งเป็นการขับขดลวดของสเตปป์มอเตอร์ โดยใช้วงจรช่วยขับซึ่งสัญญาณอินพุทของวงจรจะนำมาจากเอาต์พุทของระบบไมโครคอนโทรลเลอร์



รูปที่ 2.23 แสดงวงจรการขับสเต็ปิ่งมอเตอร์

จากวงจรจะเห็นว่าเราสามารถนำสัญญาณลอจิกไปขับขดลวดโดยผ่านทรานซิสเตอร์ ขยายกระแส วงจรนี้เราเรียกว่า motor driver circuit หรือ เรียกสั้นๆว่า driver วิธีการต่อต่างๆ ดังรูป a) และ b) แต่ถ้าเอาที่พูด ให้กระแสไม่เพียงพออาจต้องวงจรดังรูป c) และ d) ปัญหาที่พบจากวงจร driver คือ เนื่องจากสเต็ปิ่งมอเตอร์เป็น inductive เมื่อทรานซิสเตอร์นำกระแสจะเกิด back emf เกิดขึ้นซึ่งมีกระแสไหลกลับมาที่ทรานซิสเตอร์ ซึ่งถ้ากระแสนี้มีค่ามากกว่า break down voltage  $V_{ce} (max)$  จะทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ ซึ่งสามารถแก้ไขได้หลายวิธีดังนี้

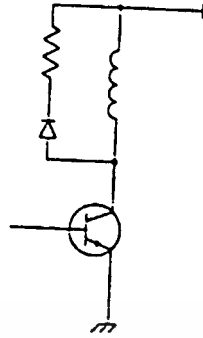
1. Diode suppressor วิธีนี้เป็นวิธีที่ง่ายที่สุด โดยใช้ไดโอดต่อขนานกับ สเต็ปิ่งมอเตอร์ดังแสดงในรูป ถ้าทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส จะเกิดกระแสไหลวนในวงจรของ ขดลวด(L) และไดโอดแต่ก่อนข้างนาน ซึ่งจะทำให้เกิด braking torque ไดโอดนี้เรียกว่า flyback diode



รูปที่ 2.24 แสดงวงจร diode suppressor

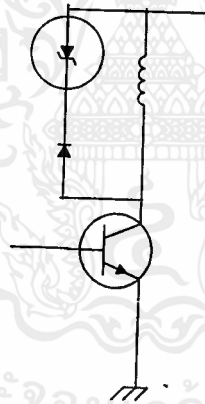
R มีค่ามากขึ้น

## 2. Diode / resistor suppressor วิธีนี้กระแสตกลงเร็วกว่าวิธีแรก และยิ่งเร็วถ้าค่า



รูปที่ 2.25 แสดงวงจร diode / resistor suppressor

## 3. Zener diode suppressor วิธีนี้จะใช้ซีเนอร์ไดโอด ซึ่งจะทำให้กระแสตกลงเร็วกว่าวิธีที่สอง วิธีแรก โดยพลังงานจะสูญเสียไปในซีเนอร์ไดโอด



รูปที่ 2.26 แสดงวงจร Zener diode suppressor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3 ฮาร์ดแวร์

#### 3.1 เปียโซอิเล็กทริกทรานสดิวเซอร์ (Piezoelectric Transducer)

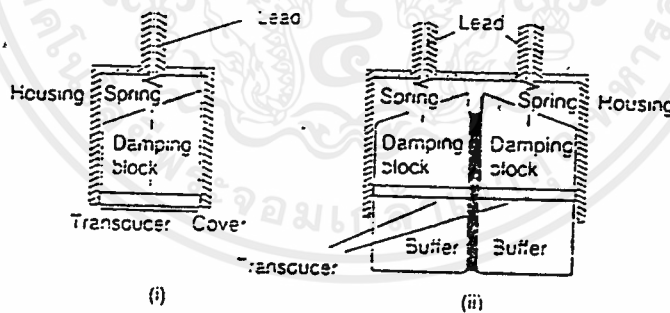
เปียโซอิเล็กทริกทรานสดิวเซอร์สามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือแบบ generation action transducer ใช้เป็นตัวรับ (receiver) โดยแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะหาได้จากแรงดันและความถี่ที่มากระทำต่อวัสดุเปียโซอิเล็กทริก และแบบ motor-action transducer ใช้เป็นตัวส่ง(transmitter) โดยการเปลี่ยนแปลงรูปร่างของวัสดุที่ทำให้เกิดคลื่นอัลตราโซนิกนั้นขึ้นอยู่กับ ขนาดความสูงและความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้ โดยทั้งสองกรณีนี้ค่าของแรงดันไฟฟ้าหรือแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นนั้นจะต้องขึ้นอยู่กับขนาดของวัสดุเปียโซอิเล็กทริกด้วย

ส่วนใหญ่แล้วอัลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์จะมีรูปร่างเป็นวงกลม มีเส้นผ่าศูนย์กลาง 6-30 มม. จะได้ความถี่อยู่ในช่วง 1-15 MHz ซึ่งลักษณะหัวโพรบทรานสดิวเซอร์จะมี 2 ชนิดคือ

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

โดยทั่วไปแล้วในการใช้โพรบเพื่อวัดความหนาหรืออัตราการไหลมักจะใช้แบบโพรบคู่ ซึ่งมีข้อดีคือ จะสัมผัสที่ผิวของวัสดุเพียงด้านเดียวและมีขนาดเล็ก โพรบทั้งสองแบบมีลักษณะดังรูปที่

3.1



รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของโพรบอย่างง่าย ; a) โพรบเดี่ยว b) โพรบคู่

สำหรับโพรบคู่จะประกอบไปด้วยตัวรับและตัวส่งในโพรบเดียวกัน โดยระหว่างด้านรับกับด้านส่งจะมีสารที่มีค่าลดทอนสูงแทรกอยู่ เพื่อป้องกันไม่ให้คลื่นจากตัวรับและตัวส่งรบกวนกัน และบัฟเฟอร์จะมีไว้สำหรับป้องกันการแพร่คลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ ส่วน damping slug จะ

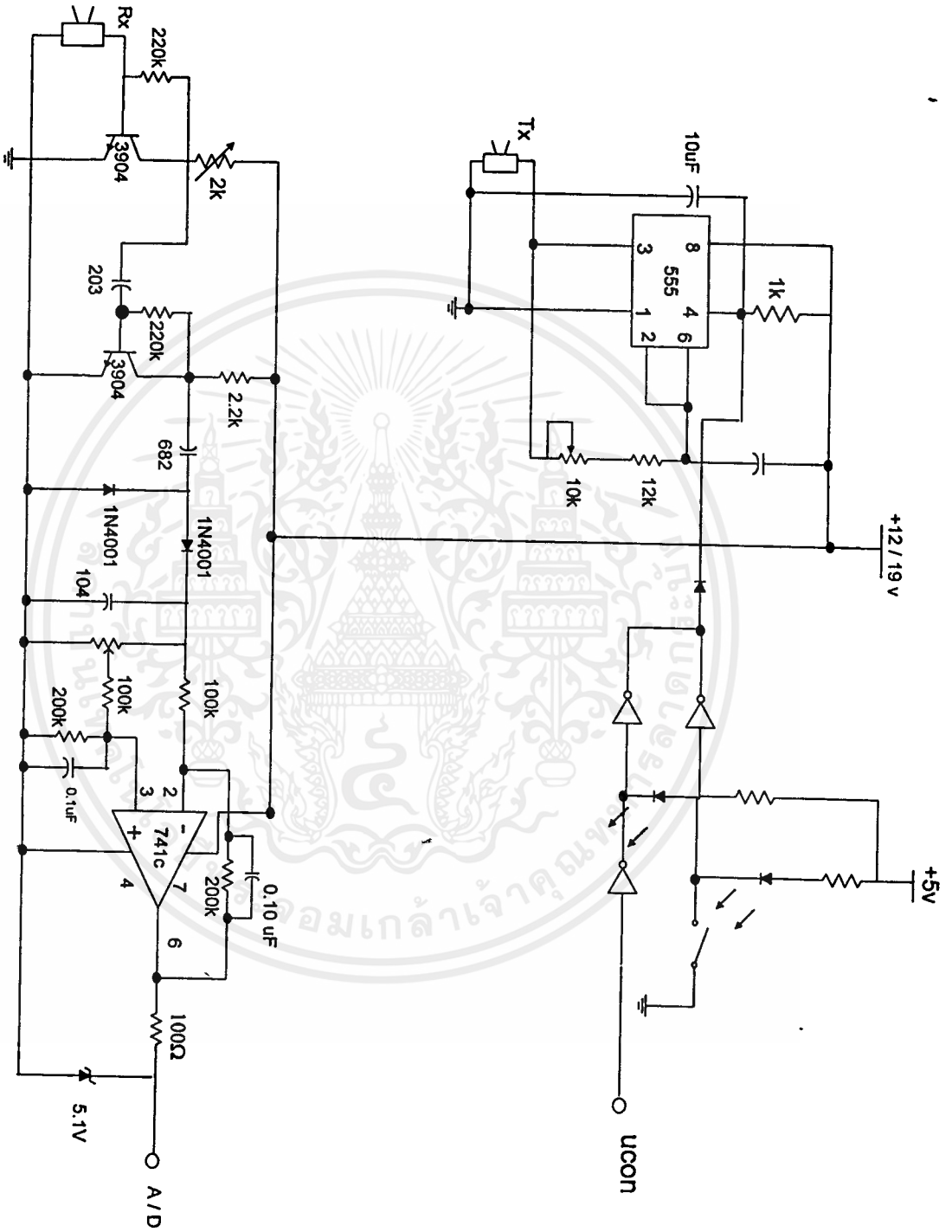
## บทที่ 4

### วงจรเครื่องตรวจจับการเคลื่อนไหวโดยใช้อัลตราโซนิก และโปรแกรมควบคุม

#### 4.1 หลักการทำงาน และส่วนประกอบต่างๆ

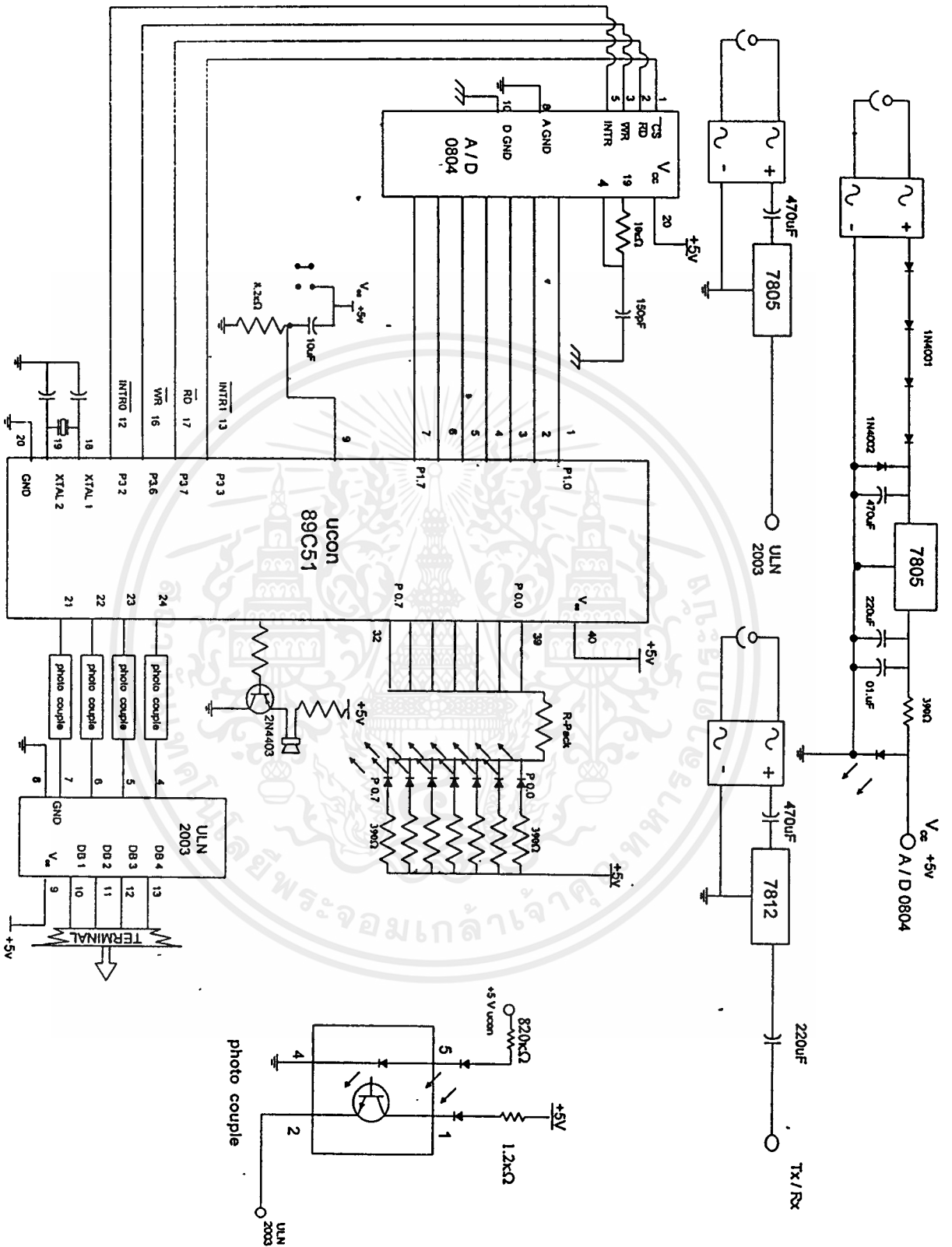
1. ส่วนของการแปลงสัญญาณเป็นคลื่นอัลตราโซนิก ( transducer ) เป็นอุปกรณ์ที่ทำมาจากวัสดุ piezoelectronic ซึ่งจะทำหน้าที่กำเนิดคลื่นเมื่อได้รับแรงดันที่ค่าความถี่เดียวกับแรงดันที่ได้รับ
2. วงจรขยายสัญญาณปรับสภาพสัญญาณ ( signal condition ) เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณ ( Amplifier , Buffer ) และกรองสัญญาณ ( filter ) ที่ได้รับจากตัวรับสัญญาณ ( Rx )
3. วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล ( A/D Converter )
4. ส่วนควบคุมการตรวจจับการเคลื่อนไหว ( Controller ) ใช้ไอซี ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำหน้าที่เก็บข้อมูลและทำการหมุน สเต็ปป์มอเตอร์ ที่พอดีกัน โดยข้อมูลที่เก็บไว้ที่แต่ละตำแหน่งจะถูกนำมาประมวลผลเพื่อแสดงผลออกมาทางส่วน Display
5. ส่วนการ scan พื้นที่ตรวจจับ ใช้สเต็ปป์มอเตอร์ ที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมการทำงาน ให้หมุนพอดีกับการรับข้อมูลเข้ามาประมวลผล
6. ส่วนโปรแกรมที่ใช้ควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

หลักการทำงาน โดยการส่งคลื่นอัลตราโซนิกความถี่ 40 kHz ออกจากตัวส่ง ( Tx ) เมื่อมีสิ่งกีดขวางการเคลื่อนไหวของคลื่น จะเกิดการสะท้อนกลับของคลื่นและจะถูกตรวจจับคลื่นสะท้อนโดยตัวรับ ( Rx ) สัญญาณที่ตรวจจับได้จะผ่านเข้าวงจรขยายในส่วนของ Signal Condition แล้วจะทำการแปลงจากสัญญาณอนาลอกมาเป็นดิจิตอลมาเก็บไว้ในหน่วยความจำของไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งมีตำแหน่งเฉพาะตามตำแหน่งที่สเต็ปป์มอเตอร์เลื่อนไปเมื่อตำแหน่งมอเตอร์เลื่อนกลับมาที่ตำแหน่งเดิมจะทำการตรวจสอบกับค่าของสัญญาณที่เก็บไว้ก่อนหน้านั้น ถ้าความต่างสัญญาณยังคงอยู่ในสภาวะปกติ ก็จะถือว่าไม่มีการเคลื่อนไหว แต่ถ้าผลต่างของสัญญาณผิดปกติจะส่งผลออกมาซึ่งมีการระบุตำแหน่งของสัญญาณมาแสดงทาง Display



รูปที่ 4.2 วงจรรับ - ส่งคลื่นอัลตราโซนิค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### วิธีการทดลอง ผลการทดลองและแนวทางการพัฒนา

#### วิธีการทดลอง

เนื่องจากในเครื่องตรวจจัดการเคลื่อนไหวนี้ประกอบด้วยอุปกรณ์หลายส่วนด้วยกันซึ่งหลักๆ แล้วจะได้แก่ ส่วนการรับส่งคลื่นและปรับสภาพสัญญาณ , ส่วนการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัลโดย ADC0804 และ ส่วนการควบคุมประมวลผลโดย AT89C51 ซึ่งแต่ละส่วนจะทำงานสัมพันธ์กัน โดยค่าสัญญาณที่ได้จากส่วนรับส่งและปรับสภาพสัญญาณจะมีค่าอยู่ในช่วง 0-5 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมกับช่วงอินพุทของ ADC0804 และสัญญาณดิจิทัลที่ได้จาก ADC0804 จะถูกบันทึกและประมวลผลโดย AT89C51 ซึ่งจะต้องมีการเขียนโปรแกรมให้ทำงานสอดคล้องกับค่าสัญญาณที่ได้รับมา ดังนั้นเราจึงมีการทดลองแบ่งเป็นขั้นต่างๆดังนี้

- การทดสอบส่วนรับส่งและปรับสภาพสัญญาณเพื่อการทดสอบวงจรก่อนการเชื่อมเข้ากับส่วนการประมวลผลและเป็นการหาระดับค่าการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเพื่อใช้ในการ โปรแกรมใน AT89C51 โดยทำการให้หัวรับส่งอุตสาหกรรมในทิศทางๆเดียวแล้วทำการทดสอบในห้องขนาดคงที่โดยใช้วัสดุชนิดต่างๆและขนาดต่างๆในการทดสอบหาสัญญาณขณะวัตถุขุดหนึ่งและขณะที่วัตถุเคลื่อนที่ผ่านหน้าหัวรับส่ง ซึ่งในการเลือกชนิดวัสดุในการทดสอบได้พิจารณาแนวทางมาจากค่าสัมประสิทธิ์การดูดซับสัญญาณ( Absorption Coefficient ) ของวัสดุชนิดนั้นๆเรียงจากมากไปน้อย 3 ชนิด
- การทดสอบประสิทธิภาพในการตรวจจัดการเคลื่อนไหวของอุปกรณ์ทั้งชุดนั้นคือส่วนหัวรับส่งสัญญาณจะถูกติดตั้งบนแกนของสเตปปีงมอเตอร์และเชื่อมต่อกับส่วนวงจรรับและปรับสภาพสัญญาณเข้ากับส่วนการควบคุมและการประมวลผลเพื่อ ทดสอบประสิทธิภาพในการใช้งานจริงๆ โดยให้สเตปปีงมอเตอร์ทำการหมุนในทิศทางต่างๆและเก็บค่าสัญญาณจากทิศทางนั้นๆเมื่อมีการเคลื่อนไหวของวัตถุในทิศทางใดหัวรับส่งจะหยุดที่ตำแหน่งนั้นและส่งสัญญาณเตือนจนกว่าจะมีการตั้งรีเซตหรือการปิดสวิทช์วงจร

ตารางที่ 5.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต่างศักย์ที่ตัวรับอัลตราโซนิก  
และระยะห่างวัตถุกับตัวรับอัลตราโซนิกในกรณีวัตถุคูมเนียมเคลื่อนที่และหยุดนิ่ง

ค่าความต่างศักย์ที่ตัวรับอัลตราโซนิก (V)						
ระยะห่าง (cm)	วัตถุชนิดที่3		วัตถุชนิดที่2		วัตถุชนิดที่1	
	เคลื่อนที่	หยุดนิ่ง	เคลื่อนที่	หยุดนิ่ง	เคลื่อนที่	หยุดนิ่ง
50	5.01	4.92	4.82	4.75	4.66	4.61
100	4.95	4.88	4.74	4.68	4.57	4.49
150	4.84	4.76	4.65	4.56	4.48	4.39
200	4.72	4.65	4.53	4.43	4.36	4.26
250	4.61	4.52	4.41	4.31	4.21	4.13
300	4.52	4.41	4.36	4.18	4.18	4
350	4.41	4.29	4.12	4.04	4.04	3.81
400	4.24	3.96	3.89	3.77	3.77	3.55
450	3.88	3.65	3.38	3.16	3.16	2.76
500	2.83	2.63	2.35	2.18	2.18	1.8
550	2.03	1.79	1.56	1.37	1.37	1.04
600	1.26	1.04	0.85	0.73	0.73	0.45
650	0.68	0.53	0.39	0.37	0.37	0.3
700	0.34	0.27	0.25	0.25	0.25	0.24
750	0.31	0.25	0.24	0.24	0.24	0.23
800	0.24	0.23	0.23	0.23	0.23	0.23

วัตถุชนิดที่1ขนาด1x1 ฟุต

วัตถุชนิดที่2ขนาด1.5x2 ฟุต

วัตถุชนิดที่3ขนาด3.5x3 ฟุต

ตารางที่ 5.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต่างศักย์ที่ตัวรับอัลตราโซนิก และระยะห่างวัตถุกับตัวรับอัลตราโซนิกในกรณีวัตถุไม้เคลื่อนที่และหยุดนิ่ง

ค่าความต่างศักย์ที่ตัวรับอัลตราโซนิก (V)						
ระยะห่าง (cm)	วัตถุชนิดที่ 3		วัตถุชนิดที่ 2		วัตถุชนิดที่ 1	
	เคลื่อนที่	หยุดนิ่ง	เคลื่อนที่	หยุดนิ่ง	เคลื่อนที่	หยุดนิ่ง
50	4.67	4.63	4.52	4.46	4.4	4.34
100	4.58	4.51	4.44	4.35	4.29	4.22
150	4.46	4.4	4.33	4.26	4.18	4.09
200	4.37	4.29	4.19	4.18	4	3.95
250	4.23	4.15	4.05	3.95	3.83	3.74
300	4.19	4.08	3.9	3.78	3.68	3.58
350	3.95	3.89	3.75	3.6	3.46	3.39
400	3.69	3.62	3.44	3.22	3.02	2.82
450	2.97	2.8	2.57	2.39	2.2	1.88
500	2.01	1.85	1.69	1.44	1.18	0.89
550	1.28	1.07	0.9	0.67	0.49	0.36
600	0.62	0.48	0.36	0.28	0.24	0.24
650	0.33	0.31	0.3	0.26	0.24	0.23
700	0.25	0.24	0.24	0.23	0.23	0.23
750	0.24	0.24	0.23	0.23	0.23	0.22
800	0.23	0.23	0.23	0.22	0.22	0.22

วัตถุชนิดที่ 1 ขนาด 1x1 ฟุต

วัตถุชนิดที่ 2 ขนาด 1.5x2 ฟุต

วัตถุชนิดที่ 3 ขนาด 3.5x3 ฟุต

ตารางที่ 5.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต่างศักย์ที่ตัวรับอัลตราโซนิก  
และระยะห่างวัตถุกับตัวรับอัลตราโซนิกในกรณีวัตถุโฟมเคลื่อนที่และหยุดนิ่ง

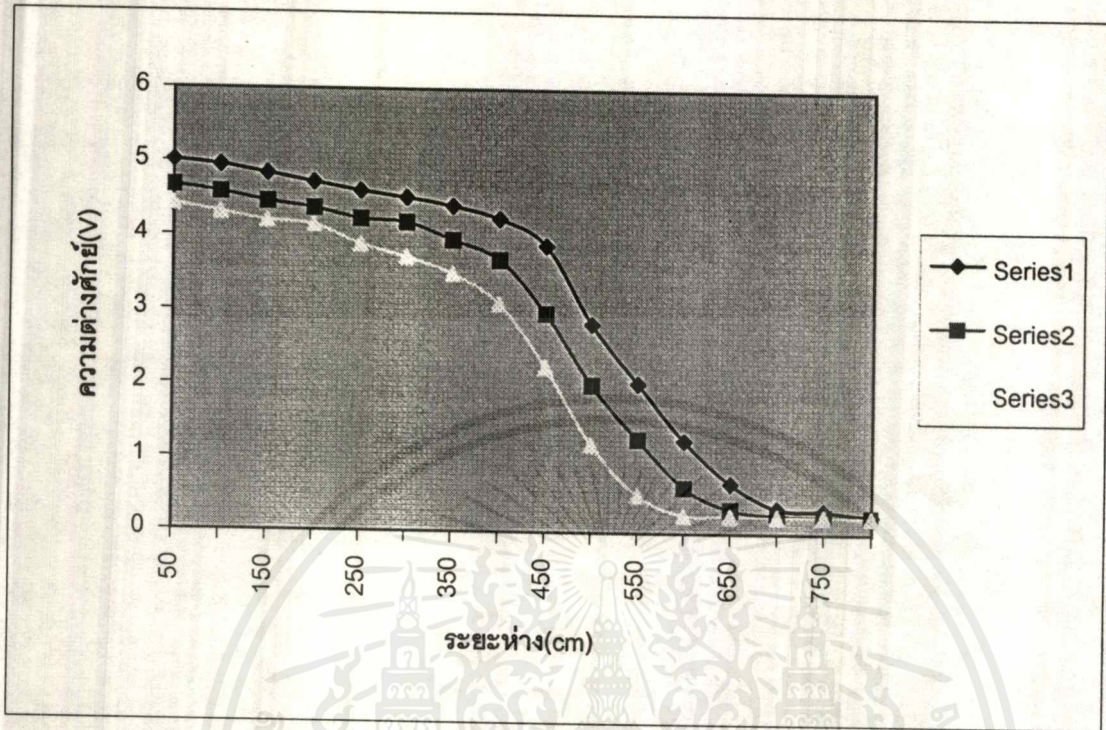
ค่าความต่างศักย์ที่ตัวรับอัลตราโซนิก (V)						
ระยะห่าง (cm)	วัตถุชนิดที่3		วัตถุชนิดที่2		วัตถุชนิดที่1	
	เคลื่อนที่	หยุดนิ่ง	เคลื่อนที่	หยุดนิ่ง	เคลื่อนที่	หยุดนิ่ง
50	4.42	4.37	4.3	4.24	4.13	4.08
100	4.31	4.24	4.17	4.18	3.98	3.91
150	4.2	4.12	4.04	3.96	3.85	3.76
200	4.15	4.01	3.88	3.81	3.73	3.64
250	3.89	3.79	3.7	3.64	3.55	3.47
300	3.72	3.63	3.54	3.45	3.36	3.22
350	3.5	3.41	3.28	3.12	2.97	2.81
400	3.1	2.88	2.65	2.47	2.19	2
450	2.24	1.92	1.66	1.9	2.21	1.03
500	1.2	0.93	0.71	0.42	0.34	0.25
550	0.52	0.45	0.4	0.51	0.26	0.24
600	0.25	0.24	0.24	0.23	0.23	0.23
650	0.24	0.24	0.24	0.22	0.22	0.21
700	0.23	0.23	0.23	0.21	0.21	0.2
750	0.23	0.23	0.22	0.21	0.2	0.2
800	0.22	0.22	0.21	0.2	0.2	0.19

วัตถุชนิดที่1ขนาด1x1 ฟุต

วัตถุชนิดที่2ขนาด1.5x2 ฟุต

วัตถุชนิดที่3ขนาด3.5x3 ฟุต

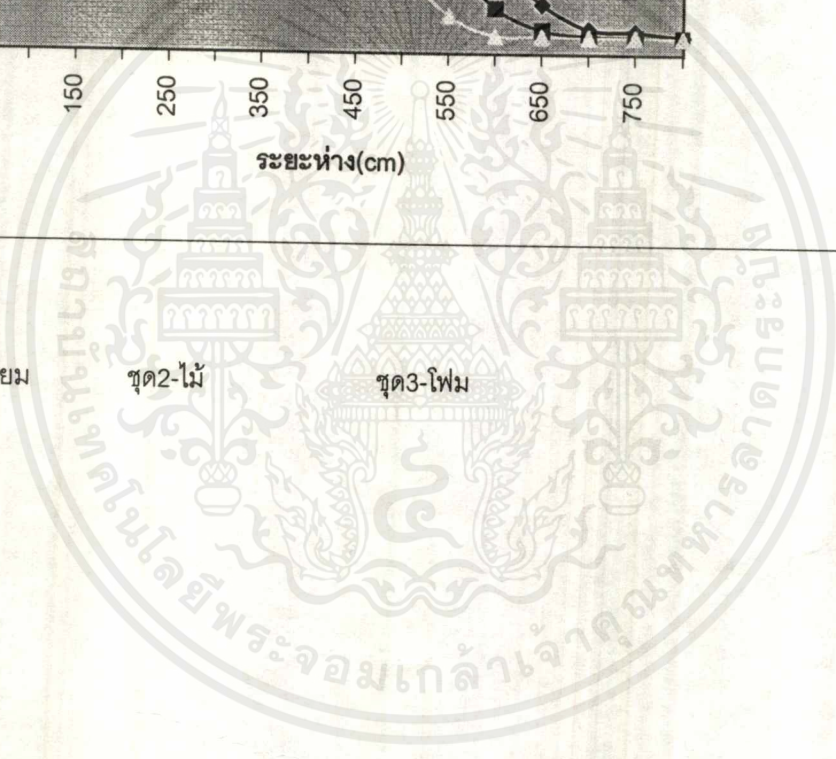
รูปที่ 5.1 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างวัตถุกับตัวรับอัลตราโซนิกในกรณีวัตถุต่างชนิดกันเคลื่อนที่ผ่าน



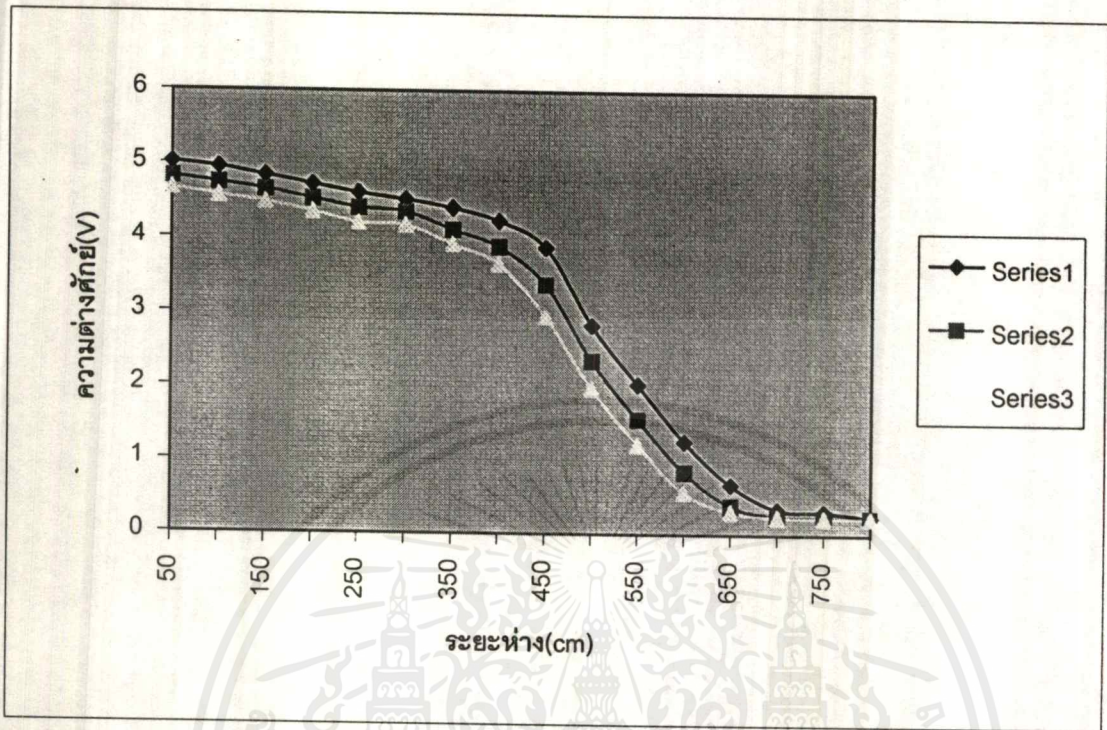
ชุด 1-อลูมิเนียม

ชุด 2-ไม้

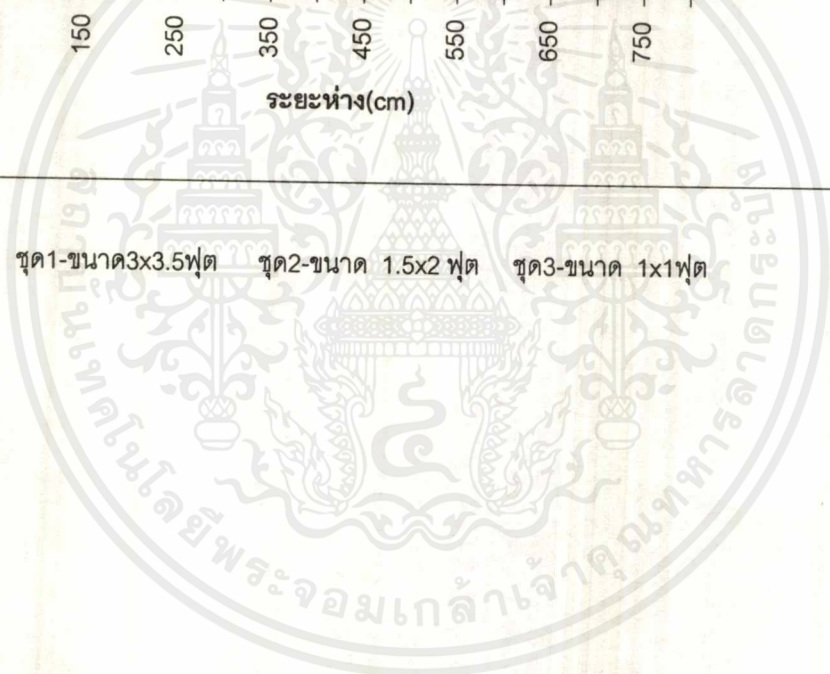
ชุด 3-โฟม



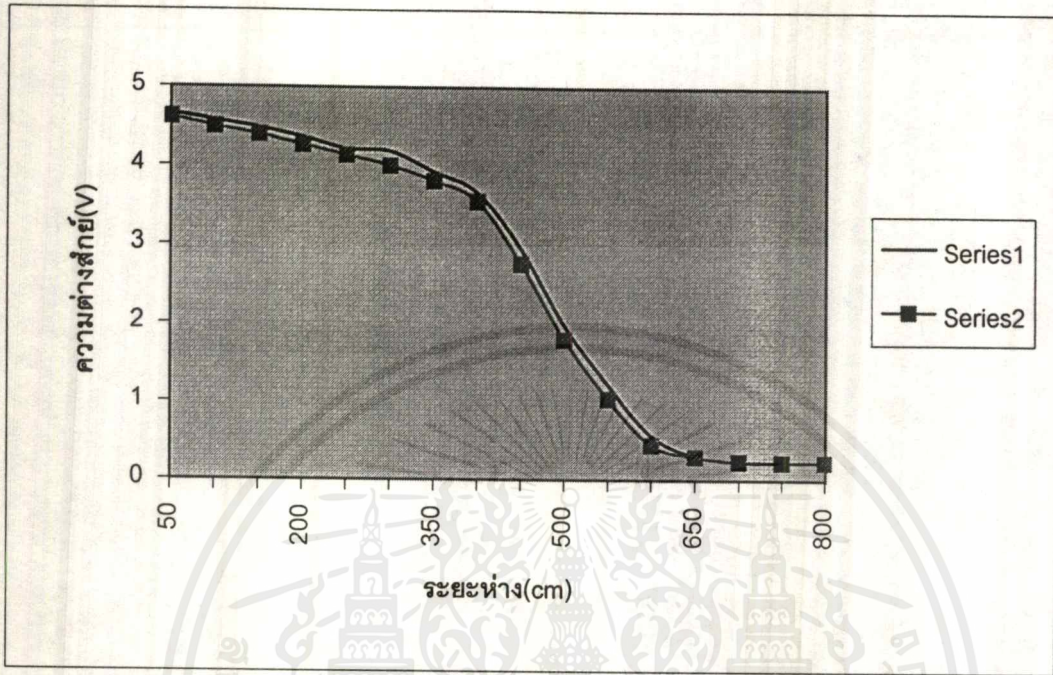
รูปที่ 5.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างวัตถุกับตัวรับอัลตราโซนิกในกรณีวัตถุ(อลูมิเนียม)มีขนาดต่างกัน



ชุด1-ขนาด3x3.5ฟุต ชุด2-ขนาด 1.5x2 ฟุต ชุด3-ขนาด 1x1ฟุต



รูปที่ 5.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างวัตถุกับตัวรับอัลตราโซนิกในกรณีวัตถุ(อลูมิเนียม)เคลื่อนที่ผ่านและกั้นอยู่กับที่



ชุด 1 เคลื่อนที่

ชุด 2 หยุดนิ่ง

## สรุปผลการทดลอง

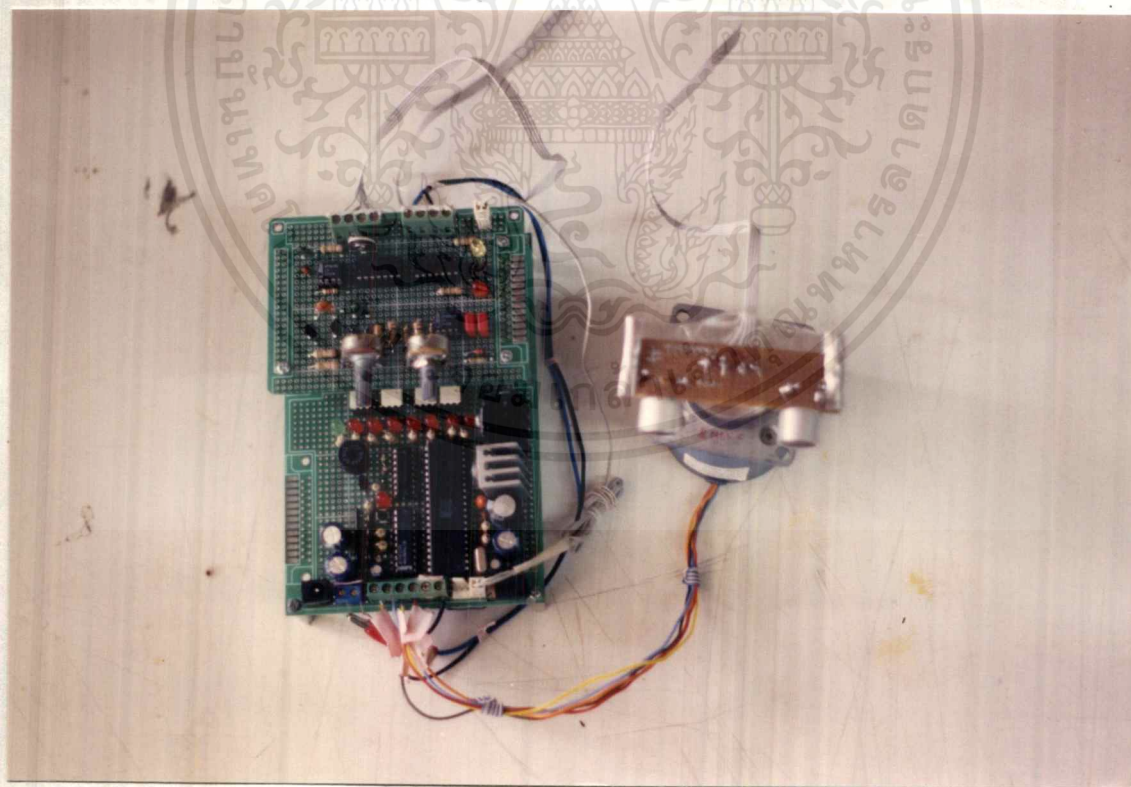
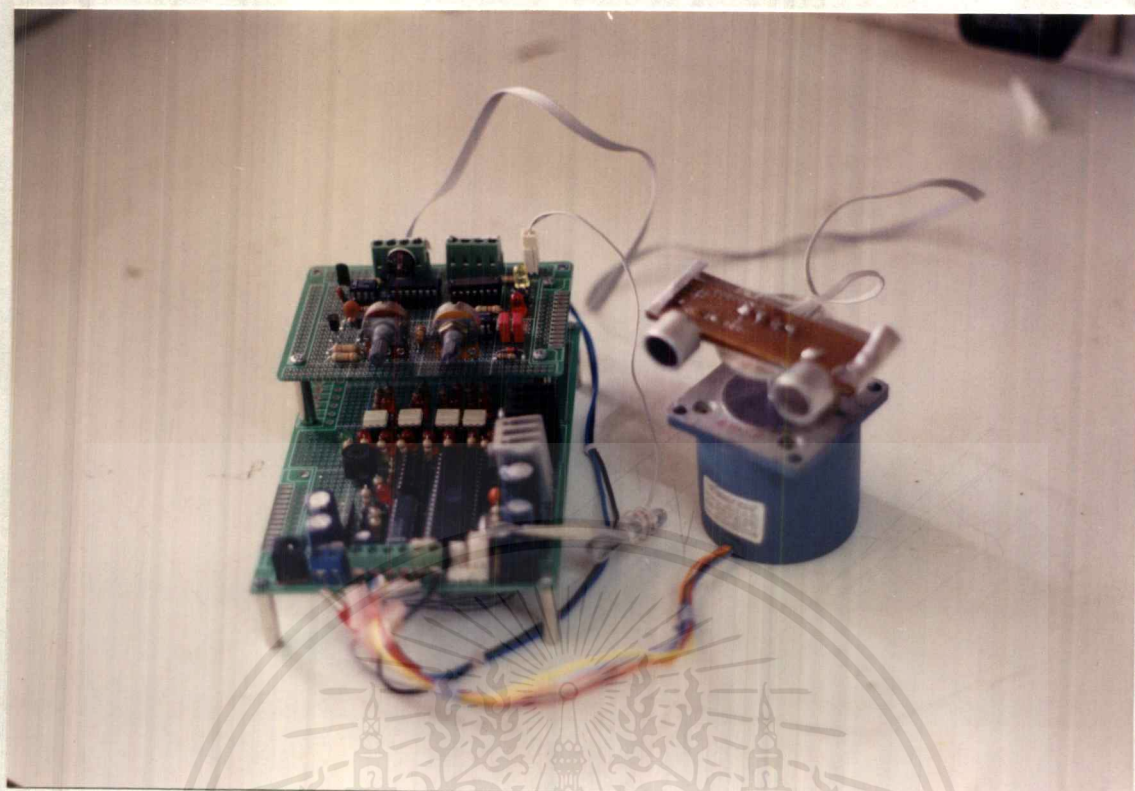
โครงการพิเศษเครื่องตรวจจับความเคลื่อนไหวโดยคลื่นอุลตราโซนิกนี้ เป็นโครงการที่สร้างขึ้นเพื่อประโยชน์ในการทำเซนเซอร์ตรวจจับความเคลื่อนไหวอีกชนิดหนึ่งขึ้นมาโดยใช้คลื่นอุลตราโซนิกที่มีความถี่อยู่ในย่านที่หูคนไม่สามารถรับฟังได้และไม่เป็นอันตรายหรือมีผลข้างเคียงต่อผู้ใช้ และใช้วิธีการตรวจจับแบบ Pulse Echo Method โดยการควบคุมการทำงานและการประมวลผลโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ 40 ขา 89C51 มีการแสดงผลการตรวจจับความเคลื่อนไหวโดยลำโพงขนาดเล็ก

ดังนั้นจึงทำให้เครื่องตรวจจับการเคลื่อนไหวโดยคลื่นอุลตราโซนิกเป็นอุปกรณ์ที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้ในชีวิตประจำวันหรืองานเฉพาะอย่างก็ได้ เช่น การนำมาทำเป็นระบบรักษาความปลอดภัยในพื้นที่สงวน ( Reserve Area ) และยังสามารถนำมาพัฒนาขึ้นมาเป็นสิ่งประดิษฐ์ต่างๆซึ่งต้องมีการใช้งานการตรวจจับการเคลื่อนไหวอีกด้วย

จากผลการทดลองในตอนแรกเราได้ทำการบันทึกค่าสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงเมื่อวัตถุชนิดต่างๆ ขนาดต่างๆมีการเคลื่อนไหวแล้วเราจึงสามารถนำค่านั้นมาตั้ง โปรแกรมได้ว่าค่าการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณน้อยที่สุดเป็นเท่าไรในห้องขนาดนั้นๆซึ่งระดับค่าการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณนี้ขึ้นกับชนิดของวัตถุ ,ขนาด , ระยะทางแต่เราไม่สามารถรู้ชนิดของวัตถุ ขนาดของวัตถุ และระยะทางจากค่าสัญญาณที่ได้เพราะมีการเปลี่ยนแปลงที่ไม่คงที่ และในการติดตั้งหัวรับส่งบนแกนสเตปปีงมอเตอร์ก็ทำให้การรับส่งข้อมูลผิดพลาดเนื่องจากการสั่นของสเตปปีมอเตอร์ขณะที่หมุนจึงควรติดตั้งหัวรับหัวส่งไว้ที่แต่ละมุมห้องหรือติดตั้งไว้ตามจุดที่ต้องการตรวจจับแทนการติดตั้งบนสเตปปีงมอเตอร์

## แนวทางในการพัฒนา

1. การเพิ่มประสิทธิภาพตัวรับส่งอุลตราโซนิก โดยการใช้หัวทรานสดิวเซอร์ที่มีประสิทธิภาพมากขึ้นและการใช้คริสตอลควบคุมการทำงานของวงจรรอสซิลเลเตอร์กำเนิดความถี่สูงในย่านอุลตราโซนิกเพื่อให้วงจรมีเสถียรภาพในการทำงาน
2. การเพิ่มกำลังขับสเตปปีมอเตอร์หรือการทดเฟืองเพื่อให้การหมุนของสเตปปีมอเตอร์มีความนิ่งมากกว่านี้
3. การพัฒนาให้มีการสั่งงานและแสดงผลผ่านทางคอมพิวเตอร์เพื่อเชื่อมโยงกับผู้ใช้ให้มีความง่ายในการใช้งานมากยิ่งขึ้น
4. การนำมาประยุกต์ใช้ในงานประเภทอื่นๆซึ่งเกี่ยวข้องกับการควบคุมการเคลื่อนไหวในพื้นที่จำกัดคนออกเหนือจากงานด้านรักษาความปลอดภัย



รูปที่ 5.4 แสดงอุปกรณ์ตรวจจับความเคลื่อนไหวด้วยอุลตราโซนิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

สำนักงานเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

CS EQU P3.3
W_R EQU P3.6
R_D EQU P3.7
INT EQU P3.2
TX EQU P3.5
DATA1 EQU 30H
DATA2 EQU 31H
DATA3 EQU 32H
DATA4 EQU 33H
DATA5 EQU 34H
DATA6 EQU 35H
DATA7 EQU 36H
DATA8 EQU 37H
DATA9 EQU 38H
DATA10 EQU 39H
SNDCON EQU 0A0H

```

```

ORG 000H

```

```

CALL DELAY2
LJMP BEGIN1

```

```

DELAY: MOV R3,#OFFH
SLOW1: MOV R2,#10H
        DJNZ R2,$
        DJNZ R3,SLOW1
        RET

```

```

DELAY2: MOV R3,#OFFH
SLOW2:  MOV R2,#OFFH
SLOW5:  DJNZ R2,SLOW5
        DJNZ R3,SLOW2
        RET

```

```

BEGIN1: MOV R5,#0AH
LOOP1:  MOV R0,#00H
NEXT1:  MOV A,R0
        MOV DPTR,#TABLE1
        MOVC A,@A+DPTR
        MOV P2,A
        LCALL DELAY
        INC R0
        CJNE R0,#04H,NEXT1
        DJNZ R5,LOOP1
        LCALL SEND_TX
        LCALL WRITE_DATA
        MOV A,P1
        ANL A,#11111000B
        MOV DATA1,A
        LCALL DELAY
        LCALL CLEAR

```

```

BEGIN2: MOV R5,#0AH
LOOP2:  MOV R0,#00H
NEXT2:  MOV A,R0
        MOV DPTR,#TABLE1
        MOVC A,@A+DPTR

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่... BEGIN2: รับงานที่ R5, #0AH เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีก... LOOP2: MOV R0, #00H  
NEXT2: MOV A, R0

```

MOV     P2, A
LCALL  DELAY
INC     RO
CJNE   RO, #04H, NEXT2
DJNZ   R5, LOOP2
LCALL  SEND_TX
LCALL  WRITE_DATA
MOV     A, P1
ANL    A, #11111000B
MOV     DATA2, A
LCALL  DELAY
LCALL  CLEAR

```

```

BEGIN3: MOV     R5, #0AH
LOOP3:  MOV     RO, #00H
NEXT3:  MOV     A, RO
        MOV     DPTR, #TABLE1
        MOVC   A, @A+DPTR
        MOV     P2, A
        LCALL  DELAY
        INC     RO
        CJNE   RO, #04H, NEXT3
        DJNZ   R5, LOOP3
        LCALL  SEND_TX
        LCALL  WRITE_DATA
        MOV     A, P1
        ANL    A, #11111000B
        MOV     DATA3, A
        LCALL  DELAY
        LCALL  CLEAR

```

```

BEGIN4: MOV     R5, #0AH
LOOP4:  MOV     RO, #00H
NEXT4:  MOV     A, RO
        MOV     DPTR, #TABLE1
        MOVC   A, @A+DPTR
        MOV     P2, A
        LCALL  DELAY
        INC     RO
        CJNE   RO, #04H, NEXT4
        DJNZ   R5, LOOP4
        LCALL  SEND_TX
        LCALL  WRITE_DATA
        MOV     A, P1
        ANL    A, #11111000B
        MOV     DATA4, A
        LCALL  DELAY
        LCALL  CLEAR

```

```

BEGIN5: MOV     R5, #0AH
LOOP5:  MOV     RO, #00H
NEXT5:  MOV     A, RO
        MOV     DPTR, #TABLE1
        MOVC   A, @A+DPTR
        MOV     P2, A
        LCALL  DELAY
        INC     RO
        CJNE   RO, #04H, NEXT5
        DJNZ   R5, LOOP5
        LCALL  SEND_TX
        LCALL  WRITE_DATA
        MOV     A, P1

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้นำเอกสารนี้ไปเผยแพร่หรือแจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
ANL    A,#11111000B
MOV    DATA5,A
LCALL  DELAY
LCALL  CLEAR
```

```
BEGIN6: MOV    R5,#0AH
LOOP6:  MOV    RO,#00H
NEXT6:  MOV    A,RO
        MOV    DPTR,#TABLE2
        MOVC   A,@A+DPTR
        MOV    P2,A
        LCALL  DELAY
        INC    RO
        CJNE   RO,#04H,NEXT6
        DJNZ   R5,LOOP6
        LCALL  SEND_TX
        LCALL  WRITE_DATA
        MOV    A,P1
        ANL    A,#11111000B
        MOV    DATA6,A
        MOV    B,DATA5
        CJNE   A,B,SO
        MOV    B,A
        LCALL  DELAY
        LCALL  CLEAR
```

```
BEGIN7: MOV    R5,#0AH
LOOP7:  MOV    RO,#00H
NEXT7:  MOV    A,RO
        MOV    DPTR,#TABLE2
        MOVC   A,@A+DPTR
        MOV    P2,A
        LCALL  DELAY
        INC    RO
        CJNE   RO,#04H,NEXT7
        DJNZ   R5,LOOP7
        LCALL  SEND_TX
        LCALL  WRITE_DATA
        MOV    A,P1
        ANL    A,#11111000B
        MOV    DATA7,A
        MOV    B,DATA4
        CJNE   A,B,SO
        MOV    B,A
        LCALL  DELAY
        LCALL  CLEAR
```

```
BEGIN8: MOV    R5,#0AH
LOOP8:  MOV    RO,#00H
NEXT8:  MOV    A,RO
        MOV    DPTR,#TABLE2
        MOVC   A,@A+DPTR
        MOV    P2,A
        LCALL  DELAY
        INC    RO
        CJNE   RO,#04H,NEXT8
        DJNZ   R5,LOOP8
        LCALL  SEND_TX
        LCALL  WRITE_DATA
        MOV    A,P1
        ANL    A,#11111000B
        MOV    DATA8,A
        MOV    B,DATA3
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามดัดแปลง และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
CJNE  A,B,SO
MOV   B,A
LCALL DELAY
LCALL CLEAR
SJMP  BEGIN9
SO:   LCALL SOUNDGEE
```

```
BEGIN9: MOV   R5,#0AH
LOOP9:  MOV   RO,#00H
NEXT9:  MOV   A,RO
        MOV   DPTR,#TABLE2
        MOVC  A,@A+DPTR
        MOV   P2,A
        LCALL DELAY
        INC   RO
        CJNE  RO,#04H,NEXT9
        DJNZ  R5,LOOP9
        LCALL SEND_TX
        LCALL WRITE_DATA
        MOV   A,P1
        ANL  A,#11111000B
        MOV   DATA9,A
        MOV   B,DATA2
        CJNE  A,B,SO
        MOV   B,A
        LCALL DELAY
        LCALL CLEAR
```

```
BEGIN10: MOV   R5,#0AH
LOOP10:  MOV   RO,#00H
NEXT10:  MOV   A,RO
        MOV   DPTR,#TABLE2
        MOVC  A,@A+DPTR
        MOV   P2,A
        LCALL DELAY
        INC   RO
        CJNE  RO,#04H,NEXT10
        DJNZ  R5,LOOP10
        LCALL SEND_TX
        LCALL WRITE_DATA
        LCALL DELAY2
        MOV   A,P1
        ANL  A,#11111000B
        MOV   DATA10,A
        MOV   B,DATA1
        CJNE  A,B,SO
        MOV   B,A
        LCALL DELAY
        LCALL CLEAR
```

```
BEGIN11: MOV   R5,#0AH
LOOP11:  MOV   RO,#00H
NEXT11:  MOV   A,RO
        MOV   DPTR,#TABLE1
        MOVC  A,@A+DPTR
        MOV   P2,A
        LCALL DELAY
        INC   RO
        CJNE  RO,#04H,NEXT11
        DJNZ  R5,LOOP11
        LCALL SEND_TX
        LCALL WRITE_DATA
        MOV   A,P1
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
ANL    A,#11111000B
MOV    DATA10,A
MOV    B,DATA1
CJNE   A,B,S01
MOV    DATA1,A
LCALL  DELAY
LCALL  CLEAR
```

```
BEGIN12: MOV    R5,#0AH
LOOP12:  MOV    RO,#00H
NEXT12:  MOV    A,RO
        MOV    DPTR,#TABLE1
        MOVC   A,@A+DPTR
        MOV    P2,A
        LCALL  DELAY
        INC    RO
        CJNE   RO,#04H,NEXT12
        DJNZ   R5,LOOP12
        LCALL  SEND_TX
        LCALL  WRITE_DATA
        MOV    A,P1
        ANL    A,#11111000B
        MOV    DATA9,A
        MOV    B,DATA2
        CJNE   A,B,S01
        MOV    DATA2,A
        LCALL  DELAY
        LCALL  CLEAR
```

```
BEGIN13: MOV    R5,#0AH
LOOP13:  MOV    RO,#00H
NEXT13:  MOV    A,RO
        MOV    DPTR,#TABLE1
        MOVC   A,@A+DPTR
        MOV    P2,A
        LCALL  DELAY
        INC    RO
        CJNE   RO,#04H,NEXT13
        DJNZ   R5,LOOP13
        LCALL  SEND_TX
        LCALL  WRITE_DATA
        MOV    A,P1
        ANL    A,#11111000B
        MOV    DATA8,A
        MOV    B,DATA3
        CJNE   A,B,S01
        MOV    DATA3,A
        LCALL  DELAY
        LCALL  CLEAR
        SJMP   BEGIN14
```

```
S01:    LCALL  SOUNDGEE
```

```
BEGIN14: MOV    R5,#0AH
LOOP14:  MOV    RO,#00H
NEXT14:  MOV    A,RO
        MOV    DPTR,#TABLE1
        MOVC   A,@A+DPTR
        MOV    P2,A
        LCALL  DELAY
        INC    RO
        CJNE   RO,#04H,NEXT14
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังห้ามนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

DJNZ R5, LOOP14
LCALL SEND_TX
LCALL WRITE_DATA
MOV A, P1
ANL A, #11111000B
MOV DATA7, A
MOV B, DATA4
CJNE A, B, SO1
MOV DATA4, A
LCALL DELAY
LCALL CLEAR

```

```

BEGIN15: MOV R5, #0AH
LOOP15:  MOV RO, #00H
NEXT15:  MOV A, RO
         MOV DPTR, #TABLE1
         MOVC A, @A+DPTR
         MOV P2, A
         LCALL DELAY
         INC RO
         CJNE RO, #04H, NEXT15
         DJNZ R5, LOOP15
         LCALL SEND_TX
         LCALL WRITE_DATA
         MOV A, P1
         ANL A, #11111000B
         MOV DATA6, A
         MOV B, DATA5
         CJNE A, B, SOUNDGEE
         MOV DATA5, A
         LCALL CLEAR
         LCALL DELAY
         LJMP BEGIN6

```

```

TABLE1: DB 01H, 02H, 04H, 08H
TABLE2: DB 08H, 04H, 02H, 01H

```

```

SEND_TX: SETB TX
         NOP

```

```

CLR TX
RET

```

```

WRITE_DATA: CLR CS ;PROGRAM A/D
            NOP
            CLR W_R
            NOP
            SETB W_R
            SETB CS

```

```

BACK:      JNB INT; BACK
            CLR CS
            NOP
            CLR R_D
            NOP
            MOV A, P1
            CPL A
            MOV PO, A
            RET

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

                SETB R_D
                SETB CS
                RET

; ***** SOUND SUB ***** 36
; SOUND GENERATOR
; IN = R2 FREQUENCY
;     = R3 LENGTH
; REG = A, R2, R3, R4, R5, DPTR

SOUND:  MOV     R5, #0                ;END FLAG
        MOV     R4, #SNDCON          ;DELAY CONSTANT
SOUND1: LCALL   SOUNDS
        CJNE   R5, #1, SOUND1
        RET

SOUNDS:

        SETB   P3.1                ;OUT 1 (P3.4) pin ou
        LCALL  SOUNDX
        CLR    P3.1                ;OUT 0
        LCALL  SOUNDX
        RET

SOUNDX: MOV     A, R2                ;FREQUENCY DELAY
SOUNDX1: LCALL  SOUNDY
        DEC    A
        JNZ   SOUNDX1
        RET

SOUNDY: DJNZ   R4, SOUNDY1          ;LENGTH COUNT DOWN
        MOV   R4, #SNDCON
        DJNZ  R3, SOUNDY1
        MOV   R5, #1

SOUNDY1: RET

; ***** nBEEP SUB *****
; ANY BEEP SUBROUTINE
; REG = A, R2, R3, R4, R5, DPTR

UBEEP:  MOV     R2, #0DH            ;USER BEEP (37)
        MOV     R3, #60H
        LCALL  SOUND

SOUNDGEE: MOV   P2, #0EFH
          MOV   SP, #60H
          LCALL UBEEP

          END

```

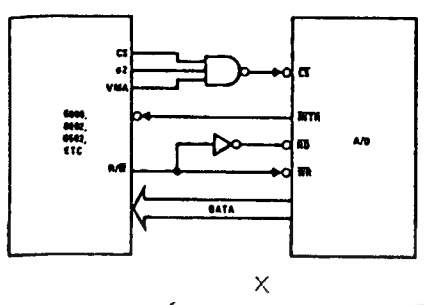
## data sheet



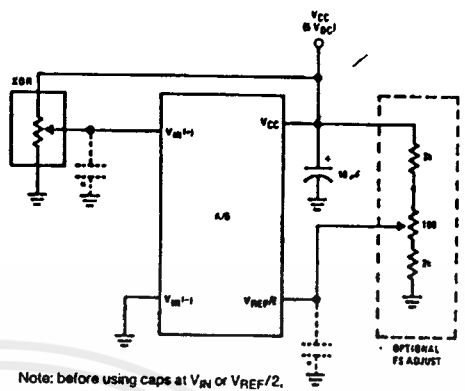
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

6800 Interface

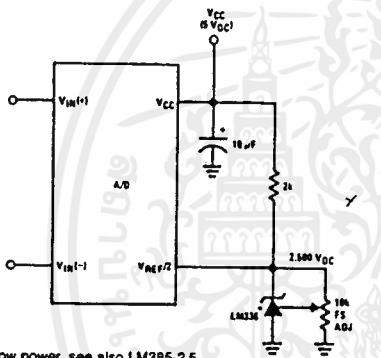


Ratiometric with Full-Scale Adjust



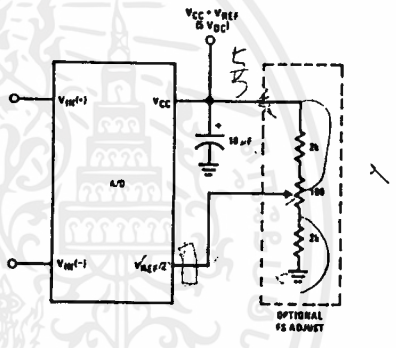
Note: before using caps at V<sub>IN</sub> or V<sub>REF/2</sub>, see section 2.3.2 Input Bypass Capacitors.

Absolute with a 2.500V Reference

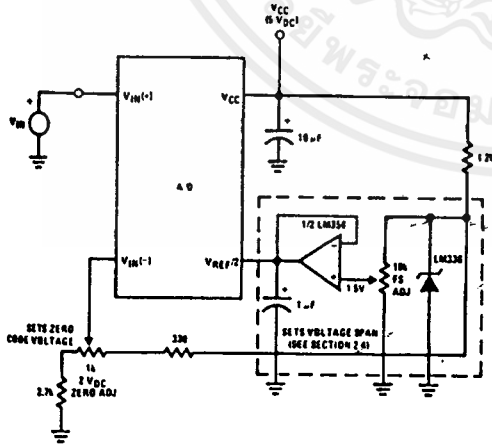


\*For low power, see also LM385-2.5

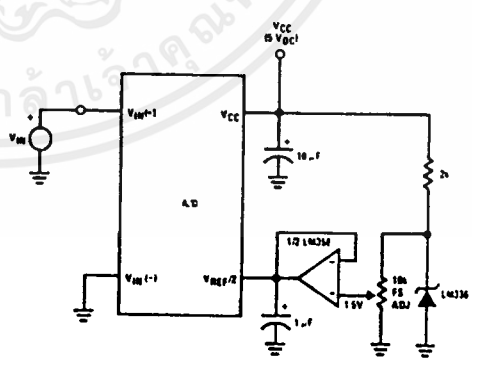
Absolute with a 5V Reference



Zero-Shift and Span Adjust:  $2V \leq V_{IN} \leq 5V$



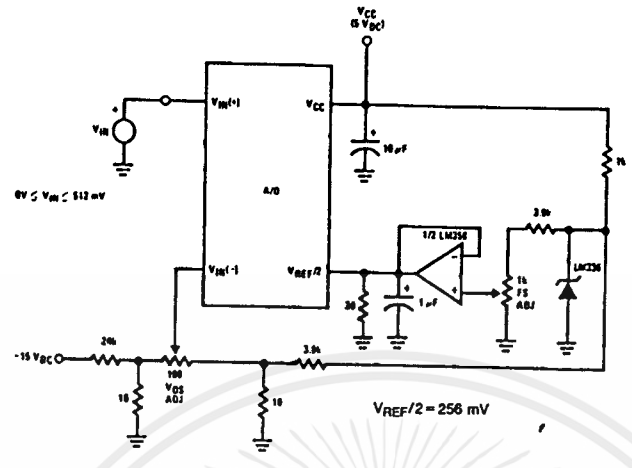
Span Adjust:  $0V \leq V_{IN} \leq 3V$



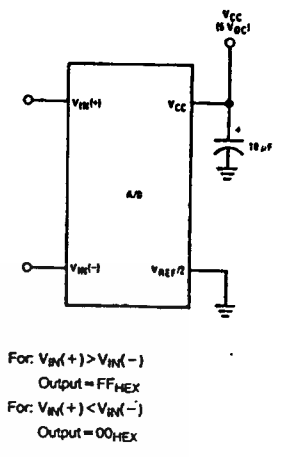
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

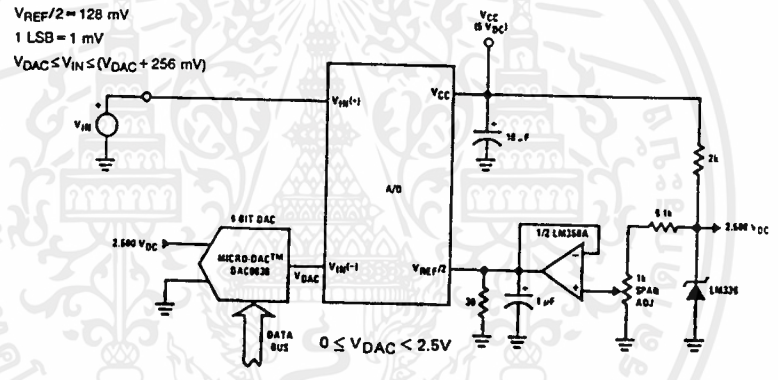
Directly Converting a Low-Level Signal



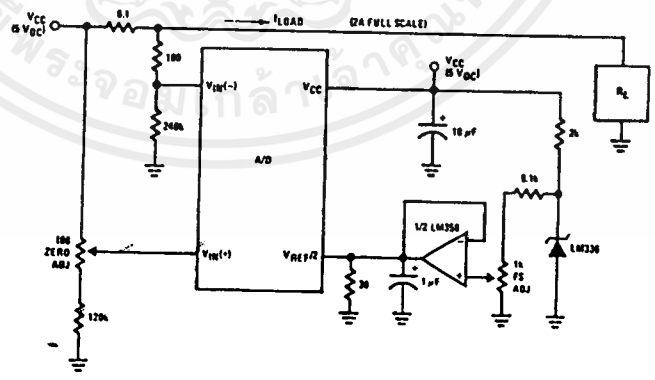
A  $\mu$ P Interfaced Comparator



1 mV Resolution with  $\mu$ P Controlled Range



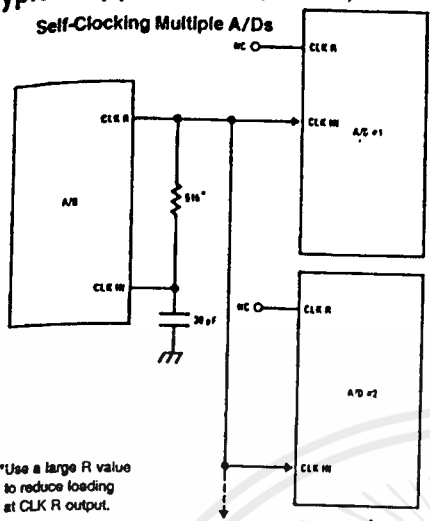
Digitizing a Current Flow



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

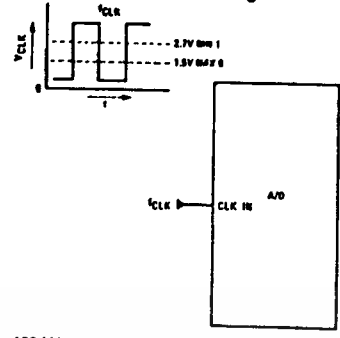
Self-Clocking Multiple A/Ds



\*Use a large R value to reduce loading at CLK R output.

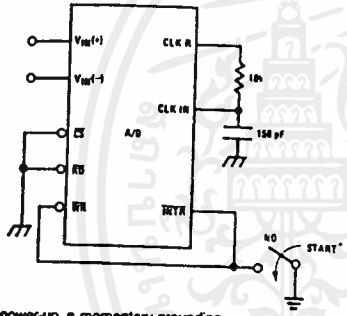
IF MORE THAN 5 ADDITIONAL A/Ds, USE A CMOS BUFFER (NOT 7411)

External Clocking



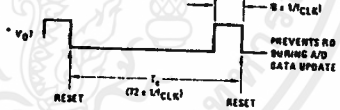
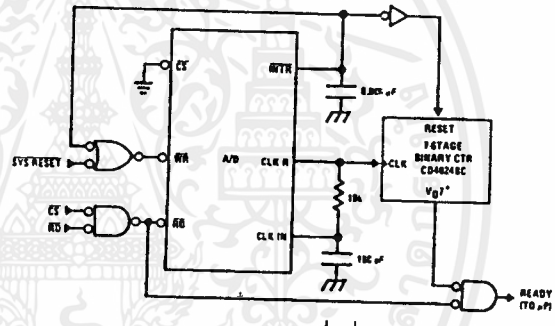
$100 \text{ kHz} \leq f_{\text{CLK}} \leq 1460 \text{ kHz}$

Self-Clocking in Free-Running Mode

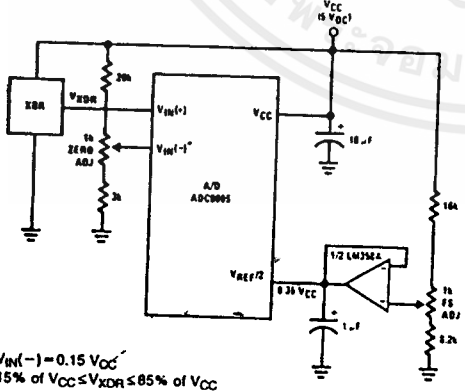


\*After power-up, a momentary grounding of the WR input is needed to guarantee operation.

μP Interface for Free-Running A/D

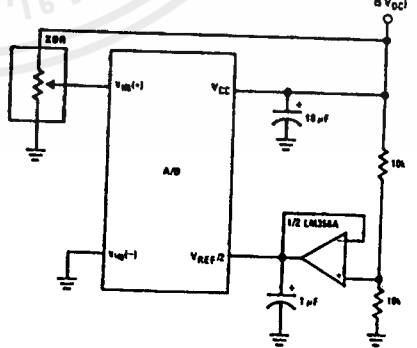


Operating with "Automotive" Ratiometric Transducers



\* $V_{\text{REF}}(-) = 0.15 V_{\text{CC}}$   
 $15\% \text{ of } V_{\text{CC}} \leq V_{\text{XDR}} \leq 85\% \text{ of } V_{\text{CC}}$

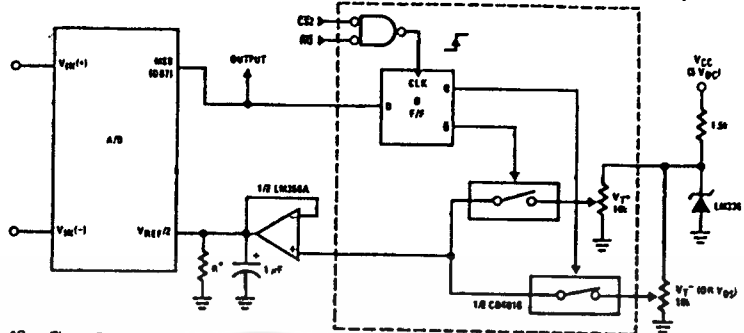
Ratiometric with VREF/2 Forced



TL/H/5671-7

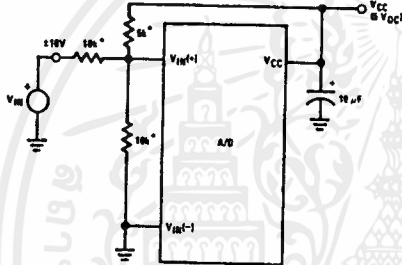
Typical Applications (Continued)

$\mu$ P Compatible Differential-Input Comparator with Pre-Set  $V_{OS}$  (with or without Hysteresis)



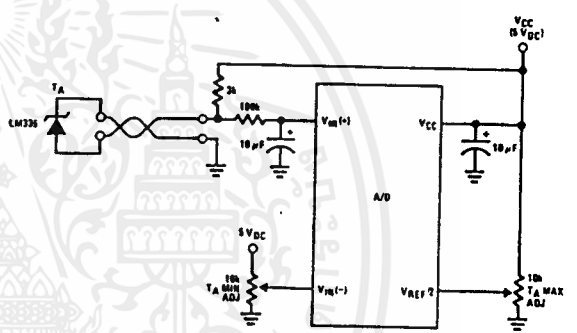
\*See Figure 5 to select R value  
 $DB7 = "1"$  for  $V_{IN(+)} > V_{IN(-)} - (V_{REF}/2)$   
 Omit circuitry within the dotted area if hysteresis is not needed

Handling  $\pm 10V$  Analog Inputs

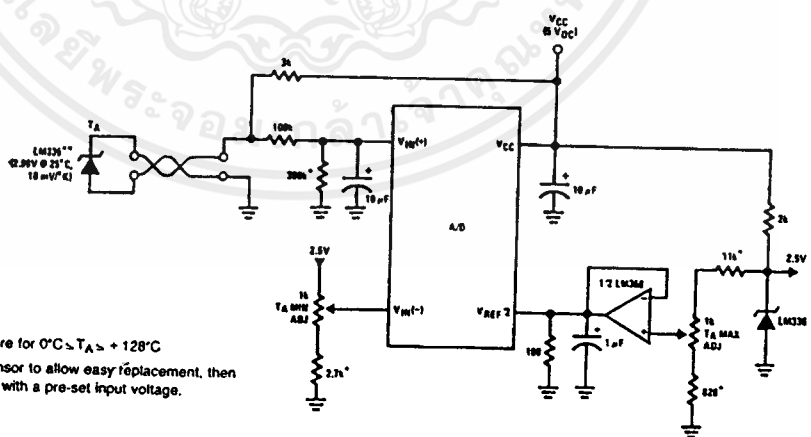


\*Beckman Instruments #694-3-R10K resistor array

Low-Cost,  $\mu$ P Interfaced, Temperature-to-Digital Converter



$\mu$ P Interfaced Temperature-to-Digital Converter

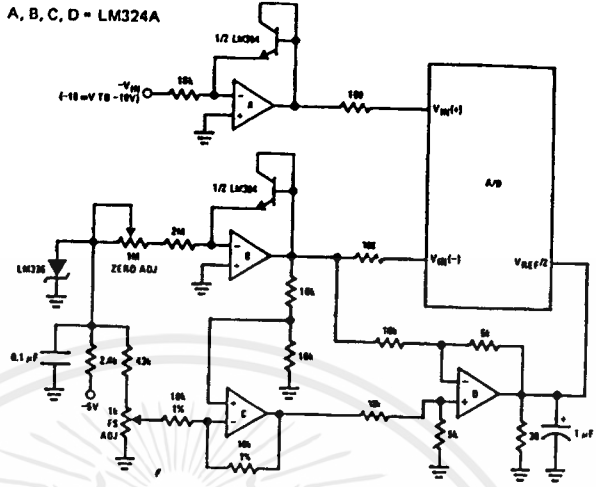


\*Circuit values shown are for  $0^\circ C \leq T_A \leq +128^\circ C$   
 \*\*Can calibrate each sensor to allow easy replacement, then A/D can be calibrated with a pre-set input voltage.

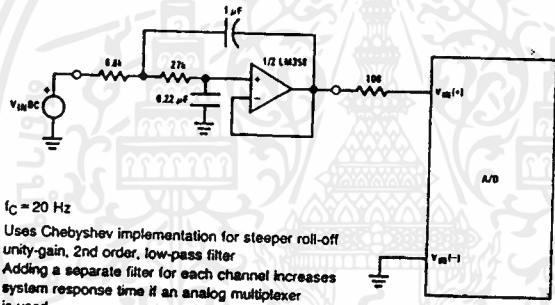


Typical Applications (Continued)

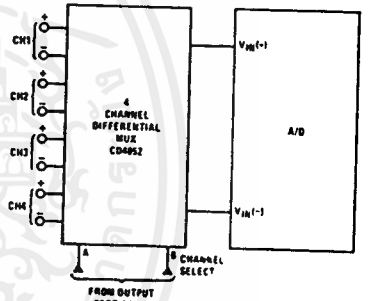
3-Decade Logarithmic A/D Converter



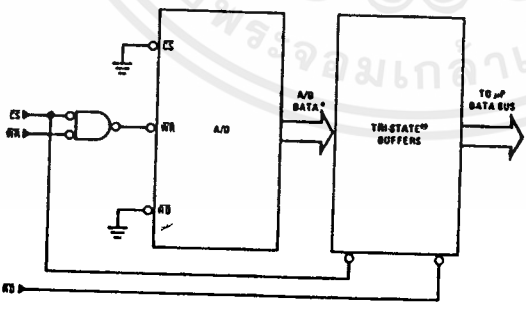
Noise Filtering the Analog Input



Multiplexing Differential Inputs

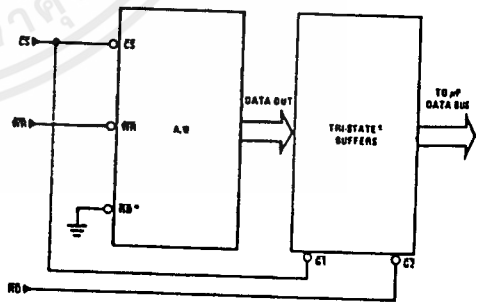


Output Buffers with A/D Data Enabled



\*A/D output data is updated 1 CLK period prior to assertion of INTR

Increasing Bus Drive and/or Reducing Time on Bus

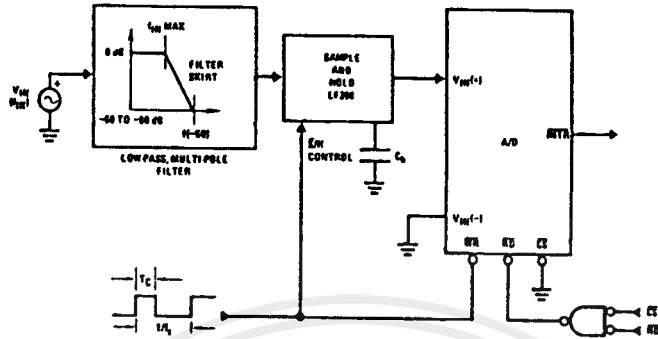


\*Allows output data to set-up at falling edge of CS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

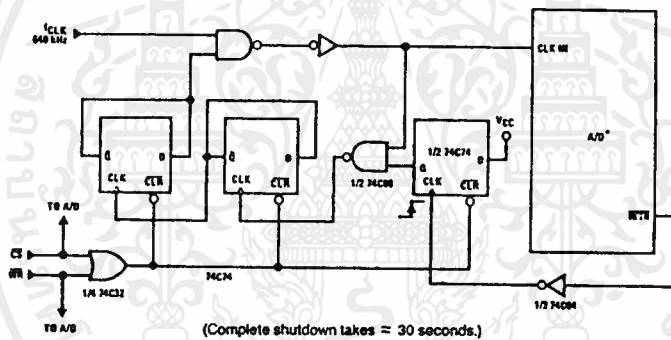
Typical Applications (Continued)

Sampling an AC Input Signal

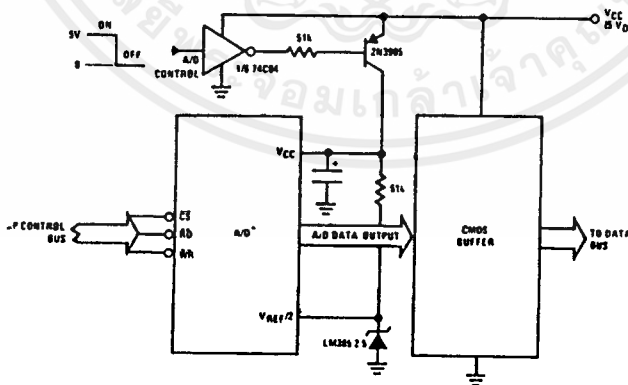


Note 1: Oversample whenever possible [keep  $f_s > 2f(-60)$ ] to eliminate input frequency folding (aliasing) and to allow for the skirt response of the filter.  
 Note 2: Consider the amplitude errors which are introduced within the passband of the filter.

70% Power Savings by Clock Gating



Power Savings by A/D and VREF Shutdown



\*Use ADC0801, 02, 03 or 05 for lowest power consumption.  
 Note: Logic inputs can be driven to  $V_{CC}$  with A/D supply at zero volts.  
 Buffer prevents data bus from overdriving output of A/D when in shutdown mode.

TL/H/5671-11

## Functional Description

### 1.0 UNDERSTANDING A/D ERROR SPECS

A perfect A/D transfer characteristic (staircase waveform) is shown in *Figure 1a*. The horizontal scale is analog input voltage and the particular points labeled are in steps of 1 LSB (19.53 mV with 2.5V tied to the  $V_{REF}/2$  pin). The digital output codes that correspond to these inputs are shown as  $D-1$ ,  $D$ , and  $D+1$ . For the perfect A/D, not only will center-value ( $A-1$ ,  $A$ ,  $A+1$ , . . . .) analog inputs produce the correct output digital codes, but also each riser (the transitions between adjacent output codes) will be located  $\pm 1/2$  LSB away from each center-value. As shown, the risers are ideal and have no width. Correct digital output codes will be provided for a range of analog input voltages that extend  $\pm 1/2$  LSB from the ideal center-values. Each tread (the range of analog input voltage that provides the same digital output code) is therefore 1 LSB wide.

*Figure 1b* shows a worst case error plot for the ADC0801. All center-valued inputs are guaranteed to produce the correct output codes and the adjacent risers are guaranteed to be no closer to the center-value points than  $\pm 1/4$  LSB. In

other words, if we apply an analog input equal to the center-value  $\pm 1/4$  LSB, we guarantee that the A/D will produce the correct digital code. The maximum range of the position of the code transition is indicated by the horizontal arrow and it is guaranteed to be no more than  $1/2$  LSB.

The error curve of *Figure 1c* shows a worst case error plot for the ADC0802. Here we guarantee that if we apply an analog input equal to the LSB analog voltage center-value the A/D will produce the correct digital code.

Next to each transfer function is shown the corresponding error plot. Many people may be more familiar with error plots than transfer functions. The analog input voltage to the A/D is provided by either a linear ramp or by the discrete output steps of a high resolution DAC. Notice that the error is continuously displayed and includes the quantization uncertainty of the A/D. For example the error at point 1 of *Figure 1a* is  $+1/2$  LSB because the digital code appeared  $1/2$  LSB in advance of the center-value of the tread. The error plots always have a constant negative slope and the abrupt up-side steps are always 1 LSB in magnitude.

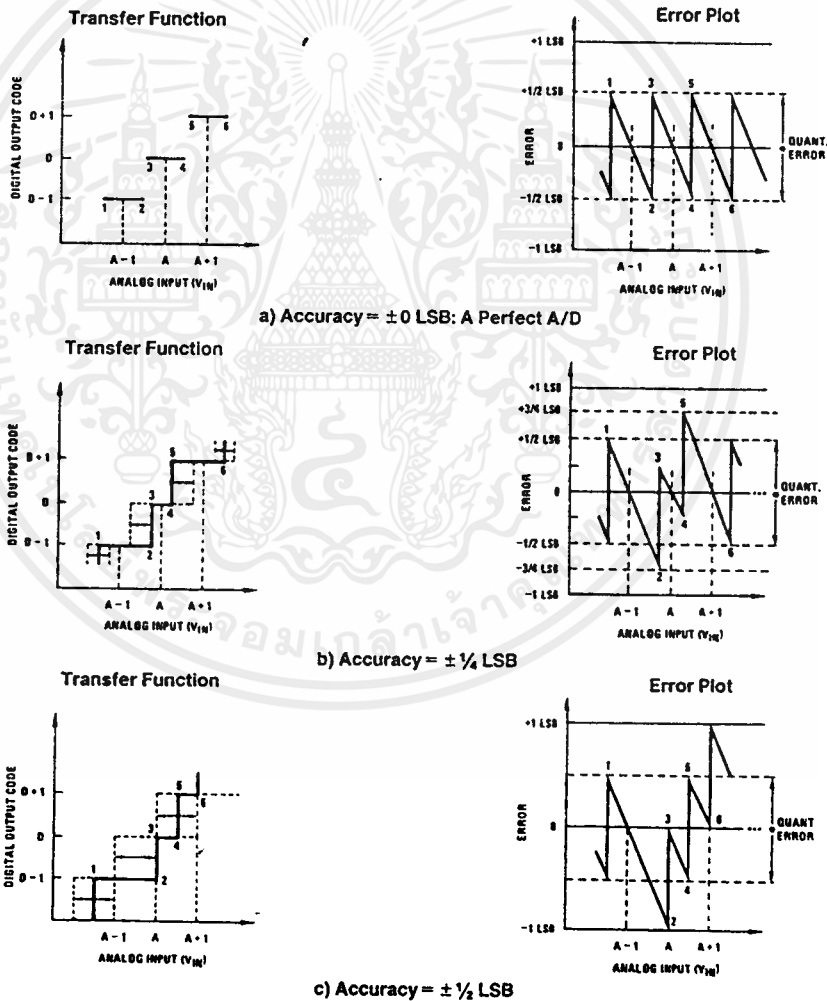
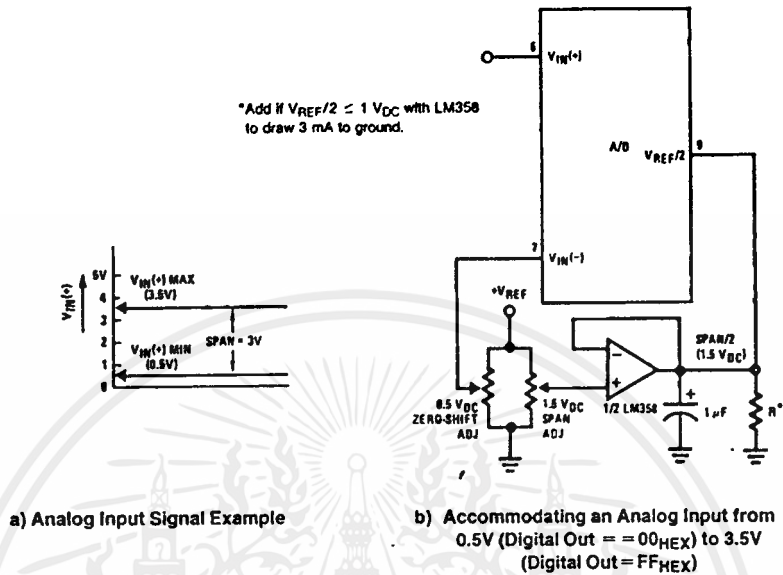


FIGURE 1. Clarifying the Error Specs of an A/D Converter

Functional Description (Continued)



TL/H/5671-16

FIGURE 5. Adapting the A/D Analog Input Voltages to Match an Arbitrary Input Signal Range

2.4.2 Reference Accuracy Requirements

The converter can be operated in a ratiometric mode or an absolute mode. In ratiometric converter applications, the magnitude of the reference voltage is a factor in both the output of the source transducer and the output of the A/D converter and therefore cancels out in the final digital output code. The ADC0805 is specified particularly for use in ratiometric applications with no adjustments required. In absolute conversion applications, both the initial value and the temperature stability of the reference voltage are important factors in the accuracy of the A/D converter. For  $V_{REF}/2$  voltages of 2.4  $V_{DC}$  nominal value, initial errors of  $\pm 10$  mV $_{DC}$  will cause conversion errors of  $\pm 1$  LSB due to the gain of 2 of the  $V_{REF}/2$  input. In reduced span applications, the initial value and the stability of the  $V_{REF}/2$  input voltage become even more important. For example, if the span is reduced to 2.5V, the analog input LSB voltage value is correspondingly reduced from 20 mV (5V span) to 10 mV and 1 LSB at the  $V_{REF}/2$  input becomes 5 mV. As can be seen, this reduces the allowed initial tolerance of the reference voltage and requires correspondingly less absolute change with temperature variations. Note that spans smaller than 2.5V place even tighter requirements on the initial accuracy and stability of the reference source.

In general, the magnitude of the reference voltage will require an initial adjustment. Errors due to an improper value of reference voltage appear as full-scale errors in the A/D transfer function. IC voltage regulators may be used for references if the ambient temperature changes are not excessive. The LM336B 2.5V IC reference diode (from National Semiconductor) has a temperature stability of 1.8 mV typ (6 mV max) over  $0^{\circ}C \leq T_A \leq +70^{\circ}C$ . Other temperature range parts are also available.

2.5 Errors and Reference Voltage Adjustments

2.5.1 Zero Error

The zero of the A/D does not require adjustment. If the minimum analog input voltage value,  $V_{IN(MIN)}$ , is not ground, a zero offset can be done. The converter can be made to output 0000 0000 digital code for this minimum input voltage by biasing the A/D  $V_{IN(-)}$  input at this  $V_{IN(MIN)}$  value (see Applications section). This utilizes the differential mode operation of the A/D.

The zero error of the A/D converter relates to the location of the first riser of the transfer function and can be measured by grounding the  $V_{IN(-)}$  input and applying a small magnitude positive voltage to the  $V_{IN(+)}$  input. Zero error is the difference between the actual DC input voltage that is necessary to just cause an output digital code transition from 0000 0000 to 0000 0001 and the ideal  $1/2$  LSB value ( $1/2$  LSB = 9.8 mV for  $V_{REF}/2 = 2.500 V_{DC}$ ).

2.5.2 Full-Scale

The full-scale adjustment can be made by applying a differential input voltage that is  $1 1/2$  LSB less than the desired analog full-scale voltage range and then adjusting the magnitude of the  $V_{REF}/2$  input (pin 9 or the  $V_{CC}$  supply if pin 9 is not used) for a digital output code that is just changing from 1111 1110 to 1111 1111.







## Functional Description (Continued)

The standard control bus signals of the 8080 CS, RD and WR can be directly wired to the digital control inputs of the A/D and the bus timing requirements are met to allow both starting the converter and outputting the data onto the data bus. A bus driver should be used for larger microprocessor systems where the data bus leaves the PC board and/or must drive capacitive loads larger than 100 pF.

### 4.1.1 Sample 8080A CPU Interfacing Circuitry and Program

The following sample program and associated hardware shown in Figure 10 may be used to input data from the converter to the INS8080A CPU chip set (comprised of the INS8080A microprocessor, the INS8228 system controller and the INS8224 clock generator). For simplicity, the A/D is controlled as an I/O device, specifically an 8-bit bi-directional port located at an arbitrarily chosen port address, E0. The TRI-STATE output capability of the A/D eliminates the need for a peripheral interface device, however address decoding is still required to generate the appropriate CS for the converter.

It is important to note that in systems where the A/D converter is 1-of-8 or less I/O mapped devices, no address decoding circuitry is necessary. Each of the 8 address bits (A0 to A7) can be directly used as CS inputs—one for each I/O device.

### 4.1.2 INS8048 Interface

The INS8048 interface technique with the ADC0801 series (see Figure 11) is simpler than the 8080A CPU interface. There are 24 I/O lines and three test input lines in the 8048. With these extra I/O lines available, one of the I/O lines (bit 0 of port 1) is used as the chip select signal to the A/D, thus eliminating the use of an external address decoder. Bus control signals RD, WR and INT of the 8048 are tied directly to the A/D. The 16 converted data words are stored at on-chip RAM locations from 20 to 2F (Hex). The RD and WR signals are generated by reading from and writing into a dummy address, respectively. A sample interface program is shown below.

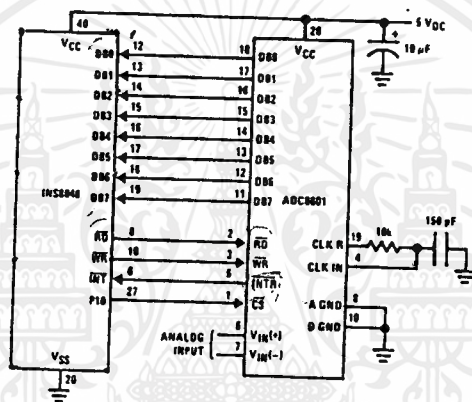


FIGURE 11. INS8048 interface  
SAMPLE PROGRAM FOR FIGURE 11 INS8048 INTERFACE

TL/H/5671-21

```

04 10      JMP      10H      ; Program starts at addr 10
04 50      ORG      3H
04 50      JMP      50H      ; Interrupt jump vector
99 FE      ORG      10H      ; Main program
81         ANL      P1, #0FEH ; Chip select
           MOVX     A, @R1    ; Read in the 1st data
89 01      START:  ORL      P1, #1 ; to reset the intr
B8 20      MOV      RO, #20H ; Set port pin high
B9 FF      MOV      R1, #0FFH ; Data address
BA 10      MOV      R2, #10H  ; Dummy address
23 FF      AGAIN:  MOV      A, #0FFH      ; Counter for 16 bytes
99 FE      ANL      P1, #0FEH ; Set ACC for intr loop
91         MOVX     @R1, A    ; Send CS (bit 0 of P1)
05         MOVX     @R1, A    ; Send WR out
96 21      LOOP:   JNZ      LOOP ; Enable interrupt
EA 1B      DJNZ     R2, AGAIN ; Wait for interrupt
00         NOP      ; If 16 bytes are read
00         NOP      ; go to user's program

81         ORG      50H
A0         MOVX     A, @R1    ; Input data, CS still low
18         MOV      @RO, A    ; Store in memory
89 01      INC      RO        ; Increment storage counter
27         ORL      P1, #1    ; Reset CS signal
93         CLR      A         ; Clear ACC to get out of
           RETR      ; the interrupt loop
    
```

## Functional Description (Continued)

### 4.2 Interfacing the Z-80

The Z-80 control bus is slightly different from that of the 8080. General  $\overline{RD}$  and  $\overline{WR}$  strobes are provided and separate memory request,  $\overline{MREQ}$ , and I/O request,  $\overline{IORQ}$ , signals are used which have to be combined with the generalized strobes to provide the equivalent 8080 signals. An advantage of operating the A/D in I/O space with the Z-80 is that the CPU will automatically insert one wait state (the  $\overline{RD}$  and  $\overline{WR}$  strobes are extended one clock period) to allow more time for the I/O devices to respond. Logic to map the A/D in I/O space is shown in Figure 13.

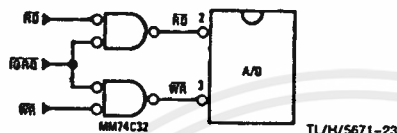


FIGURE 13. Mapping the A/D as an I/O Device for Use with the Z-80 CPU

Additional I/O advantages exist as software DMA routines are available and use can be made of the output data transfer which exists on the upper 8 address lines (A8 to A15) during I/O input instructions. For example, MUX channel selection for the A/D can be accomplished with this operating mode.

### 4.3 Interfacing 6800 Microprocessor Derivatives (6502, etc.)

The control bus for the 6800 microprocessor derivatives does not use the  $\overline{RD}$  and  $\overline{WR}$  strobe signals. Instead it employs a single  $R/\overline{W}$  line and additional timing, if needed, can be derived from the  $\phi 2$  clock. All I/O devices are memory mapped in the 6800 system, and a special signal, VMA, indicates that the current address is valid. Figure 14 shows an interface schematic where the A/D is memory mapped in the 6800 system. For simplicity, the  $\overline{CS}$  decoding is shown using  $\frac{1}{2}$  DM8092. Note that in many 6800 systems, an al-

ready decoded  $\overline{475}$  line is brought out to the common bus at pin 21. This can be tied directly to the  $\overline{CS}$  pin of the A/D, provided that no other devices are addressed at HX ADDR: 4XXX or 5XXX.

The following subroutine performs essentially the same function as in the case of the 8080A interface and it can be called from anywhere in the user's program.

In Figure 15 the ADC0801 series is interfaced to the M6800 microprocessor through (the arbitrarily chosen) Port B of the MC6820 or MC6821 Peripheral Interface Adapter, (PIA). Here the  $\overline{CS}$  pin of the A/D is grounded since the PIA is already memory mapped in the M6800 system and no  $\overline{CS}$  decoding is necessary. Also notice that the A/D output data lines are connected to the microprocessor bus under program control through the PIA and therefore the A/D  $\overline{RD}$  pin can be grounded.

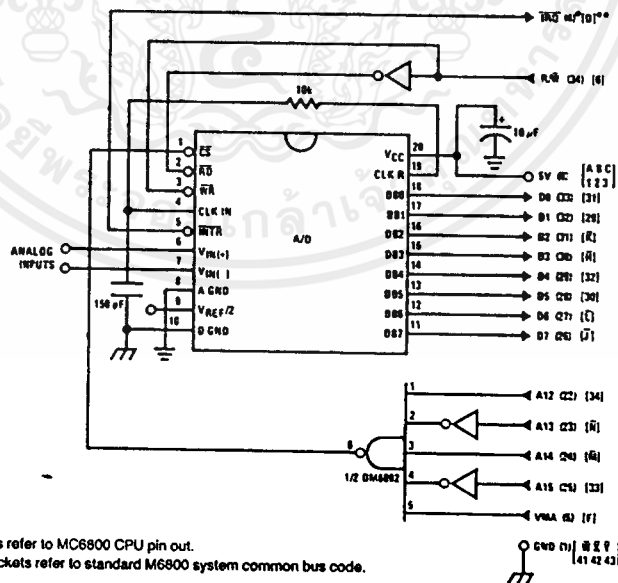
A sample interface program equivalent to the previous one is shown below Figure 15. The PIA Data and Control Registers of Port B are located at HEX addresses 8006 and 8007, respectively.

## 5.0 GENERAL APPLICATIONS

The following applications show some interesting uses for the A/D. The fact that one particular microprocessor is used is not meant to be restrictive. Each of these application circuits would have its counterpart using any microprocessor that is desired.

### 5.1 Multiple ADC0801 Series to MC6800 CPU Interface

To transfer analog data from several channels to a single microprocessor system, a multiple converter scheme presents several advantages over the conventional multiplexer single-converter approach. With the ADC0801 series, the differential inputs allow individual span adjustment for each channel. Furthermore, all analog input channels are sensed simultaneously, which essentially divides the microprocessor's total system servicing time by the number of channels, since all conversions occur simultaneously. This scheme is shown in Figure 16.



Note 1: Numbers in parentheses refer to MC6800 CPU pin out.

Note 2: Number or letters in brackets refer to standard M6800 system common bus code.

FIGURE 14. ADC0801-MC6800 CPU Interface

TL/H/5671-24



## Functional Description (Continued)

## SAMPLE PROGRAM FOR FIGURE 15 ADC0801-MC6820 PIA INTERFACE

```

0010    CE 00 38    DATAIN    LDX    #$0038    ; Upon  $\overline{TRQ}$  low CPU
0013    FF FF F8    STX    $FFF8    ; jumps to 0038
0016    B6 80 06    LDAA   PIAORB    ; Clear possible  $\overline{IRQ}$  flags
0019    4F          CLRA
001A    B7 80 07    STAA   PIACRB
001D    B7 80 06    STAA   PIAORB    ; Set Port B as input
0020    0E          CLI
0021    C6 34      LDAB   #$34
0023    86 3D      LDAA   #$3D
0025    F7 80 07    CONVRT   STAB   PIACRB    ; Starts ADC0801
0028    B7 80 07    STAA   PIACRB
002B    3E          WAI          ; Wait for interrupt
002C    DE 40      LDX    TEMP1
002E    8C 02 0F    CPX    #$020F    ; Is final data stored?
0031    27 0F      BEQ    ENDP
0033    08          INX
0034    DF 40      STX    TEMP1
0036    20 ED      BRA    CONVRT
0038    DE 40      INTRPT   LDX    TEMP1
003A    B6 80 06    LDAA   PIAORB    ; Read data in
003D    A7 00      STAA   X          ; Store it at X
003F    3B          RTI
0040    02 00      TEMP1   FDB    $0200    ; Starting address for
                                ; data storage
0042    CE 02 00    ENDP    LDX    #$0200    ; Reinitialize TEMP1
0045    DF 40      STX    TEMP1
0047    39          RTS          ; Return from subroutine
                                PIAORB   EQU    $8006    ; To user's program
                                PIACRB   EQU    $8007

```

The following schematic and sample subroutine (DATA IN) may be used to interface (up to) 8 ADC0801's directly to the MC6800 CPU. This scheme can easily be extended to allow the interface of more converters. In this configuration the converters are (arbitrarily) located at HEX address 5000 in the MC6800 memory space. To save components, the clock signal is derived from just one RC pair on the first converter. This output drives the other A/Ds.

All the converters are started simultaneously with a STORE instruction at HEX address 5000. Note that any other HEX address of the form 5XXX will be decoded by the circuit, pulling all the  $\overline{CS}$  inputs low. This can easily be avoided by using a more definitive address decoding scheme. All the interrupts are ORed together to insure that all A/Ds have completed their conversion before the microprocessor is interrupted.

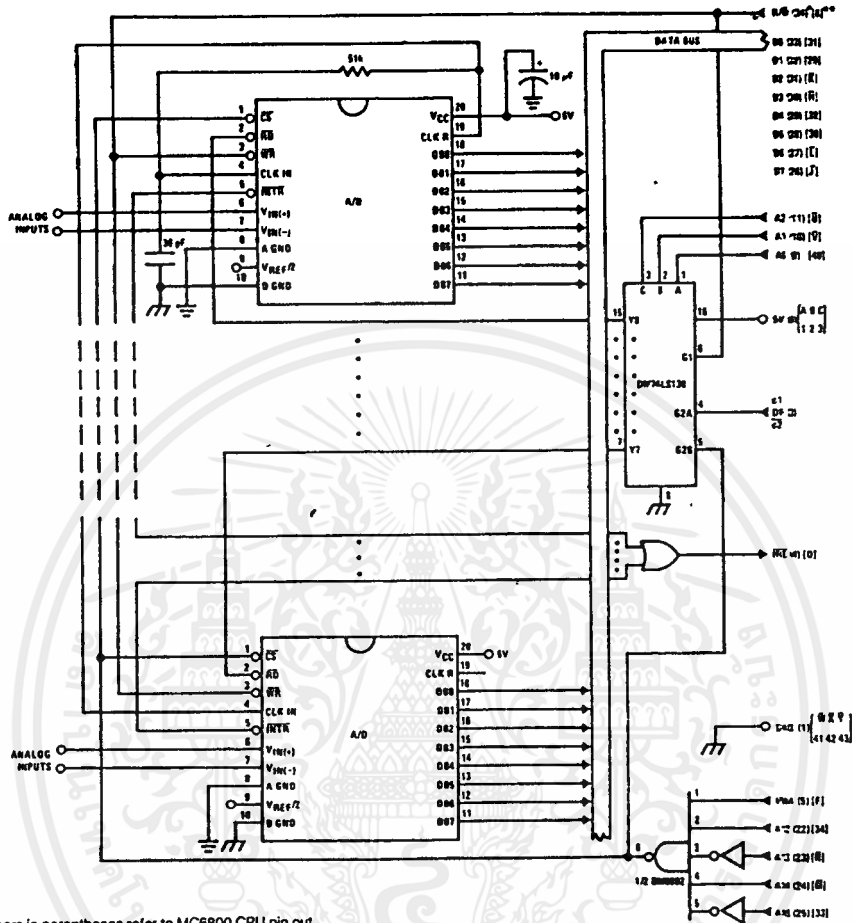
The subroutine, DATA IN, may be called from anywhere in the user's program. Once called, this routine initializes the

CPU, starts all the converters simultaneously and waits for the interrupt signal. Upon receiving the interrupt, it reads the converters (from HEX addresses 5000 through 5007) and stores the data successively at (arbitrarily chosen) HEX addresses 0200 to 0207, before returning to the user's program. All CPU registers then recover the original data they had before servicing DATA IN.

### 5.2 Auto-Zeroed Differential Transducer Amplifier and A/D Converter

The differential inputs of the ADC0801 series eliminate the need to perform a differential to single ended conversion for a differential transducer. Thus, one op amp can be eliminated since the differential to single ended conversion is provided by the differential input of the ADC0801 series. In general, a transducer preamp is required to take advantage of the full A/D converter input dynamic range.

Functional Description (Continued)



Note 1: Numbers in parentheses refer to MC6800 CPU pin out.

Note 2: Numbers of letters in brackets refer to standard M6800 system common bus code.

TL/H/5671-26

FIGURE 16. Interfacing Multiple A/Ds in an MC6800 System

SAMPLE PROGRAM FOR FIGURE 16 INTERFACING MULTIPLE A/Ds IN AN MC6800 SYSTEM

ADDRESS	HEX CODE	MNEMONICS	COMMENTS
0010	DF 44	DATIN	; Save Contents of X
0012	CE 00 2A	LDX #002A	; Upon $\overline{IRQ}$ LOW CPU
0015	FF FF F8	STX \$FFF8	; Jumps to 002A
0018	B7 50 00	STAA \$5000	; Starts all A/D's
001B	0E	CLI	
001C	3E	WAI	; Wait for interrupt
001D	CE 50 00	LDX \$5000	
0020	DF 40	STX INDEX1	; Reset both INDEX
0022	CE 02 00	LDX \$0200	; 1 and 2 to starting
0025	DF 42	STX INDEX2	; addresses
0027	DE 44	LDX TEMP	
0029	39	RTS	; Return from subroutine
002A	DE 40	LDX INDEX1	; INDEX1 → X
002C	A6 00	LDAA X	; Read data in from A/D at X
002E	08	INX	; Increment X by one
002F	DF 40	STX INDEX1	; X → INDEX1
0031	DE 42	LDX INDEX2	; INDEX2 → X

## Functional Description (Continued)

SAMPLE PROGRAM FOR FIGURE 16 INTERFACING MULTIPLE A/Ds IN AN MC6800 SYSTEM					
ADDRESS	HEX CODE	MNEMONICS			COMMENTS
0033	A7 00	STAA	X		; Store data at X
0035	8C 02 07	CPX	#0207		; Have all A/D's been read?
0038	27 05	BEQ	RETURN		; Yes: branch to RETURN
003A	08	INX			; No: increment X by one
003B	DF 42	STX	INDEX2		; X → INDEX2
003D	20 EB	BRA	INTRPT		; Branch to 002A
003F	3B	RETURN	RTI		
0040	50 00	INDEX1	FDB	\$5000	; Starting address for A/D
0042	02 00	INDEX2	FDB	\$0200	; Starting address for data storage
0044	00 00	TEMP	FDB	\$0000	

Note 1: In order for the microprocessor to service subroutines and interrupts, the stack pointer must be dimensioned in the user's program.

For amplification of DC input signals, a major system error is the input offset voltage of the amplifiers used for the preamp. Figure 17 is a gain of 100 differential preamp whose offset voltage errors will be cancelled by a zeroing subroutine which is performed by the INS8080A microprocessor system. The total allowable input offset voltage error for this preamp is only 50  $\mu\text{V}$  for  $\frac{1}{4}$  LSB error. This would obviously require very precise amplifiers. The expression for the differential output voltage of the preamp is:

$$V_O = \underbrace{[V_{IN(+)} - V_{IN(-)}]}_{\text{SIGNAL}} \underbrace{\left[1 + \frac{2R_2}{R_1}\right]}_{\text{GAIN}} + \underbrace{(V_{OS2} - V_{OS1} - V_{OS3} \pm I_X R_X)}_{\text{DC ERROR TERM}} \underbrace{\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)}_{\text{GAIN}}$$

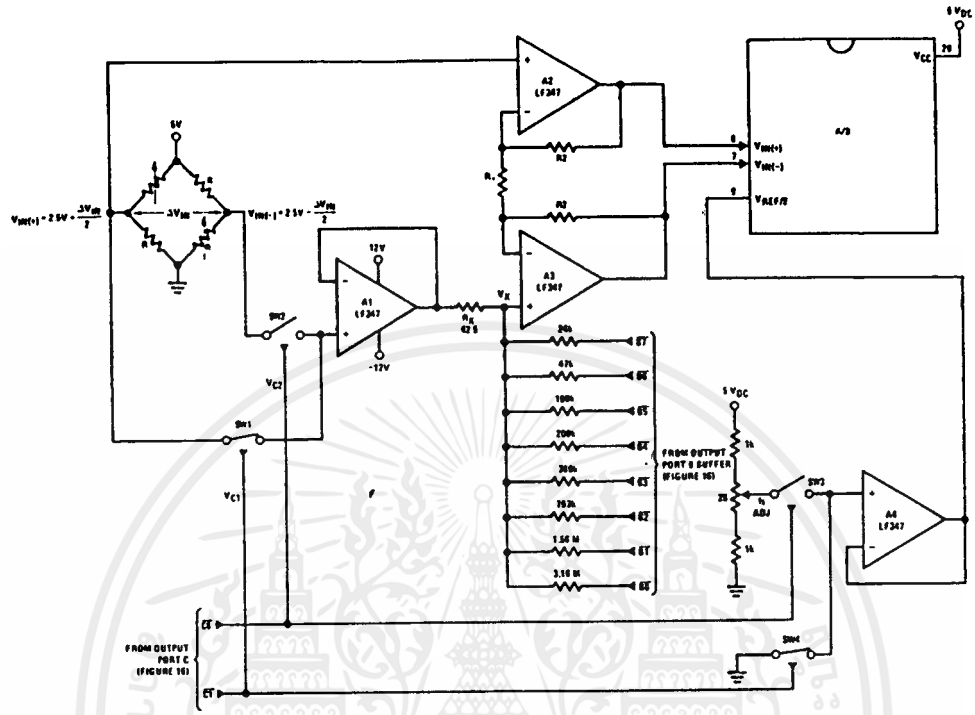
where  $I_X$  is the current through resistor  $R_X$ . All of the offset error terms can be cancelled by making  $\pm I_X R_X = V_{OS1} + V_{OS3} - V_{OS2}$ . This is the principle of this auto-zeroing scheme.

The INS8080A uses the 3 I/O ports of an INS8255 Programmable Peripheral Interface (PPI) to control the auto zeroing and input data from the ADC0801 as shown in Figure 18. The PPI is programmed for basic I/O operation (mode 0) with Port A being an input port and Ports B and C being output ports. Two bits of Port C are used to alternately open or close the 2 switches at the input of the preamp. Switch

SW1 is closed to force the preamp's differential input to be zero during the zeroing subroutine and then opened and SW2 is then closed for conversion of the actual differential input signal. Using 2 switches in this manner eliminates concern for the ON resistance of the switches as they must conduct only the input bias current of the input amplifiers.

Output Port B is used as a successive approximation register by the 8080 and the binary scaled resistors in series with each output bit create a D/A converter. During the zeroing subroutine, the voltage at  $V_X$  increases or decreases as required to make the differential output voltage equal to zero. This is accomplished by ensuring that the voltage at the output of A1 is approximately 2.5V so that a logic "1" (5V) on any output of Port B will source current into node  $V_X$  thus raising the voltage at  $V_X$  and making the output differential more negative. Conversely, a logic "0" (0V) will pull current out of node  $V_X$  and decrease the voltage, causing the differential output to become more positive. For the resistor values shown,  $V_X$  can move  $\pm 12$  mV with a resolution of 50  $\mu\text{V}$ , which will null the offset error term to  $\frac{1}{4}$  LSB of full-scale for the ADC0801. It is important that the voltage levels that drive the auto-zero resistors be constant. Also, for symmetry, a logic swing of 0V to 5V is convenient. To achieve this, a CMOS buffer is used for the logic output signals of Port B and this CMOS package is powered with a stable 5V source. Buffer amplifier A1 is necessary so that it can source or sink the D/A output current.

Functional Description (Continued)



- Note 1: R2 = 49.5 R1
- Note 2: Switches are LMC13334 CMOS analog switches.
- Note 3: The 9 resistors used in the auto-zero section can be ± 5% tolerance.

FIGURE 17. Gain of 100 Differential Transducer Preamp

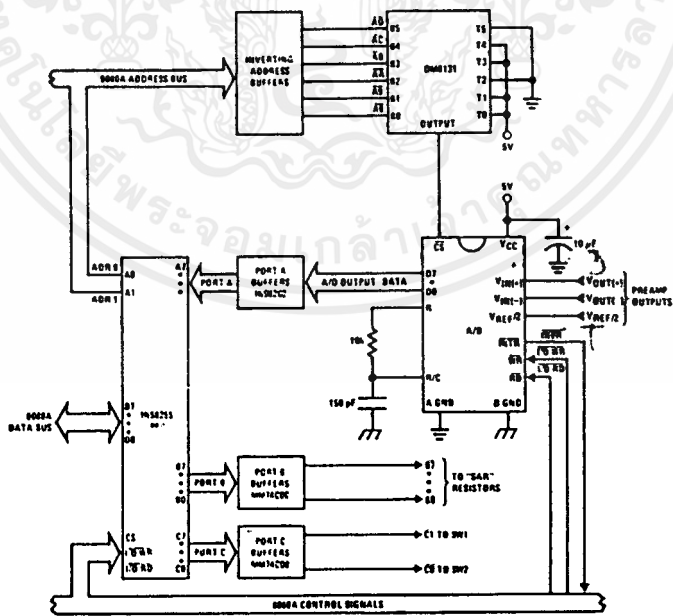


FIGURE 18. Microprocessor Interface Circuitry for Differential Preamp

TL/H:5671-27

## PIEZOELECTRIC ELEMENTS

Piezoelectric devices produce mechanical work when they are excited electrically, or they generate electrical energy when they are driven mechanically. The most extensively used materials in these devices are crystals—quartz, tourmaline, Rochelle salt (sodium potassium tartrate), lithium niobate, lithium tantalate, cadmium sulfide, zinc oxide and ceramics—barium titanate, ammonia dihydrogen phosphate (ADP), lead zirconate—lead titanate (PZT), and so forth.

The crystalline materials are inherently piezoelectric: they exhibit electrical charges with the deformation of the crystal lattice. The synthetic piezo-ceramic materials are made by baking small crystallites under pressure and placing the specimens in a strong dc electric field where they are polarized along the field direction and acquire piezoelectric properties. In piezoelectric ceramics, the piezoeffect is particularly strong. From a design point of view, they are very universal because the versatile shapes and sizes of parts can be obtained by simple molding. However, when a precision electromechanical operation is required, the monocrystalline rather than the polycrystalline structure is preferable. Recent developments in new transduction materials have led to the invention of piezoelectric materials such as polymers and flexible piezoelectric ceramics [429]. The elements fabricated of these materials have practically no constraints in size, and they are light and flexible. Piezoelectric polymer films are presently made of polyvinylidene fluoride and are often referred to as PVF<sub>2</sub> or PVDF.

Because of the specific properties of piezoelectrics, three areas of their application are most noteworthy:

1. Conversion of displacement, acceleration, force, pressure, stress, and strain into an electrical signal (direct effect);
2. Production of displacement, and force, or radiation of vibratory energy (e.g., acoustic wave) in response to the applied voltage (reverse effect); and
3. Operation in resonating structures for the most efficient radiation of energy, sensing of physical values, filtration of electrical signals, and generation of stable pulses (direct and reverse effects).

Due to its mechanical perfections, crystalline quartz (SiO<sub>2</sub>) is one of the most attractive materials for the construction of transduction elements. Quartz belongs to the trigonal trapezohedral class (32) of the rhombohedral subsystem [306] (Fig. 9.41). The lattice type is hexagonal and characterized by one axis of two-fold perpendicular symmetry and separation by angles of 120°. There are no centers of symmetry and no planes of symmetry. The reference axes X, Y, and Z are called electrical, mechanical, and optical, respectively. There are three X-axes perpendicular to the Z-axis and passing through the crystal edges (axes of two-fold symmetry). Three Y-axes perpendicular to the Z-axis pass through the centers of the crystal faces. The Z-axis is the axis of three-fold symmetry.

The piezoeffect in quartz is illustrated by Figure 9.42. The silicon atoms are in four-coordination with oxygen and form a SiO<sub>4</sub> tetrahedron, which is the basic unit of the structure. Each oxygen is shared with two silicon atoms. Each ion of Si with charge +4e is linked with four ions of O having charge -2e each. In a still condition, all the charges are compensated and the cell is neutral. If the cell is deformed along the X- or Y-axis, the O-ion is displaced, and positive or negative charges are formed, as shown in Figure 9.42. The same model can be used to explain the reverse effect. An element will vibrate at a high amplitude if it is cut from the crystal and excited by an ac voltage having a frequency close to the frequency of the natural mechanical resonance. These vibrations are intense, and the element establishes a frequency of oscillation in the electrical circuit providing excitation. Since the

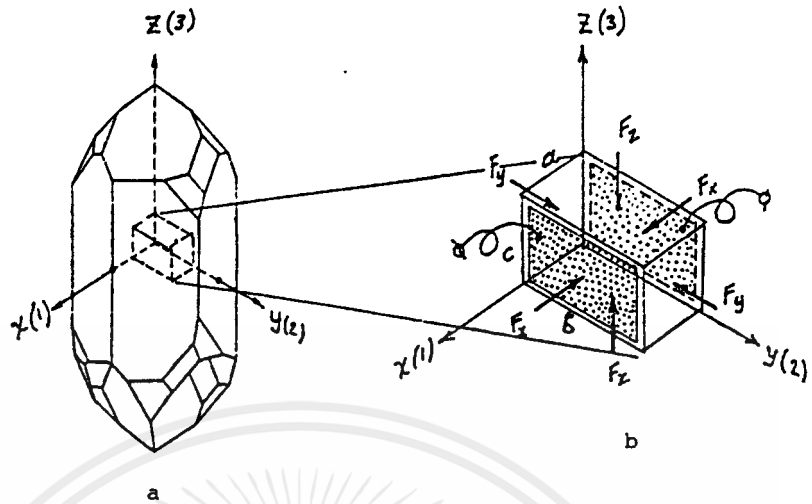


Figure 9.41 Quartz crystal. a = crystal, b = element cut from crystal under stress.

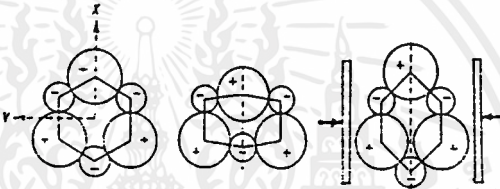


Figure 9.42 Piezoeffect in quartz.

mechanical properties (Table 9.3) of quartz are very stable, the frequency of the electrical signal is also stable. The mechanical state of the element can be changed by applying external force, varying its temperature, or adding a mass to the vibrating body. These factors alternate the frequency of vibration, making the element sensitive to the specific physical values. The range of the quartz resonator frequencies is fairly wide: from units of kilohertz to hundreds of megahertz. The electrical and mechanical properties of the elements greatly depend on their shape, size, and

TABLE 9.3  
Some Properties of Quartz (Adopted from [306])

Property	Value    Z	Value ⊥ Z	Temperature (T) dependency
Thermal conductivity [cal/(cm · s · °C)]	$29 \times 10^{-3}$	$16 \times 10^{-3}$	decreases with T
Dielectric constant	4.6	4.5	decreases with T
Thermal expansion coefficient [1/°C]	$7.1 \times 10^{-6}$	$13.2 \times 10^{-6}$	increases with T
Electrical resistivity [Ω · cm]	$0.1 \times 10^{15}$ (ionic)	$20 \times 10^{15}$ (electronic)	decreases with T
Young's modulus [N/m <sup>2</sup> ]	$9.7 \times 10^{10}$	$7.6 \times 10^{10}$	decreases with T
Density [kg/m <sup>3</sup> ]	$2.65 \times 10^3$		
Curie temperature [°C]	573		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

direction of cut. The simplest form of the element is a circular or rectangular flat plate with metallization on the surfaces. Metal films are used to pick up or to deliver electricity to the crystal. Table 9.4 illustrates [430] the basic piezoelectric actions of elements. The deformation of the element can be quite complex. For example, if the element is composed of two bonded plates, a shear deformation can be accompanied by twisting.

The analysis [431] of crystalline elements is based on a three-dimensional presentation of the electromechanical characteristics of piezoelectrics.

**TABLE 9.4**  
Basic Actions of Piezoelectric Elements (Source: [430])

Basic deformations	Typical applications
<p style="text-align: center;">Thickness shear</p>	<p>Delay-line transducers; ultrasonic transducers; accelerometers; high-frequency resonators</p>
<p style="text-align: center;">Face shear</p>	<p>Headphones; microphones; twister "Bimorph" phonograph cartridges</p>
<p style="text-align: center;">Thickness expansion</p>	<p>Delay-line transducers; ultrasonic testing and cleaning transducers; high-frequency resonators</p>
<p style="text-align: center;">Transverse length expansion</p>	<p>Sonar transducers and hydrophones; "Bimorph" phonograph cartridges; headphones; microphones; tweeters; clock drivers; heart pacers</p>
<p style="text-align: center;">Parallel length expansion</p>	<p>Sonar radiating transducers; ultrasonic bonders and welders; ultrasonic solder cleaners</p>
<p style="text-align: center;">Poled along this axis</p> <p style="text-align: center;">Planar expansion</p>	<p>"Bimorphs" and "Unimorphs" for labs; tweeters for cameras, radios, and simple alarms; transmitters and receivers for intrusion alarms</p>

As described previously, the charges developed on the surfaces of the element are proportional to the applied force. For the analysis, polarization  $P$  [C/m<sup>2</sup>] is usually taken as a measure of charge amount.  $P$  can be regarded as a charge density (by definition,  $P$  is a vector quantity equal to the electric dipole moment per unit volume of material). The measure of force is stress  $\sigma$  [N/m<sup>2</sup>]. The relation between these two values is established by using the proportionality coefficient  $d$  [C/N], which is called the *piezoelectric constant*:

$$P = d\sigma. \quad (9.92)$$

The reverse effect is described by another equation:

$$x = gP \quad (9.93)$$

where  $x$  = strain, dimensionless, and  
 $g$  = constant coefficient, m<sup>2</sup>/C.

In this formula, the magnitude of  $P$  is defined by the source supplying charges. It is known that

$$P = \epsilon_0(\epsilon_r - 1)E \quad (9.94)$$

where  $\epsilon_0$  = permittivity of free space, C<sup>2</sup>/N · m<sup>2</sup>;  
 $\epsilon_r$  = dielectric constant, dimensionless; and  
 $E$  = electric field strength, N/C or V/m.

It is proved in thermodynamics that

$$\epsilon_0 g(\epsilon_r - 1) = d. \quad (9.95)$$

Therefore, the same constant is used for the description of the direct and reverse effects:

$$x = d \cdot E. \quad (9.96)$$

Another essential characteristic of the element is electromechanical coupling coefficient  $k$ . By definition, its square is equal to the ratio of the electrical energy generated by the element per unit volume  $W'_e$  [N/m<sup>2</sup>] to the total energy per unit volume needed for its deformation  $W'$  [J/m<sup>3</sup>].

$$k^2 = W'_e/W', \quad W' = W'_e + W'_m \quad \text{and} \quad W'_m = Bx^2/2 \quad (9.97)$$

where  $W'_m$  = mechanical component of  $W'$ , N/m<sup>2</sup>, and  
 $B$  = Young's modulus, N/m<sup>2</sup>.

The effective modulus of elasticity  $B_{ef}$  found from the equation  $W' = B_{ef}x^2/2$  is larger than  $B$ :

$$B_{ef} = B/(1 - k^2). \quad (9.98)$$

When the reverse piezoeffect is used, the energy of the power supply is spent for the charge of the element as a capacitor:  $W_e = CU^2/2$  [J] ( $C$  [F] is capacitance, and  $U$  [V] is voltage), and for the deformation of the structure:  $W_m$  [J].

The total energy  $W$  [J] is a sum:  $W = W_e + W_m$ . Since  $W > W_e$ , the effective value of the capacitance  $C_{ef}$  is determined from the set of relationships [431]:

$$W = C_{ef}U^2/2, \quad W_m = W - W_e, \quad k^2 = W_m/W, \quad (9.99)$$

$$\frac{C_{ef} - C}{C_{ef}} = \frac{\epsilon_{ef} - \epsilon_c}{\epsilon_{ef}} = k^2 \quad (9.100)$$

where  $\epsilon_{ef}$  = effective dielectric constant determining  $C_{ef}$ .

The values of  $k$  are measured in experiments, and they are the same for the direct and reverse effects. The coupling coefficient is a true measure of the piezoelectric effect because it is independent of the level of elastic stiffness or permittivity. This coefficient can be specific and defined not only by the properties of the material but also by the features of the construction. For ceramic materials,  $k$  is defined as a planar electromechanical coupling coefficient  $k_p$  ("planar coupling"). This coefficient characterizes a radial vibration of a thin disk with electrodes on its surfaces.

The mechanical quality factor  $Q_M$  is the characteristic that is given by the ratio of the equivalent reactance to the equivalent resistance of losses in a vibrating element. The magnitude of  $Q_M$  is determined from experiments using the following formula:

$$Q_M = \frac{f_n^2}{2\pi f_m Z_m C (f_n^2 - f_m^2)} \quad (9.101)$$

where  $f_n$  and  $f_m$  = frequencies at maximum and minimum impedances of element, respectively, Hz;

$Z_m$  = minimum impedance of element,  $\Omega$ ; and

$C$  = element capacitance (usually measured at 1000Hz), F.

Curie temperature  $T_c$ , given in  $^{\circ}\text{C}$  is also an important characteristic determining the natural limit in the application of materials.

As it follows from the theory in Mechanical Characteristics of Semiconductors in Chapter 7, the stress can be introduced by a tensor of rank two having nine components  $\sigma_{ij}$ . Due to the symmetry, six components are left:  $\sigma_1$ ,  $\sigma_2$ , and  $\sigma_3$  for the compression or tension (taken negative);  $\sigma_5$ ,  $\sigma_6$ , and  $\sigma_7$  for the shear.

From equations 9.92 and 9.96,

$$P_i = \sum_{j=1}^6 d_{ij}\sigma_j = d_{ij}\sigma_j \quad (9.102)$$

$$x_j = \sum_{i=1}^3 d_{ij}E_i = d_{ij}E_i \quad (9.103)$$

where  $i = 1, 2, \text{ and } 3$  are the numbers of the components of polarization, and  $j = 1, 2, \dots, 6$  are the numbers of the components of mechanical stresses or strains.

The dielectric constant is a third-rank tensor containing  $3 \times 6 = 18$  components  $d_{ij}$ . Depending on the type of its lattice, the crystal can be characterized by a number of terms different from zero. For an isotropic material free of piezoeffect, all the terms are zero. The piezoelectric behavior of a crystal can be described in detail if the set-of data related to the piezoelectric constants  $d_{ij}$ , elastic compliances  $S_{ij}$  [ $\text{m}^2/\text{N}$ ], and permittivity  $\epsilon_{ik}$  are given. This set can be introduced by a  $9 \times 9$  matrix [431] in which columns are associated with mechanical stresses and field strengths, and rows refer to strains and polarizations.

	$\sigma_1$	$\sigma_2$	$\sigma_3$	$\sigma_4$	$\sigma_5$	$\sigma_6$	$E_1$	$E_2$	$E_3$
$x_1$	$s_{11}$	$s_{12}$	$s_{13}$	$s_{14}$	$s_{15}$	$s_{16}$	$d_{11}$	$d_{21}$	$d_{31}$
$x_2$	$s_{21}$	$s_{22}$	$s_{23}$	$s_{24}$	$s_{25}$	$s_{26}$	$d_{12}$	$d_{22}$	$d_{32}$
$x_3$	$s_{31}$	$s_{32}$	$s_{33}$	$s_{34}$	$s_{35}$	$s_{36}$	$d_{13}$	$d_{23}$	$d_{33}$
$x_4$	$s_{41}$	$s_{42}$	$s_{43}$	$s_{44}$	$s_{45}$	$s_{46}$	$d_{14}$	$d_{24}$	$d_{34}$
$x_5$	$s_{51}$	$s_{52}$	$s_{53}$	$s_{54}$	$s_{55}$	$s_{56}$	$d_{15}$	$d_{25}$	$d_{35}$
$x_6$	$s_{61}$	$s_{62}$	$s_{63}$	$s_{64}$	$s_{65}$	$s_{66}$	$d_{16}$	$d_{26}$	$d_{36}$
$P_1$	$d_{11}$	$d_{12}$	$d_{13}$	$d_{14}$	$d_{15}$	$d_{16}$	$\epsilon_{11}$	$\epsilon_{12}$	$\epsilon_{13}$
$P_2$	$d_{21}$	$d_{22}$	$d_{23}$	$d_{24}$	$d_{25}$	$d_{26}$	$\epsilon_{21}$	$\epsilon_{22}$	$\epsilon_{23}$
$P_3$	$d_{31}$	$d_{32}$	$d_{33}$	$d_{34}$	$d_{35}$	$d_{36}$	$\epsilon_{31}$	$\epsilon_{32}$	$\epsilon_{33}$

This matrix is symmetrical ( $S_{ji} = S_{ij}$ ,  $\epsilon_{ik} = \epsilon_{ki}$ ). Generally, it is composed of 45 terms including 21 compliances, 6 permittivities, and 18 piezoelectric constants. The following is an example of how the expansion can be written for  $P$ 's,  $E$ 's, and  $\epsilon$ 's:

$$\begin{aligned}
 P_1 &= \epsilon_{11}E_1 + \epsilon_{12}E_2 + \epsilon_{13}E_3 \\
 P_2 &= \epsilon_{21}E_1 + \epsilon_{22}E_2 + \epsilon_{23}E_3 \\
 P_3 &= \epsilon_{31}E_1 + \epsilon_{32}E_2 + \epsilon_{33}E_3.
 \end{aligned}
 \tag{9.105}$$

For a crystalline quartz (see the arrangement of the components in the left lower corner of relations 9.104) the matrix for  $d_{ij}$  is

$$\begin{vmatrix}
 d_{11} & -d_{11} & 0 & d_{14} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -d_{14} & -2d_{11} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
 \end{vmatrix}
 \tag{9.106}$$

For lithium niobate ( $\text{LiNbO}_3$ ) and lithium tantalate ( $\text{LiTaO}_3$ ),

$$\begin{vmatrix}
 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & -d_{22} \\
 -d_{22} & d_{22} & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\
 d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0
 \end{vmatrix}
 \tag{9.107}$$

For the cubic crystals of CdS, ZnS, and ZnO,

$$\begin{vmatrix}
 0 & 0 & 0 & d_{14} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & d_{14} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{14}
 \end{vmatrix}
 \tag{9.108}$$

For the piezoceramic material with residual polarization along the Z-axis,

$$\begin{vmatrix}
 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & d_{24} = d_{15} & 0 & 0 \\
 d_{31} & d_{32} = d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0
 \end{vmatrix}
 \tag{9.109}$$

The subscripts 1, 2, and 3 indicate the  $x$ -,  $y$ -, and  $z$ -axes, respectively.

In the piezoelectric constants, the first subscript refers to the direction of the field; the second subscript refers to the direction of the strain. For example, in  $d_{ij} = d_{33}$ ,  $i = 3$  indicates that electrodes are perpendicular to the 3-axis, and the piezoelectric-induced strain or the applied stress is in the 3-direction.

A simplified notation with one subscript is usually taken for the dielectric constants:  $\epsilon_{11} = \epsilon_1$ ,  $\epsilon_{22} = \epsilon_2$ , and  $\epsilon_{33} = \epsilon_3$ . For the defined orientation of the crystallographic axes,  $\epsilon_{ik} = 0$  for  $i \neq k$ .

Tables 9.5 and 9.6 give the most essential characteristics of several piezoelectric monocrystalline and ceramic materials.

Following is a list of a dozen more materials [432] with two characteristics in the parentheses:  $k$  and  $\epsilon$  for the elements transducing longitudinal waves ( $k$ 's are the first figures):

LiTaO<sub>2</sub> (0.34, 10.8); Ba<sub>2</sub>NaNb<sub>5</sub>O<sub>15</sub> (0.57, 32); Na<sub>0.5</sub>K<sub>0.5</sub>Nb<sub>3</sub> (0.46, 306); LiGaO<sub>2</sub> (0.30, 8.5); LiIO<sub>3</sub> (0.49, 6.6); PbTiO<sub>3</sub> (0.78, 126); PbNb<sub>2</sub>O<sub>6</sub> (0.63, 240); Bi<sub>12</sub>GeO<sub>20</sub> (0.19, 38.6); BaSi<sub>2</sub>TiO<sub>8</sub> (0.11, 11); CdSe (0.12, 10.2); GaAs (0.02, 12.5); and plastic film, PVF<sub>2</sub> (0.12, 4).

The composition of many materials and their technologies are property of the manufacturers and are continuously under development.

In terms of their operational characteristics, all the materials can be divided into several classes:

1. In the first class are materials for the conversion of low-level mechanical or acoustical signals. In this case, the important characteristic is the piezoelectric constant. The dielectric and mechanical losses are not essential.
2. Materials belonging to the second class work under the conditions of high electrical and mechanical strain, such as in power radiators of ultrasonic energy. Low losses, high magnitude of the quality factor, and high resistance to depolarization are important for this application.
3. Materials in the third class work in the elements for which the stability of frequency of the generated signals is determined by the oscillatory characteristics of the element (filters, clocks, etc.). A high quality factor, low temperature drifts, and high stability in time are required for this application.
4. Materials in the fourth class work in extreme conditions; for example, at elevated temperatures. There are several materials that can operate at relatively high temperatures (above 300°C). Exceeding the Curie temperature destroys the spontaneous polarization and, as a result, piezoelectrical properties of the material.

When an element works in the mode of conversion of mechanical deformation into an electrical signal or reverse, its performance is described by the basic relationships given in the beginning of this section.

TABLE 9.5  
Characteristics of Piezoelectric Monocrystals (Adopted from [431])

Crystal	Piezoelectric constant $d_{ij}$ , $7 \times 10^{-12}$ [C/N]	$\epsilon_{el}$	$k_{max}$
Quartz (SiO <sub>2</sub> )	$d_{11} = 2.31$ ; $d_{14} = 0.7$	$\epsilon_1 = 4.52$ ; $\epsilon_3 = 4.63$	0.1
ZnS	$d_{14} = 3.18$	$\epsilon = 8.37$	<0.1
CdS	$d_{15} = -14$ ; $d_{33} = 10.3$ ; $d_{31} = -5.2$	$\epsilon_1 = 9.35$ ; $\epsilon_3 = 10.3$	0.2
ZnO	$d_{15} = -12$ ; $d_{33} = 12$ ; $d_{31} = -4.7$	$\epsilon_3 = 8.2$	0.3
KDP, KH <sub>2</sub> PO <sub>4</sub>	$d_{14} = 1.3$ ; $d_{36} = 21$	$\epsilon_1 = 42$ ; $\epsilon_3 = 21$	0.07
ADP, NH <sub>4</sub> H <sub>2</sub> PO <sub>4</sub>	$d_{14} = -1.5$ ; $d_{36} = 48$	$\epsilon_1 = 56$ ; $\epsilon_3 = 15.4$	0.1
Rochelle salt at 34°C	$d_{14} = 345$ ; $d_{25} = 54$ ; $d_{36} = 12$	$\epsilon_1 = 205$ ; $\epsilon_2 = 9.6$ ; $\epsilon_3 = 9.5$	0.97
BaTiO <sub>3</sub>	$d_{15} = 400$ ; $d_{33} = 100$ ; $d_{31} = -35$	$\epsilon_1 = 3000$ ; $\epsilon_3 = 180$	0.6
LiNbO <sub>3</sub>	$d_{31} = -1.3$ ; $d_{33} = 18$ ; $d_{22} = 20$ ; $d_{15} = 70$	$\epsilon_1 = 84$ ; $\epsilon_3 = 29$	0.68
LiTaO <sub>3</sub>	$d_{31} = -3$ ; $d_{33} = 7$ ; $d_{22} = 7.5$ ; $d_{15} = 26$	$\epsilon_1 = 53$ ; $\epsilon_3 = 44$	0.47

TABLE 9.6  
Characteristics of Piezoelectric Ceramics (Adopted from [431])

Material	$d_{ij}$ $1 \times 10^{-12} [C/N]$			$\epsilon$	$k_p$	$O_M$	$T_c$ [°C]
	$-d_{31}$	$d_{33}$	$d_{15}$				
BaTiO <sub>3</sub>	45-78	100-190	260	1400	0.2-0.36	100-300	120
BaTiO <sub>3</sub> + ~ 5% CaTiO <sub>3</sub>	43	77	240	1200	0.25	≥ 300	105
BaTiO <sub>2</sub> + 8% CaTiO <sub>3</sub> and 12% PbTiO <sub>3</sub>	27	77	112	450	0.25	≥ 350	160
Pb(Zr <sub>0.53</sub> Ti <sub>0.47</sub> )O <sub>3</sub> + (0.5-3)% La <sub>2</sub> O <sub>3</sub> or Bi <sub>2</sub> O <sub>3</sub> , or Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub> , or Nb <sub>2</sub> O <sub>5</sub>	119	282	380	1400	0.47	70	290
Acceptors to Pb(Zr <sub>0.53</sub> Ti <sub>0.47</sub> )O <sub>3</sub> , K <sup>+</sup> replacing Pb <sup>2+</sup> or Fe <sup>3+</sup> , Sc <sup>3+</sup> , Co <sup>3+</sup> , In <sup>3+</sup> replacing Ti <sup>4+</sup>	100	200	—	1050	0.43-0.45	≥ 200	280
(Pb <sub>0.6</sub> Ba <sub>0.4</sub> )Nb <sub>2</sub> O <sub>6</sub>	40-67	100-167	—	1600-1800	0.20-0.28	150-300	265-330
(K <sub>0.5</sub> Na <sub>0.5</sub> )NbO <sub>3</sub>	49	160	—	420	0.45	240	420

To be more specific, we will consider a right parallelepiped (Fig. 9.41) cut from the crystal. This element's faces are parallel to crystal planes  $XY$ ,  $XZ$ , and  $YZ$ . The metallizations are on two faces perpendicular to the  $X$ -axis. Under force  $F_x$  [N] parallel to the  $X$ -axis and causing compressing stress  $\sigma_1$ , the polarization  $P_1$  (see expressions 9.102 and 9.104) and charge corresponding to  $P_1$  on the faces  $q_1$  [C] will be

$$q_1 = A_1 P_1 = A_1 \sigma_1 d_{11} = A_1 \frac{F_x}{A_1} d_{11} = F_x d_{11} = 2.31 \times 10^{-12} F_x \quad (9.110)$$

where  $A_1$  = area of the face perpendicular to  $X$ -axis, m<sup>2</sup>.

If the element is deformed by force  $F_y$  along the  $Y$ -axis, the charge will be different:

$$\begin{aligned} q_1 &= A_1 P_1 = A_1 \sigma_2 d_{12} = A_1 \frac{F_y}{A_2} d_{12} = F_y \frac{cb}{ac} d_{12} = -F_y d_{11} \frac{b}{a} \\ &= -2.31 \times 10^{-12} F_y \frac{b}{a} \end{aligned} \quad (9.111)$$

where  $A_2$  = area at the face parallel to  $X$ -axis, m<sup>2</sup>;  
 $\sigma_2$  = stress normal to plane  $XZ$ , N/m<sup>2</sup>; and  
 $a$ ,  $b$ , and  $c$  = parallelepiped's dimensions, m.

The relation  $d_{12} = -d_{11}$  follows from matrix 9.106. Note that (1) the polarity of output signals is different for these two cases; (2) the magnitude of the signal for  $F_x$  is independent of the elements' dimensions; (3) the output for  $F_y$  can be increased by the increase in ratio  $b/a$ ; and (4) force  $F_z$  acting along the  $Z$ -axis will not produce charges since  $d_{13} = 0$  for quartz.

If the element is bent as a cantilever by force  $F_z$  and shear stress  $\sigma_4$  is induced,

$$P_1 = d_{14} \sigma_4. \quad (9.112)$$

If the element experiences a uniform compression, the following expansion obtained from matrix 9.104 is used:

$$P_1 = d_{11} \sigma_1 + d_{12} \sigma_2 + d_{13} \sigma_3. \quad (9.113)$$

Since  $d_{13} = 0$ ,  $P_1$  is reduced to

$$P_1 = d_{11}\sigma_1 + d_{12}\sigma_2 = d_{11}(\sigma_1 - \sigma_2). \quad (9.114)$$

For cuts having faces not conforming to the major planes, the calculations should be provided using principles of tensor algebra (see Appendix 2; Chapter 7, Mechanical Characteristics of Semiconductors).

The dynamic behavior of the element as a force-to-voltage converter should be analyzed from two points of view: electrical and mechanical. When a force (e.g., along  $X$ -axis in Fig. 9.41) is applied to the element, its deformation and emergence of charges are not instantaneous. Because of the inertia of moving parts, friction in the structure, and elastic properties of the material, the deformation is a time-dependent process. After the charges are formed, the current of electrons flows into the signal conditioning circuit. This current is also a function of time since the element is capacitive by nature and the circuit coupled with the element usually contains resistors and capacitors.

We will analyze the dynamic responses of the system using the example of Figure 9.41 as a model. Assuming that the deformation is linear, the balance of forces is introduced by a second-order differential equation:

$$m \frac{d^2(\Delta a)}{dt^2} + \eta \frac{d(\Delta a)}{dt} + \beta(\Delta a) = F_x \quad (9.115)$$

or, in operator notation,

$$(mD^2 + \eta D + \beta)\Delta a = F_a \quad (9.116)$$

where  $D$  = operator;

$m$  = effective mass of deforming structure, kg;

$\eta$  = friction coefficient, N·s/m;

$\beta$  = spring factor, N/m;

$\Delta a$  = incremental deformation in the  $X$ -direction, m; and

$F_a$  = acting force, N.

According to Hooke's law, the stress developed in the crystal is

$$\sigma_1 = B_1 \frac{\Delta a}{a} \quad (9.117)$$

where  $B_1$  = Young's modulus of the material along the  $X$ -axis, N/m<sup>2</sup>.

From formula 9.117, the force  $F_x$  causing deformation is

$$F_x = \sigma_1 A_1 = B_1 A_1 \frac{\Delta a}{a}. \quad (9.118)$$

Substituting  $\Delta a$  from formula 9.116 into formula 9.118 gives

$$G_m(D) = \frac{F_x}{F_a} = \frac{B_1 A_1}{a} \cdot \frac{1}{mD^2 + \eta D + \beta}. \quad (9.119)$$

The ratio  $F_x/F_a = G_m(D)$  is a mechanical transfer function giving the relationship between the mechanical input  $F_a$  and mechanical output  $F_x$ . The total transfer function  $G(D)$  should reflect the ratio of the electrical output to the mechanical input. A convenient electrical output can be voltage  $U$  (Fig. 9.43)

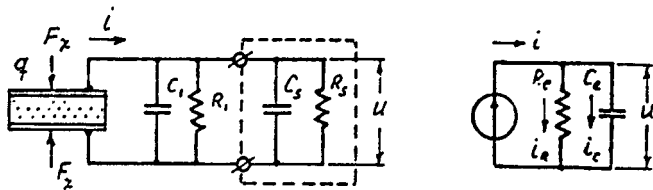


Figure 9.43 Equivalent electrical circuits of piezoelectric element converting force into electrical signal.

proportional to the input force  $F_a$ . We can determine the mechano-electrical transfer function as  $G_e(D) = U/F_x$  and find that

$$G(D) = G_m(D) \cdot G_e(D) = \frac{F_x}{F_a} \cdot \frac{U}{F_x} = \frac{U}{F_a}. \quad (9.120)$$

An equivalent electrical circuit for calculating the force-to-voltage transducing (Fig. 9.43) includes the charge generator, leakage resistance of the crystal  $R_1$ , element's capacitance  $C_1$ , equivalent resistance  $R_s$ , and capacitance  $C_s$  of a signal conditioner input.  $R_s$  and  $C_s$  model leakages in cable, some additional capacitors and resistors connected parallel to the input, and so on. The reduced equivalent circuit is composed of a current generator producing current  $i$  [A], and equivalent resistance and capacitance in parallel connection:

$$i = \frac{dq_1}{dt} = d_{11} \frac{dF_x}{dt} \quad (\text{see formula 9.110}), \quad R_e = \frac{R_1 R_s}{R_1 + R_s},$$

and  $C_e = C_1 + C_s.$  (9.121)

The equation for currents is

$$i = i_R + i_c = \frac{U}{R_e} + C_e DU = d_{11} DF_x = \frac{U}{R_e} + C_e DU \quad (9.122)$$

where  $i$ ,  $i_R$ , and  $i_c$  = currents in the element,  $R_e$ , and  $C_e$ , respectively, A.

From formula 9.122, the electrical transfer function will be

$$G_e(D) = \frac{U}{F_x} = \frac{d_{11}}{C_e} \cdot \frac{\tau D}{1 + \tau D}; \quad G_e(j\omega) = \frac{d_{11}}{C_e} \cdot \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} \quad (9.123)$$

where  $\tau = R_e C_e$  = time constant of circuit, s.

The magnitude  $|G_e|$  of  $G_e(D)$  is frequency-dependent:

$$|G_e| = \frac{d_{11}}{C_e} \cdot \frac{\omega\tau}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \quad (9.124)$$

where  $\omega$  = angular frequency of  $F_x$ , rad/s.

If  $\tau$  is high enough, the increase in frequency leads to  $(\omega\tau)^2 \gg 1$  and  $|G_e| \approx d_{11}/C_e$ . For  $\omega = 0$ ,  $|G_e| = 0$ . It means that the electromechanical "fraction" of the element operates as a differentiating cell (see Chapter 3, Pressure-sensitive Capacitive Elements; Chapter 4, Variable-reluctance Elements) and it is suitable for measurements of alternating rather than static forces. Using a charge

amplifier with high-resistance input having negligible leaks enables quasi-static measurements. Note that connecting a capacitor parallel to the element (increase in  $C_e$ ) gives an increase in  $\tau$  leading to a smaller attenuation of low frequency signals. At the same time, the general level of  $|G_e|$  is decreased since  $C_e$  is in the denominator of formula 9.124.

Making substitutions of  $G_m(D)$  and  $G_e(D)$  from equations 9.119 and 9.123 into equation 9.120, we will find that

$$G(D) = \frac{d_{11}A_1B_1}{aC_e} \cdot \frac{\tau D}{1 + \tau D} \cdot \frac{1}{mD^2 + \eta D + \beta}, \quad (9.125)$$

$$G(j\omega) = \frac{d_{11}A_1B_1}{aC_e m} \cdot \frac{j\omega\tau}{(1 + j\omega\tau)(\omega_0^2 - \omega^2 + jh\omega)}, \quad \text{and} \quad (9.126)$$

$$|G| = \frac{d_{11}A_1B_1}{aC_e m} \cdot \frac{\omega\tau}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2 - h\omega^2\tau)^2 + \omega^2(h + \omega_0^2\tau - \omega^2\tau)^2}} \quad (9.127)$$

$$\text{where } \omega_0 = \sqrt{\beta/m} \text{ and } h = \eta/m. \quad (9.128)$$

At the resonance frequency  $\omega_0$ , the output has a sharp increase (Fig. 9.44). For many applications, the plateau in the characteristic  $|G| = f(\omega)$  between frequencies  $\omega_1$  and  $\omega_2$  is the most convenient operational range, since the conversion is uniform for the signals of different frequencies. If the element is a part of a microphone, an acoustic correction of its frequency characteristic can be performed as described in Chapter 5, Acoustical Elements.

The operation of the piezoelements at resonance has a specific interest and is considered in Chapter 4, Resonant Elements; and Chapter 9, Electromechanical Microsensors.

The reverse piezoelectric effect has various applications especially at the resonance mode when the oscillations are extremely intensive.

It follows from equation 9.96, that the strains along the  $X$ - and  $Y$ -axis,  $\Delta a/a$  and  $\Delta b/b$ , respectively, can be expressed as functions of the field strength  $E_1$ , along the  $X$ -axis:

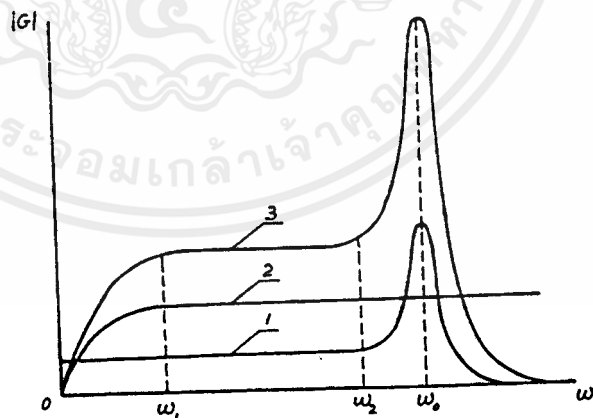


Figure 9.44 Amplitude-frequency characteristics of piezoelectric element. 1 = response of mechanical structure, 2 = response of electrical circuit, 3 = combination of characteristics 1 and 2 (transfer characteristic of element as function of frequency of input force).

$$\frac{\Delta a}{a} = d_{11}E_1, \quad \frac{\Delta b}{b} = -d_{11}E_1. \quad (9.129)$$

The voltage  $U_1$  [V] applied across the electrodes is

$$U_1 = E_1 \cdot a; \text{ therefore,} \\ \Delta a = d_{11}U_1 \quad \text{and} \quad \Delta b = -d_{11} \frac{b}{a} U_1. \quad (9.130)$$

In order to enhance the level of electrical or mechanical outputs, the elements are stacked in columns (Scheme 27) or form a flexible bimorph structure. Multilayer constructions made of thin or thick films are also applicable. The shapes of elements vary. They can be disks, squares, solid and hollow cylinders, hemispheres, rings, and so forth. Depending on the orientation of the electrodes and polarization, the direction of electrical or mechanical action can be longitudinal, tangential, radial, torsional, etc. The characters of static or vibratory deformations can be tension, compression, flexing, twisting, or a combination of these.

Temperature characteristics of piezoelectric elements are quite complicated and greatly depend on composition, treatment of material, and features of design. All the major characteristics of the materials are temperature-dependent. But there is a common observation that these characteristics follow the nature of the dielectric constant-temperature characteristic. The experimental evaluation of temperature responses for concrete conditions and materials is the most practical approach. Some compositions based on Pb and Zr are extremely stable. Compounds with BaTiC show variations in characteristics defined by the additions. Rochelle salt is temperature-unstable. Coating the elements by films for protection against moisture is always desirable and often necessary. The condensation of moisture on surface and its penetration in pores change the insulation of parts and quality of material. By nature, a piezoelectric element has a high-resistance and capacitive output. The random charges induced due to the friction of insulators, (e.g., in cables or due to the changes in their capacitance) can deteriorate measurements. There are specially designed cables for operation with the elements. However, the integration of the element with a signal conditioner and elimination of the cable is desirable.

## Features

- Compatible with MCS-51™ Products
- 4 Kbytes of In-System Reprogrammable Flash Memory  
Endurance: 1,000 Write/Erase Cycles  
Data Retention: 10 Years
- Fully Static Operation: 0 Hz to 24 MHz
- Three-Level Program Memory Lock
- 128 x 8-Bit Internal RAM
- 32 Programmable I/O Lines
- Two 16-Bit Timer/Counters
- Five Interrupt Sources
- Programmable Serial Channel
- Low Power Idle and Power Down Modes

## Description

The AT89C51 is a low-power, high-performance CMOS 8-bit microcomputer with 4 Kbytes of Flash Programmable and Erasable Read Only Memory (PEROM). The device is manufactured using Atmel's high density nonvolatile memory technology and is compatible with the industry standard MCS-51™ instruction set and pinout. The on-chip Flash allows the program memory to be reprogrammed in-system or by a conventional nonvolatile memory programmer. By combining a versatile 8-bit CPU with Flash on a monolithic chip, the Atmel AT89C51 is a powerful microcomputer which provides a highly flexible and cost effective solution to many embedded control applications.

The AT89C51 provides the following standard features: 4 Kbytes of Flash, 128 bytes of RAM, 32 I/O lines, two 16-bit timer/counters, a five source two-level interrupt architecture, a full duplex serial port, on-chip oscillator and clock circuitry. In addition, the AT89C51 is

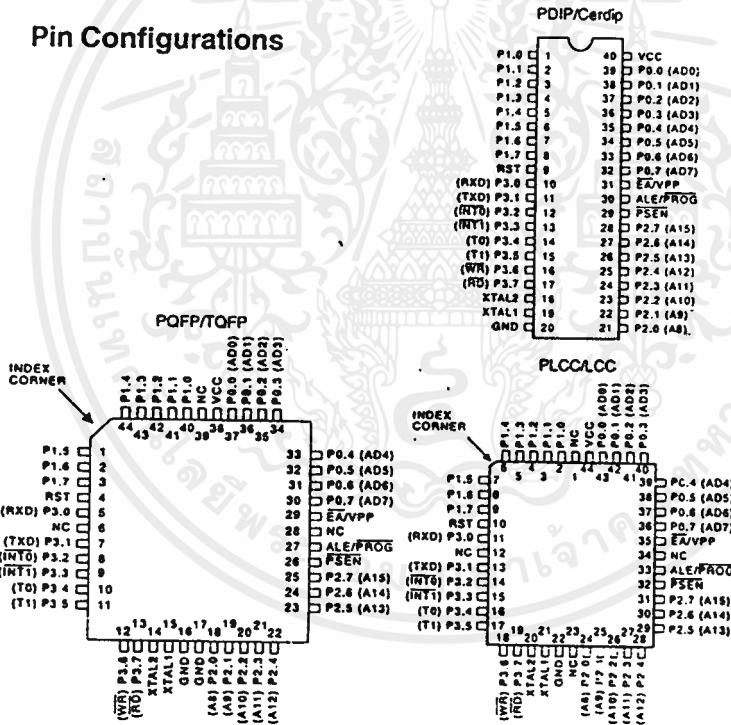
# ATMEL

## 8-Bit Microcontroller with 4 Kbytes Flash

### AT89C51

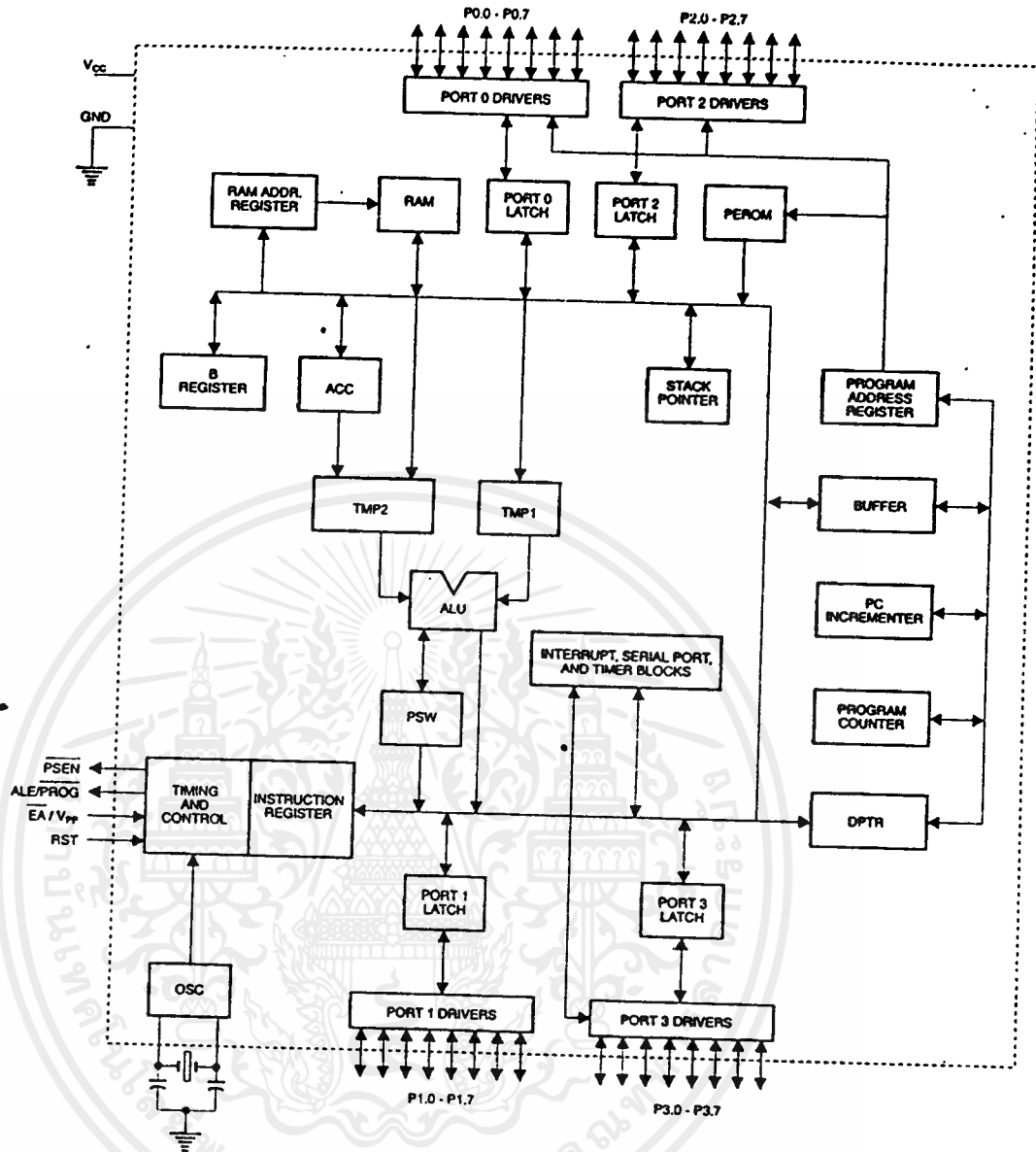
continued

## Pin Configurations



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Block Diagram



## Description (Continued)

designed with static logic for operation down to zero frequency and supports two software selectable power saving modes. The Idle Mode stops the CPU while allowing the RAM, timer/counters, serial port and interrupt system to continue functioning. The Power Down Mode saves the RAM contents but freezes the oscillator disabling all other chip functions until the next hardware reset.

## Pin Description

**Vcc**

Supply voltage.

**GND**

Ground.

**Port 0**

Port 0 is an 8-bit open drain bidirectional I/O port. As an output port each pin can sink eight TTL inputs. When 1s are written to port 0 pins, the pins can be used as high-impedance inputs.

Port 0 may also be configured to be the multiplexed low-order address/data bus during accesses to external program and data memory. In this mode P0 has internal pullups.

Port 0 also receives the code bytes during Flash programming, and outputs the code bytes during program verification. External pullups are required during program verification.

**Port 1**

Port 1 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. The Port 1 output buffers can sink/source four TTL inputs. When 1s are written to Port 1 pins they are pulled high by the internal pullups and can be used as inputs. As inputs, Port 1 pins that are externally being pulled low will source current (I<sub>IL</sub>) because of the internal pullups.

Port 1 also receives the low-order address bytes during Flash programming and program verification.

**Port 2**

Port 2 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. The Port 2 output buffers can sink/source four TTL inputs. When 1s are written to Port 2 pins they are pulled high by the internal pullups and can be used as inputs. As inputs, Port 2 pins that are externally being pulled low will source current (I<sub>IL</sub>) because of the internal pullups.

Port 2 emits the high-order address byte during fetches from external program memory and during accesses to external data memory that use 16-bit addresses (MOVX @ DPTR). In this application it uses strong internal pullups when emitting 1s. During accesses to external data memory that use 8-bit addresses (MOVX @ RI), Port 2 emits the contents of the P2 Special Function Register.

Port 2 also receives the high-order address bits and some control signals during Flash programming and verification.

**Port 3**

Port 3 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. The Port 3 output buffers can sink/source four TTL inputs. When 1s

are written to Port 3 pins they are pulled high by the internal pullups and can be used as inputs. As inputs, Port 3 pins that are externally being pulled low will source current (I<sub>IL</sub>) because of the pullups.

Port 3 also serves the functions of various special features of the AT89C51 as listed below:

Port Pin	Alternate Functions
P3.0	RXD (serial input port)
P3.1	TXD (serial output port)
P3.2	$\overline{\text{INT0}}$ (external interrupt 0)
P3.3	$\overline{\text{INT1}}$ (external interrupt 1)
P3.4	T0 (timer 0 external input)
P3.5	T1 (timer 1 external input)
P3.6	$\overline{\text{WR}}$ (external data memory write strobe)
P3.7	$\overline{\text{RD}}$ (external data memory read strobe)

Port 3 also receives some control signals for Flash programming and programming verification.

**RST**

Reset input. A high on this pin for two machine cycles while the oscillator is running resets the device.

**ALE/PROG**

Address Latch Enable output pulse for latching the low byte of the address during accesses to external memory. This pin is also the program pulse input ( $\overline{\text{PROG}}$ ) during Flash programming.

In normal operation ALE is emitted at a constant rate of 1/6 the oscillator frequency, and may be used for external timing or clocking purposes. Note, however, that one ALE pulse is skipped during each access to external Data Memory.

If desired, ALE operation can be disabled by setting bit 0 of SFR location 8EH. With the bit set, ALE is active only during a MOVX or MOVC instruction. Otherwise, the pin is weakly pulled high. Setting the ALE-disable bit has no effect if the microcontroller is in external execution mode.

**PSEN**

Program Store Enable is the read strobe to external program memory.

When the AT89C51 is executing code from external program memory,  $\overline{\text{PSEN}}$  is activated twice each machine cycle, except that two  $\overline{\text{PSEN}}$  activations are skipped during each access to external data memory.

**$\overline{\text{EA}}/V_{pp}$**

External Access Enable.  $\overline{\text{EA}}$  must be strapped to GND in order to enable the device to fetch code from external program memory locations starting at 0000H up to FFFFH. Note, however, that if lock bit 1 is programmed,  $\overline{\text{EA}}$  will be internally latched on reset.

$\overline{\text{EA}}$  should be strapped to Vcc for internal program executions.

This pin also receives the 12-volt programming enable voltage (V<sub>pp</sub>) during Flash programming, for parts that require 12-volt V<sub>pp</sub>.

*continued*



## Pin Description (Continued)

### XTAL1

Input to the inverting oscillator amplifier and input to the internal clock operating circuit.

### XTAL2

Output from the inverting oscillator amplifier.

## Oscillator Characteristics

XTAL1 and XTAL2 are the input and output, respectively, of an inverting amplifier which can be configured for use as an on-chip oscillator, as shown in Figure 1. Either a quartz crystal or ceramic resonator may be used. To drive the device from an external clock source, XTAL2 should be left unconnected while XTAL1 is driven as shown in Figure 2. There are no requirements on the duty cycle of the external clock signal, since the input to the internal clocking circuitry is through a divide-by-two flip-flop, but minimum and maximum voltage high and low time specifications must be observed.

## Idle Mode

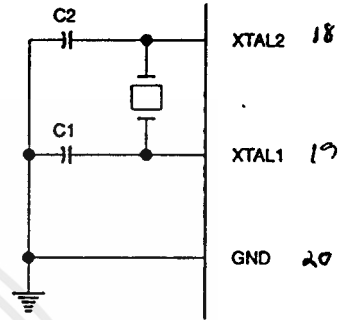
In idle mode, the CPU puts itself to sleep while all the on-chip peripherals remain active. The mode is invoked by software. The content of the on-chip RAM and all the special functions registers remain unchanged during this mode. The idle mode can be terminated by any enabled interrupt or by a hardware reset.

It should be noted that when idle is terminated by a hardware reset, the device normally resumes program execution, from where it left off, up to two machine cycles before the internal reset algorithm takes control. On-chip hardware inhibits access to internal RAM in this event, but access to the port pins is not inhibited. To eliminate the possibility of an unexpected write to a port pin when Idle is terminated by reset, the instruction following the one that invokes Idle should not be one that writes to a port pin or to external memory.

## Power Down Mode

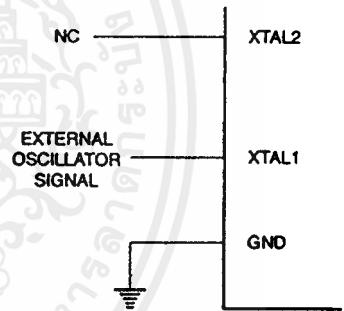
In the power down mode the oscillator is stopped, and the instruction that invokes power down is the last instruction executed. The on-chip RAM and Special Function Registers retain their values until the power down mode is terminated. The only exit from power down is a hardware reset. Reset redefines the SFRs but does not change the on-chip RAM. The reset should not be activated before  $V_{CC}$  is restored to its normal operating level and must be held active long enough to allow the oscillator to restart and stabilize.

Figure 1. Oscillator Connections



Notes: C1, C2 = 30 pF  $\pm$  10 pF for Crystals  
= 40 pF  $\pm$  10 pF for Ceramic Resonators

Figure 2. External Clock Drive Configuration



## Status of External Pins During Idle and Power Down

Mode	Program Memory	ALE	PS $\bar{E}$ N	PORT0	PORT1	PORT2	PORT3
Idle	Internal	1	1	Data	Data	Data	Data
Idle	External	1	1	Float	Data	Address	Data
Power Down	Internal	0	0	Data	Data	Data	Data
Power Down	External	0	0	Float	Data	Data	Data

## Program Memory Lock Bits

On the chip are three lock bits which can be left unprogrammed (U) or can be programmed (P) to obtain the additional features listed in the table below:

When lock bit 1 is programmed, the logic level at the  $\overline{EA}$  pin is sampled and latched during reset. If the device is powered up

without a reset, the latch initializes to a random value, and holds that value until reset is activated. It is necessary that the latched value of  $\overline{EA}$  be in agreement with the current logic level at that pin in order for the device to function properly.

## Lock Bit Protection Modes

Program Lock Bits				Protection Type
LB1	LB2	LB3		
1	U	U	U	No program lock features.
2	P	U	U	MOV <sub>C</sub> instructions executed from external program memory are disabled from fetching code bytes from internal memory, $\overline{EA}$ is sampled and latched on reset, and further programming of the Flash is disabled.
3	P	P	U	Same as mode 2, also verify is disabled.
4	P	P	P	Same as mode 3, also external execution is disabled.

## Programming the Flash

The AT89C51 is normally shipped with the on-chip Flash memory array in the erased state (that is, contents = FFH) and ready to be programmed. The programming interface accepts either a high-voltage (12-volt) or a low-voltage (VCC) program enable signal. The low voltage programming mode provides a convenient way to program the AT89C51 inside the user's system, while the high-voltage programming mode is compatible with conventional third party Flash or EPROM programmers.

The AT89C51 is shipped with either the high-voltage or low-voltage programming mode enabled. The respective top-side marking and device signature codes are listed in the following table.

	V <sub>pp</sub> = 12 V	V <sub>pp</sub> = 5 V
Top-Side Mark	AT89C51 xxxx yyww	AT89C51 xxxx-5 yyww
Signature	(030H)=1EH (031H)=51H (032H)=FFH	(030H)=1EH (031H)=51H (032H)=05H

The AT89C51 code memory array is programmed byte-by-byte in either programming mode. *To program any non-blank byte in the on-chip Flash Memory, the entire memory must be erased using the Chip Erase Mode.*

**Programming Algorithm:** Before programming the AT89C51, the address, data and control signals should be set up according to the Flash programming mode table and Figures 3 and 4. To program the AT89C51, take the following steps.

1. Input the desired memory location on the address lines.
2. Input the appropriate data byte on the data lines.
3. Activate the correct combination of control signals.

4. Raise  $\overline{EA}/V_{PP}$  to 12 V for the high-voltage programming mode.
5. Pulse  $\overline{ALE}/\overline{PROG}$  once to program a byte in the Flash array or the lock bits. The byte-write cycle is self-timed and typically takes no more than 1.5 ms. Repeat steps 1 through 5, changing the address and data for the entire array or until the end of the object file is reached.

**Data Polling:** The AT89C51 features Data Polling to indicate the end of a write cycle. During a write cycle, an attempted read of the last byte written will result in the complement of the written datum on PO.7. Once the write cycle has been completed, true data are valid on all outputs, and the next cycle may begin. Data Polling may begin any time after a write cycle has been initiated.

**Ready/Busy:** The progress of byte programming can also be monitored by the RDY/BSY output signal. P3.4 is pulled low after ALE goes high during programming to indicate BUSY. P3.4 is pulled high again when programming is done to indicate READY.

**Program Verify:** If lock bits LB1 and LB2 have not been programmed, the programmed code data can be read back via the address and data lines for verification. The lock bits cannot be verified directly. Verification of the lock bits is achieved by observing that their features are enabled.

**Chip Erase:** The entire Flash array is erased electrically by using the proper combination of control signals and by holding  $\overline{ALE}/\overline{PROG}$  low for 10 ms. The code array is written with all "1"s. The chip erase operation must be executed before the code memory can be re-programmed.

**Reading the Signature Bytes:** The signature bytes are read by the same procedure as a normal verification of locations 030H,



031H, and 032H, except that P3.6 and P3.7 must be pulled to a logic low. The values returned are as follows.

- (030H) = 1EH indicates manufactured by Atmel
- (031H) = 51H indicates 89C51
- (032H) = FFH indicates 12 V programming
- (032H) = 05H indicates 5 V programming

## Programming Interface

Every code byte in the Flash array can be written and the entire array can be erased by using the appropriate combination of control signals. The write operation cycle is self-timed and once initiated, will automatically time itself to completion.

All major programming vendors offer worldwide support for the Atmel microcontroller series. Please contact your local programming vendor for the appropriate software revision.

## Flash Programming Modes

Mode	RST	PSEN	ALE/ PROG	EA/ V <sub>PP</sub>	P2.6	P2.7	P3.6	P3.7
Write Code Data	H	L		H/12V <sup>(1)</sup>	L	H	H	H
Read Code Data	H	L	H	H	L	L	H	H
Write Lock Bit - 1	H	L		H/12V	H	H	H	H
Bit - 2	H	L		H/12V	H	H	L	L
Bit - 3	H	L		H/12V	H	L	H	L
Chip Erase	H	L	<sup>(2)</sup>	H/12V	H	L	L	L
Read Signature Byte	H	L	H	H	L	L	L	L

Notes: 1. The signature byte at location 032H designates whether V<sub>PP</sub> = 12 V or V<sub>PP</sub> = 5 V should be used to enable programming.

2. Chip Erase requires a 10 ms PROG pulse.

Figure 3. Programming the Flash

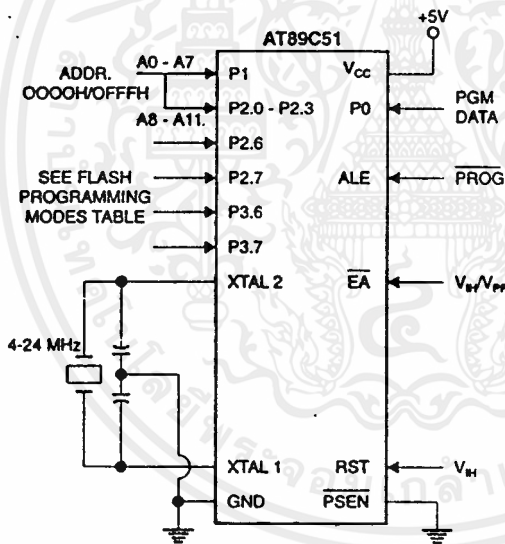
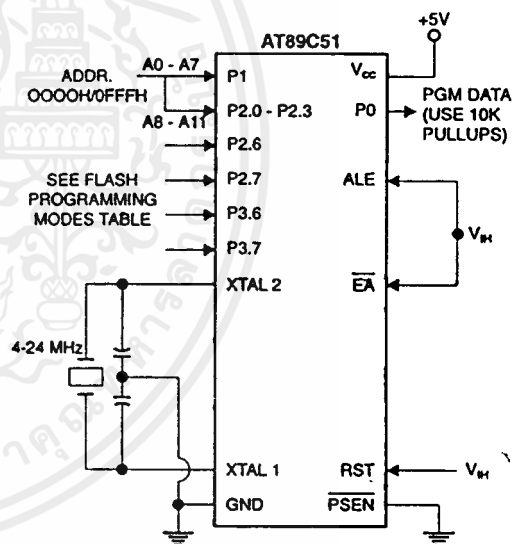


Figure 4. Verifying the Flash



## Flash Programming and Verification Characteristics

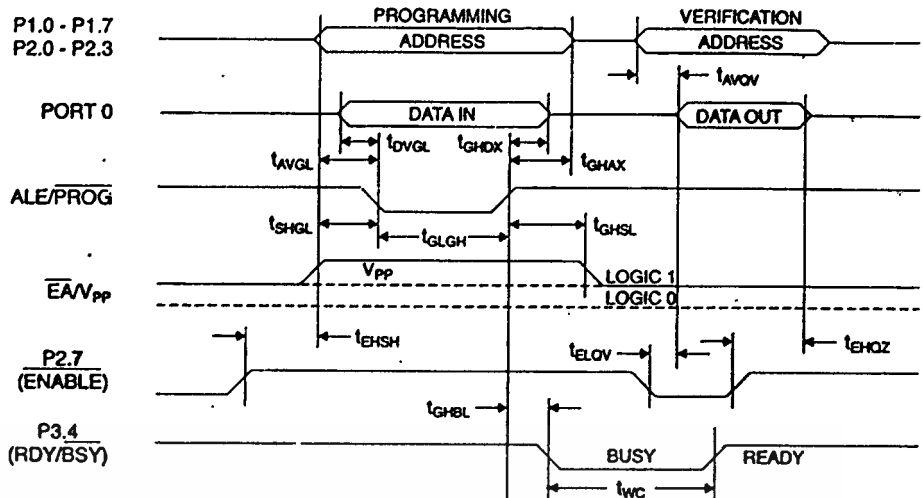
T<sub>A</sub> = 21°C to 27°C, V<sub>CC</sub> = 5.0 ± 10%

Symbol	Parameter	Min	Max	Units
V <sub>PP</sub> <sup>(1)</sup>	Programming Enable Voltage	11.5	12.5	V
I <sub>PP</sub> <sup>(1)</sup>	Programming Enable Current		1.0	mA
1/f <sub>CLCL</sub>	Oscillator Frequency	4	24	MHz
t <sub>AVGL</sub>	Address Setup to PROG Low	48t <sub>CLCL</sub>		
t <sub>GHAX</sub>	Address Hold After PROG	48t <sub>CLCL</sub>		
t <sub>DVGL</sub>	Data Setup to PROG Low	48t <sub>CLCL</sub>		
t <sub>GHDX</sub>	Data Hold After PROG	48t <sub>CLCL</sub>		
t <sub>EHSH</sub>	P2.7 (ENABLE) High to V <sub>PP</sub>	48t <sub>CLCL</sub>		
t <sub>SHGL</sub>	V <sub>PP</sub> Setup to PROG Low	10		μs
t <sub>GHSL</sub> <sup>(1)</sup>	V <sub>PP</sub> Hold After PROG	10		μs
t <sub>GLGH</sub>	PROG Width	1	110	μs
t <sub>AVQV</sub>	Address to Data Valid		48t <sub>CLCL</sub>	
t <sub>ELQV</sub>	ENABLE Low to Data Valid		48t <sub>CLCL</sub>	
t <sub>EHQV</sub>	Data Float After ENABLE	0	48t <sub>CLCL</sub>	
t <sub>GHBL</sub>	PROG High to BUSY Low		1.0	μs
t <sub>WC</sub>	Byte Write Cycle Time		2.0	ms

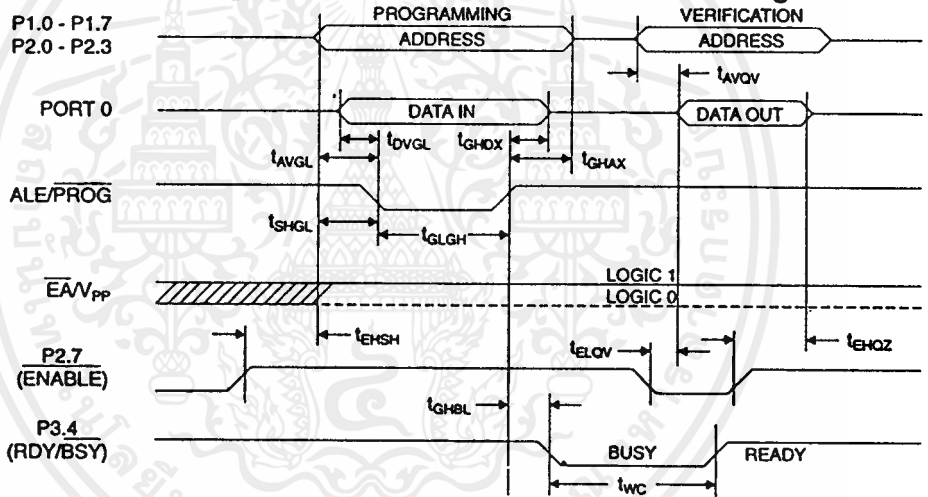
Note: 1. Only used in 12-volt programming mode.



### Flash Programming and Verification Waveforms - High Voltage Mode



### Flash Programming and Verification Waveforms - Low Voltage Mode



**Absolute Maximum Ratings\***

Operating Temperature.....	-55°C to +125°C
Storage Temperature.....	-65°C to +150°C
Voltage on Any Pin with Respect to Ground .....	-1.0 V to +7.0 V
Maximum Operating Voltage:.....	6.6 V
DC Output Current.....	15.0 mA

\*NOTICE: Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

**D.C. Characteristics**

T<sub>A</sub> = -40°C to 85°C, V<sub>CC</sub> = 5.0 V ± 20% (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Condition.	Min	Max	Units
V <sub>IL</sub>	Input Low Voltage	(Except EA)	-0.5	0.2 V <sub>CC</sub> -0.1	V
V <sub>IL1</sub>	Input Low Voltage (EA)		-0.5	0.2 V <sub>CC</sub> -0.3	V
V <sub>IH</sub>	Input High Voltage	(Except XTAL1, RST)	0.2 V <sub>CC</sub> +0.9	V <sub>CC</sub> +0.5	V
V <sub>IH1</sub>	Input High Voltage	(XTAL1, RST)	0.7 V <sub>CC</sub>	V <sub>CC</sub> +0.5	V
V <sub>OL</sub>	Output Low Voltage <sup>(1)</sup> (Ports 1,2,3)	I <sub>OL</sub> = 1.6 mA		0.45	V
V <sub>OL1</sub>	Output Low Voltage <sup>(1)</sup> (Port 0, ALE, PSEN)	I <sub>OL</sub> = 3.2 mA		0.45	V
V <sub>OH</sub>	Output High Voltage (Ports 1,2,3, ALE, PSEN)	I <sub>OH</sub> = -60 μA, V <sub>CC</sub> = 5 V ± 10%	2.4		V
		I <sub>OH</sub> = -25 μA	0.75 V <sub>CC</sub>		V
		I <sub>OH</sub> = -10 μA	0.9 V <sub>CC</sub>		V
V <sub>OH1</sub>	Output High Voltage (Port 0 in External Bus Mode)	I <sub>OH</sub> = -800 μA, V <sub>CC</sub> = 5 V ± 10%	2.4		V
		I <sub>OH</sub> = -300 μA	0.75 V <sub>CC</sub>		V
		I <sub>OH</sub> = -80 μA	0.9 V <sub>CC</sub>		V
I <sub>IL</sub>	Logical 0 Input Current (Ports 1,2,3)	V <sub>IN</sub> = 0.45 V		-50	μA
I <sub>TL</sub>	Logical 1 to 0 Transition Current (Ports 1,2,3)	V <sub>IN</sub> = 2 V		-650	μA
I <sub>LI</sub>	Input Leakage Current (Port 0, EA)	0.45 < V <sub>IN</sub> < V <sub>CC</sub>		±10	μA
RRST	Reset Pulldown Resistor		50	300	KΩ
C <sub>IO</sub>	Pin Capacitance	Test Freq. = 1 MHz, T <sub>A</sub> = 25°C		10	pF
I <sub>CC</sub>	Power Supply Current	Active Mode, 12 MHz		20	mA
		Idle Mode, 12 MHz		5	mA
	Power Down Mode <sup>(2)</sup>	V <sub>CC</sub> = 6 V		100	μA
		V <sub>CC</sub> = 3 V		40	μA

Notes: 1. Under steady state (non-transient) conditions, I<sub>OL</sub> must be externally limited as follows:  
 Maximum I<sub>OL</sub> per port pin: 10 mA  
 Maximum I<sub>OL</sub> per 8-bit port:  
     Port 0: 26 mA  
     Ports 1,2, 3: 15 mA  
 Maximum total I<sub>OL</sub> for all output pins: 71 mA

If I<sub>OL</sub> exceeds the test condition, V<sub>OL</sub> may exceed the related specification. Pins are not guaranteed to sink current greater than the listed test conditions.  
 2. Minimum V<sub>CC</sub> for Power Down is 2 V.



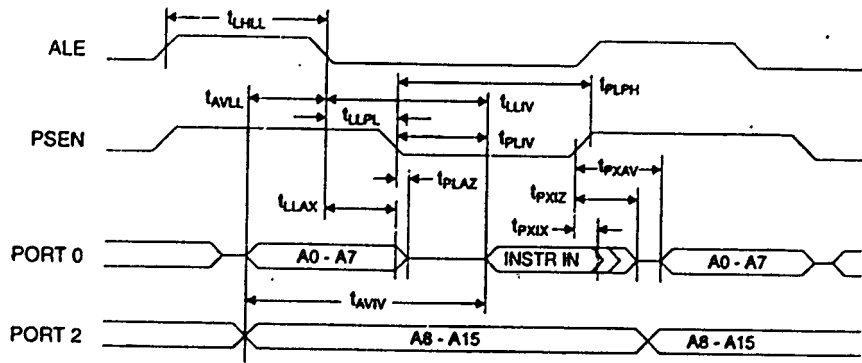
## A.C. Characteristics

(Under Operating Conditions; Load Capacitance for Port 0, ALE/PROG, and PSEN = 100 pF; Load Capacitance for all other outputs = 80 pF)

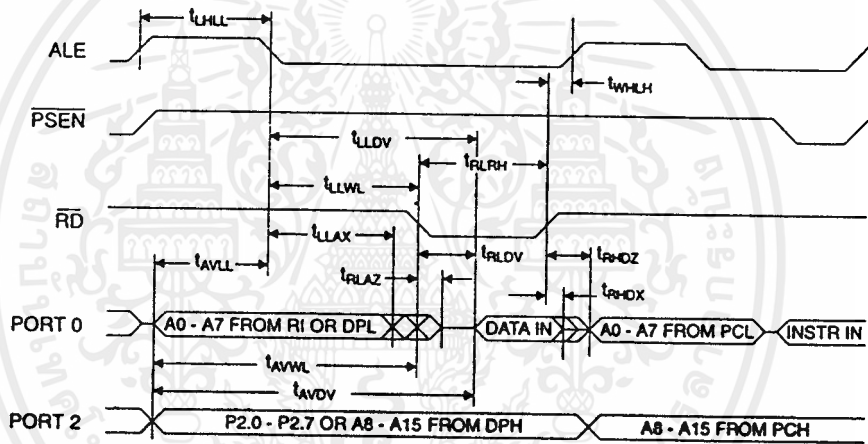
### External Program and Data Memory Characteristics

Symbol	Parameter	12 MHz Oscillator		16 to 24 MHz Oscillator		Units
		Min	Max	Min	Max	
t <sub>1/CLCL</sub>	Oscillator Frequency			0	24	MHz
t <sub>LHLL</sub>	ALE Pulse Width	127		2t <sub>CLCL</sub> -40		ns
t <sub>AVLL</sub>	Address Valid to ALE Low	28		t <sub>CLCL</sub> -13		ns
t <sub>LLAX</sub>	Address Hold After ALE Low	48		t <sub>CLCL</sub> -20		ns
t <sub>LLIV</sub>	ALE Low to Valid Instruction In		233		4t <sub>CLCL</sub> -65	ns
t <sub>LLPL</sub>	ALE Low to PSEN Low	43		t <sub>CLCL</sub> -13		ns
t <sub>PLPH</sub>	PSEN Pulse Width	205		3t <sub>CLCL</sub> -20		ns
t <sub>PLIV</sub>	PSEN Low to Valid Instruction In		145		3t <sub>CLCL</sub> -45	ns
t <sub>PIXI</sub>	Input Instruction Hold After PSEN	0		0		ns
t <sub>PIXZ</sub>	Input Instruction Float After PSEN		59		t <sub>CLCL</sub> -10	ns
t <sub>PXAV</sub>	PSEN to Address Valid	75		t <sub>CLCL</sub> -8		ns
t <sub>AVIV</sub>	Address to Valid Instruction In		312		5t <sub>CLCL</sub> -55	ns
t <sub>PLAZ</sub>	PSEN Low to Address Float		10		10	ns
t <sub>RLRH</sub>	RD Pulse Width	400		6t <sub>CLCL</sub> -100		ns
t <sub>WLWH</sub>	WR Pulse Width	400		6t <sub>CLCL</sub> -100		ns
t <sub>RLDV</sub>	RD Low to Valid Data In		252		5t <sub>CLCL</sub> -90	ns
t <sub>RHDZ</sub>	Data Hold After RD	0		0		ns
t <sub>RHDZ</sub>	Data Float After RD		97		2t <sub>CLCL</sub> -28	ns
t <sub>LLDV</sub>	ALE Low to Valid Data In		517		8t <sub>CLCL</sub> -150	ns
t <sub>AVDV</sub>	Address to Valid Data In		585		9t <sub>CLCL</sub> -165	ns
t <sub>LLWL</sub>	ALE Low to RD or WR Low	200	300	3t <sub>CLCL</sub> -50	3t <sub>CLCL</sub> +50	ns
t <sub>AVWL</sub>	Address to RD or WR Low	203		4t <sub>CLCL</sub> -75		ns
t <sub>QVWX</sub>	Data Valid to WR Transition	23		t <sub>CLCL</sub> -20		ns
t <sub>QVWH</sub>	Data Valid to WR High	433		7t <sub>CLCL</sub> -120		ns
t <sub>WHQX</sub>	Data Hold After WR	33		t <sub>CLCL</sub> -20		ns
t <sub>RLAZ</sub>	RD Low to Address Float		0		0	ns
t <sub>WLH</sub>	RD or WR High to ALE High	43	123	t <sub>CLCL</sub> -20	t <sub>CLCL</sub> +25	ns

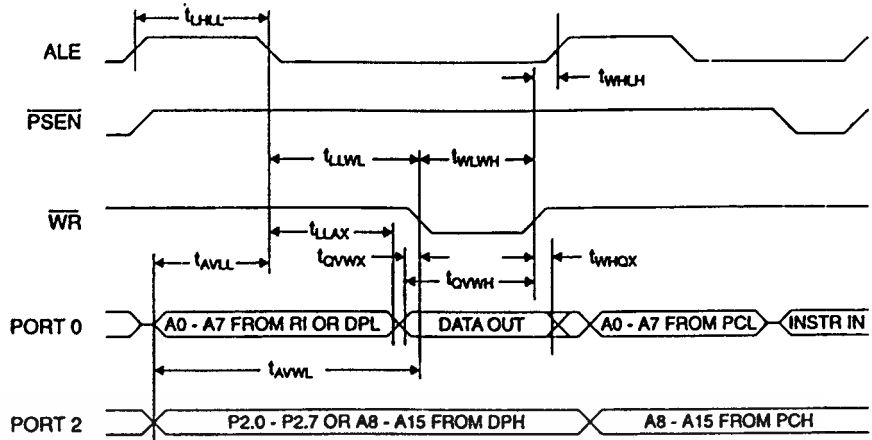
External Program Memory Read Cycle



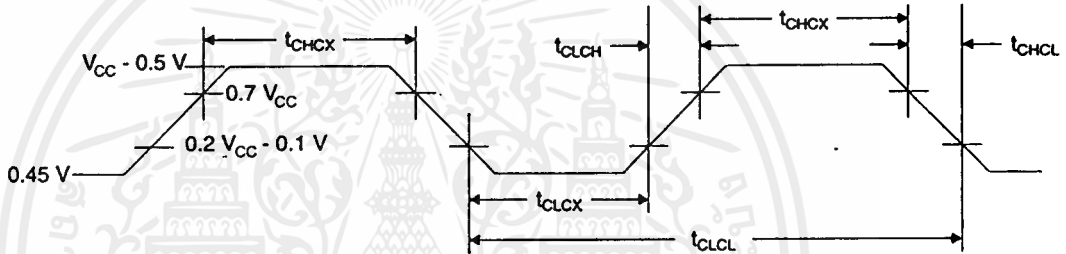
External Data Memory Read Cycle



## External Data Memory Cycle



## External Clock Drive Waveforms



## External Clock Drive

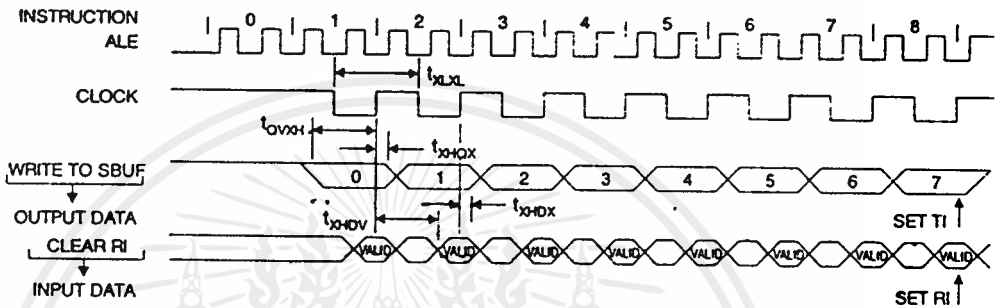
Symbol	Parameter	Min	Max	Units
$1/t_{CLCL}$	Oscillator Frequency	0	24	MHz
$t_{CLCL}$	Clock Period	41.6		ns
$t_{CHCX}$	High Time	15		ns
$t_{CLCX}$	Low Time	15		ns
$t_{CLCH}$	Rise Time		20	ns
$t_{CHCL}$	Fall Time		20	ns

**Serial Port Timing: Shift Register Mode Test Conditions**

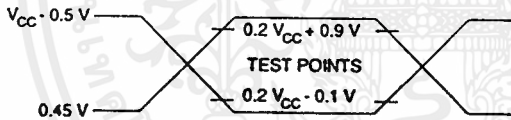
(V<sub>CC</sub> = 5.0 V ± 20%; Load Capacitance = 80 pF)

Symbol	Parameter	12 MHz Osc		Variable Oscillator		Units
		Min	Max	Min	Max	
t <sub>XLXL</sub>	Serial Port Clock Cycle Time	1.0		12t <sub>CLCL</sub>		μs
t <sub>OVXH</sub>	Output Data Setup to Clock Rising Edge	700		10t <sub>CLCL</sub> -133		ns
t <sub>XHOX</sub>	Output Data Hold After Clock Rising Edge	50		2t <sub>CLCL</sub> -33		ns
t <sub>XHDX</sub>	Input Data Hold After Clock Rising Edge	0		0		ns
t <sub>XHDV</sub>	Clock Rising Edge to Input Data Valid		700		10t <sub>CLCL</sub> -133	ns

**Shift Register Mode Timing Waveforms**

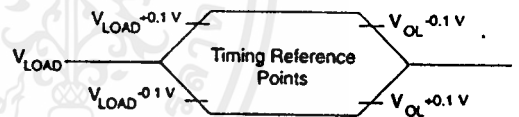


**AC Testing Input/Output Waveforms <sup>(1)</sup>**



Note: 1. AC Inputs during testing are driven at V<sub>CC</sub> - 0.5 V for a logic 1 and 0.45 V for a logic 0. Timing measurements are made at V<sub>IH</sub> min. for a logic 1 and V<sub>IL</sub> max. for a logic 0.

**Float Waveforms <sup>(1)</sup>**



Note: 1. For timing purposes, a port pin is no longer floating when a 100 mV change from load voltage occurs. A port pin begins to float when a 100 mV change from the loaded V<sub>OH</sub>/V<sub>OL</sub> level occurs.

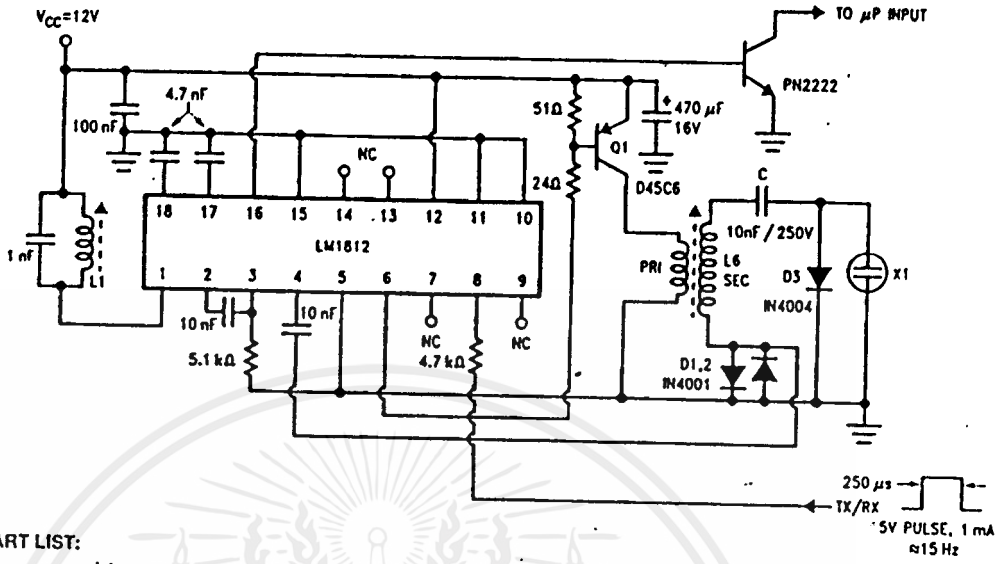




### Ordering Information

Speed (MHz)	Power Supply	Ordering Code	Package	Operation Range
12	5 V ± 20%	AT89C51-12AC AT89C51-12JC AT89C51-12PC AT89C51-12QC	44A 44J 40P6 44Q	Commercial (0°C to 70°C)
		AT89C51-12AI AT89C51-12JI AT89C51-12PI AT89C51-12QI	44A 44J 40P6 44Q	Industrial (-40°C to 85°C)
		AT89C51-12AA AT89C51-12JA AT89C51-12PA AT89C51-12QA	44A 44J 40P6 44Q	Automotive (-40°C to 125°C)
	5 V ± 10%	AT89C51-12DM AT89C51-12LM	40D6 44L	Military (-55°C to 125°C)
		AT89C51-12DM/883 AT89C51-12LM/883	40D6 44L	Military/883C Class B, Fully Compliant (-55°C to 125°C)
	16	5 V ± 20%	AT89C51-16AC AT89C51-16JC AT89C51-16PC AT89C51-16QC	44A 44J 40P6 44Q
AT89C51-16AI AT89C51-16JI AT89C51-16PI AT89C51-16QI			44A 44J 40P6 44Q	Industrial (-40°C to 85°C)
AT89C51-16AA AT89C51-16JA AT89C51-16PA AT89C51-16QA			44A 44J 40P6 44Q	Automotive (-40°C to 125°C)
5 V ± 20%		AT89C51-20AC AT89C51-20JC AT89C51-20PC AT89C51-20QC	44A 44J 40P6 44Q	Commercial (0°C to 70°C)
		AT89C51-20AI AT89C51-20JI AT89C51-20PI AT89C51-20QI	44A 44J 40P6 44Q	Industrial (-40°C to 85°C)
		AT89C51-24AC AT89C51-24JC AT89C51-24PC AT89C51-24QC	44A 44J 44P6 44Q	Commercial (0°C to 70°C)
24	5 V ± 20%	AT89C51-24AI AT89C51-24JI AT89C51-24PI AT89C51-24QI	44A 44J 44P6 44Q	Industrial (-40°C to 85°C)

## ULTRASONIC TRANSCEIVER



### PART LIST:

L1	15.8 mH adjustable. # CLN-2A900HM	TOKO
L6	PRIMARY 8 TURNS # 24° SECONDARY 110 TURNS # 30° POTCORE RM8P-A630-3B7 BOBBIN RM8 PCB1-4 CLIPS 991-393-00	FERROXCUBE
X1	POLAROID TRANSDUCER	POLAROID
O1	D45C6 $I_C = 5A_{min}$ $V_{CBO} = 40V_{min}$	NSC
C	250V, 10 nF MYLAR	

\*If machine wound, slightly larger wire sizes may be used.

Toko America, Inc.	1250 Feehanville Drive Mount Prospect, IL 60056 Tel. (312) 297-0070	Polaroid Corp.	Commercial Battery Division 784 Memorial Drive, Cambridge, MA 02139 Tel. (617) 577-2024
Ferroxcube	5083 Kings Highway, Saugerties, NY 12477 Tel. (914) 246-2811	National Semiconductor Corp.	2900 Semiconductor Drive Santa Clara, CA 95051 Tel. (408) 721-5000

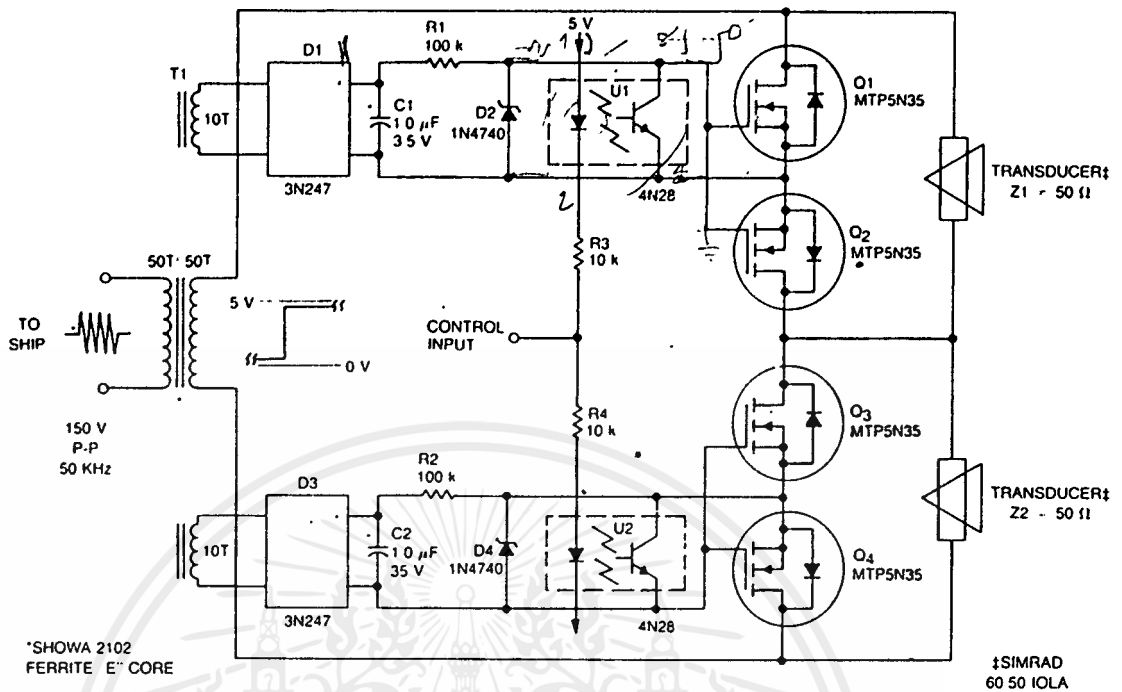
NATIONAL SEMICONDUCTOR CORP.

Fig. 117-5

The LM1812 is a complete ultrasonic transceiver on a chip designed for use in a variety of pulse-echo ranging applications. The chip operates by transmitting a burst of oscillations with a transducer, then using the same transducer to listen for a return echo. If an echo of sufficient amplitude is received, the LM1812 detector puts out a pulse of approximately the same width as the original burst. The closer the reflecting object, the earlier the return echo. Echos could be received immediately after the initial burst was transmitted, except for the fact that the transducer rings.

When transmitting, the transducer is excited with several hundred volts peak to peak, and it operates in a *loudspeaker* mode. Then, when the LM1812 stops transmitting and begins to receive, the transducer continues to vibrate or ring, even though excitation has stopped. The transducer acts as a microphone and produces an ac signal initially the same amplitude as the transmit pulse. This signal dies away as is governed by the transducer's damping factor, but as long as detectable ringing remains, the LM1812's detector will be held on, masking any return echos.

## SONAR TRANSDUCER/SWITCH



Copyright of Motorola, Inc. Used by permission.

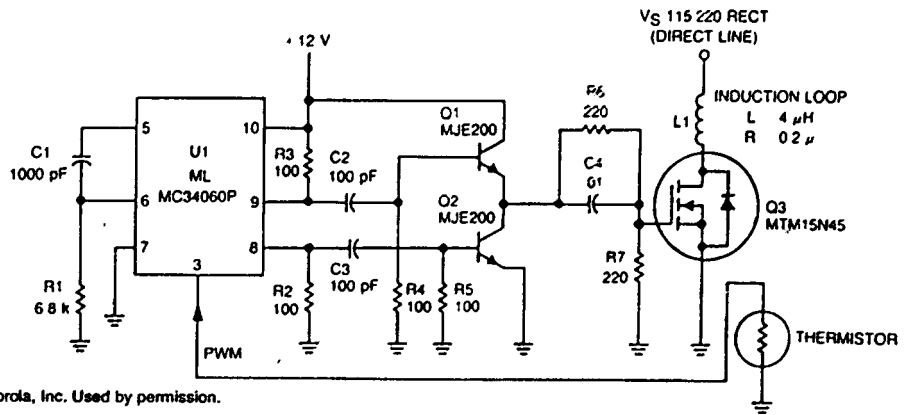
**Fig. 117-6**

This submersible sonar positioning apparatus generally consists of dual-opposed ultrasonic transducers, alternately excited, with return signals processed and displayed for observation and measurement. Typical transmitter frequencies range from 50 to 200 kHz and pulse widths can be varied from 0.3 to 5 ms, depending on depth and resolution requirements.

The input to the transducer/switch is transformer T1 which provides isolation and impedance matching. The turn ratio of the secondary windings depends on the peak-to-peak amplitude of the transmitter output into the specified load. The transmitted pulse that appears on the secondary winding charges capacitors C1 and C2 through bridge rectifiers D1 and D3. Zener diodes D2 and D4 limit the TMOS gate bias to 12 V; R1 and R2 limit the discharge current from C1 and C2.

The square-wave control input is applied to opto-isolators U1 and U2 through resistors R3 and R4. If the control input is 0 V, U1 is activated; when it changes to +5 V, U2 is activated. When U1 is activated, it saturates and reduces the gate bias to zero, turning Q1 and Q2 off. Q3 and Q4 remain on, effectively shunting transducer Z2. When U2 is activated, it saturates and reduces the bias to zero, turning Q3 and Q4 off. Q1 and Q2 remain on, effectively shunting transducer Z1.

## 120-KHz 500-W INDUCTION HEATER



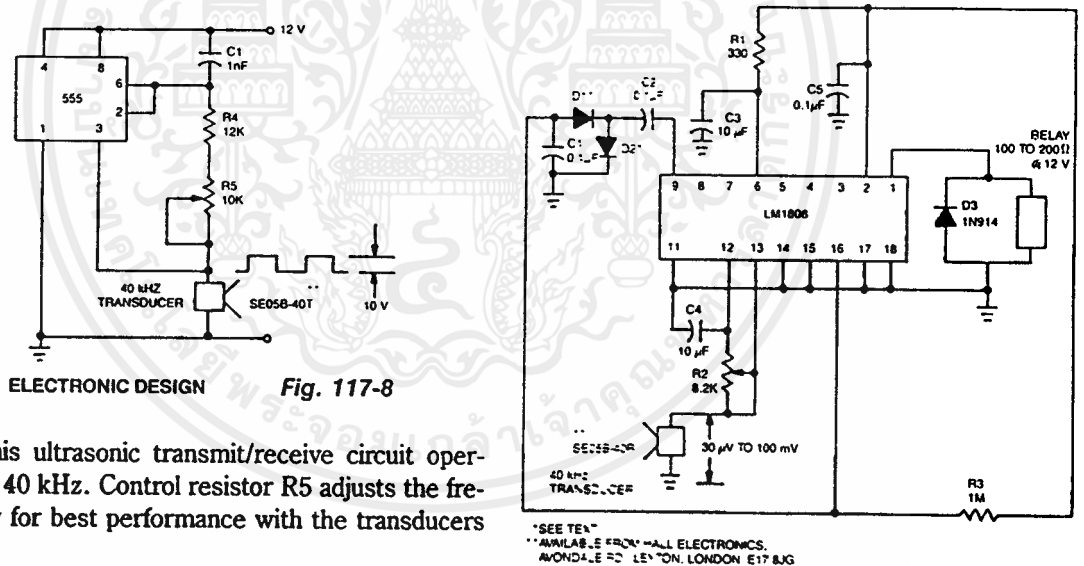
Copyright of Motorola, Inc. Used by permission.

Fig. 117-7

Variable width pulses with fast rise times are provided by U1, and MC34060 operating at 120 kHz, the optimum frequency for heating aluminum alloy containers. The pulse width is modulated by sensing the temperature of the target with a thermistor, using its negative temperature coefficient to change pulse duration. The MC34060 produces output pulses that are ac-coupled to push-pull MJE200 transistors Q1 and Q2. This IC provides the current needed to ensure fast switching for MTM15N45 T MOS power FET Q3.

The estimated efficiency is 80%, based on switching losses and an  $R_{ON}$  of  $0.4 \Omega$  (max). The MTM15N45, with maximum ratings of 15 A and 450 V, was chosen because the induction heater might be operated from either 115 or 220 V sources. A modest heatsink is required because 100 W is dissipated in the power FETs at a full output power of 500 W.

## ULTRASONIC TRANSDUCER

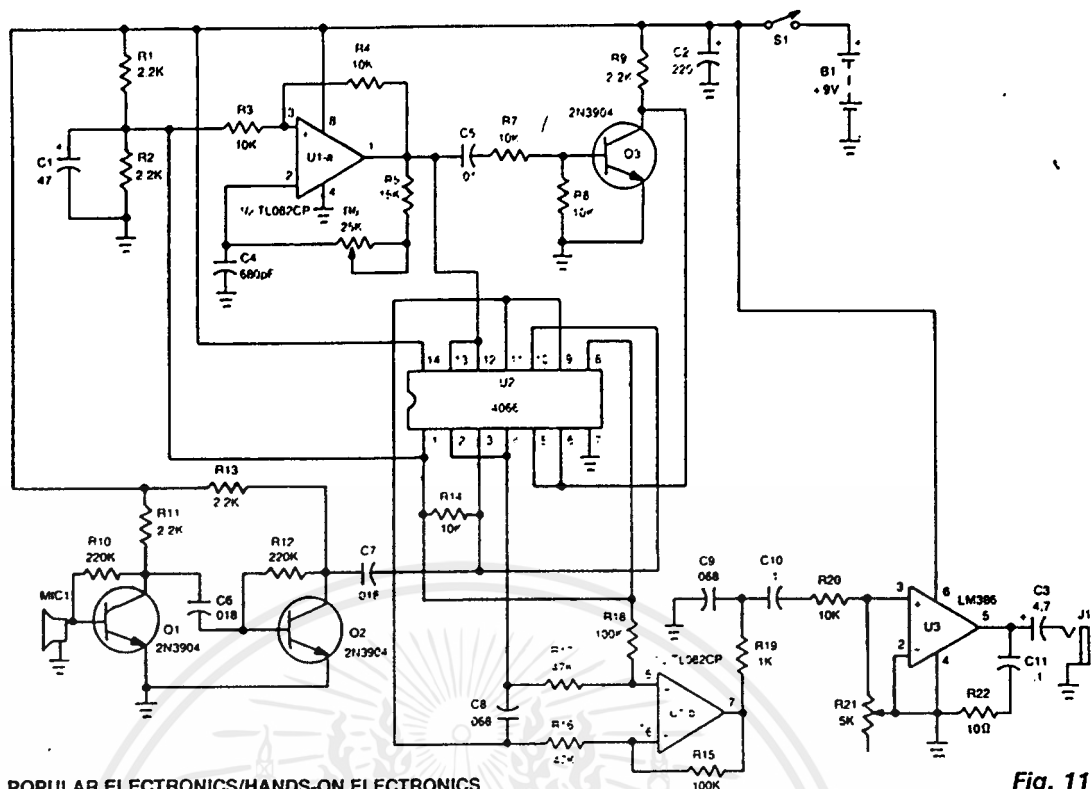


ELECTRONIC DESIGN Fig. 117-8

This ultrasonic transmit/receive circuit operates at 40 kHz. Control resistor R5 adjusts the frequency for best performance with the transducers used.

\*SEE TEN\*  
 \*\*AVAILABLE FROM: HALL ELECTRONICS,  
 AVONDALE RD, LEYTON, LONDON E17 8JG

## ULTRASONIC RECEIVER



POPULAR ELECTRONICS/HANDS-ON ELECTRONICS

Fig. 117-9

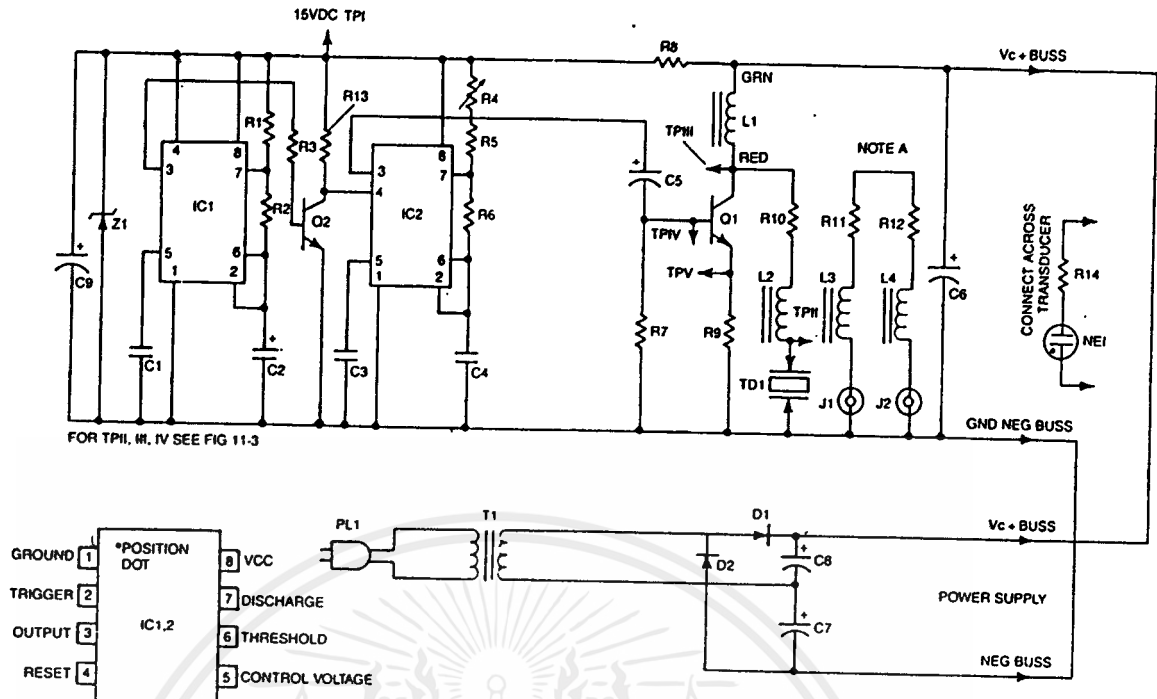
The piezo speaker, MIC1, picks up the incoming ultrasonic signal and feeds it to the base of Q1. The two-transistor booster amplifier, Q1 and Q2, raises the signal to a level that is sufficient to drive one input of this most unusual mixer circuit.

Integrated circuit U2, a quad bilateral switch, functions as an extremely clean balanced-mixer circuit for the superheterodyne receiver. Integrated circuit U1a, 1/2 of a dual op amp, is connected in a variable-frequency square-wave oscillator circuit. Resistors R5, R6, and capacitor C4 determine the frequency and tuning range of the oscillator.

The oscillator's square-wave output is fed along two paths. In one path, the output of U1a is input to pins 12 and 13 of U2. In the other path, the signal is fed to the base of Q3, which is configured as an inverter. The inverter outputs a signal that is 180° out-of-phase with the input signal. The inverted output of Q3 is then fed to U2 at pins 5 and 6. There, the two input signals, the ultrasonic input from MIC1 and the oscillator output, are mixed. The mixing of the ultrasonic input and the square-wave signal produces an audible product that is fed to the input of a differential amplifier, U1b, the second half of the dual op amp, which has a voltage gain of two. The output of U1b at pin 7 is filtered by R19 and C9 to remove the high-frequency content of the mixed signal.

Only the difference frequency is important; the sum frequency, the incoming ultrasonic signal added to the oscillator frequency, is too high for the human ear to hear. The sum frequency is removed by R19 and C9 to produce a clean output signal to feed power-amplifier U3. Resistor R21 functions as the circuit's volume control.

# ULTRASONIC-PULSED PEST CONTROLLER



FOR TPII, III, IV SEE FIG 11-3

Note a-R11, L3, J1 and R12, L4, J2 are for extra station transducers. Each station should be a similar cabinet with transducer mounted as shown in Fig. 11-3. Use of interconnecting cable strain reliefs, jack or whatever, left up to builder. Station transducers connected same as TD1.

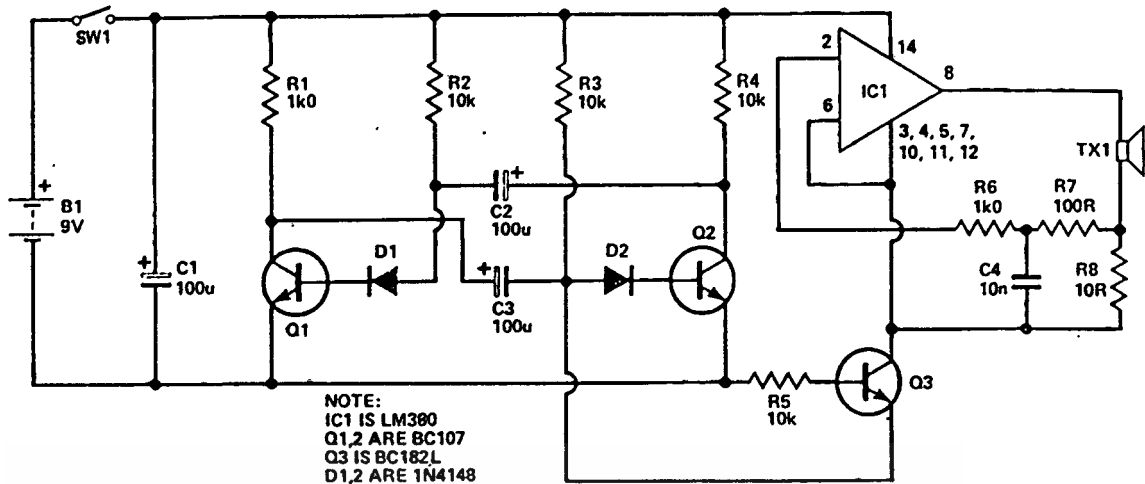
Use sleeving or tubing on any interconnecting wires that are potentially close to one another or on wire jump bridges. Use component leads wherever possible.

TAB BOOKS

Fig. 117-10

IC2 forms a stable oscillator whose frequency and pulse width is determined by the values of R4, R5, R6, and C4. R4 is made adjustable for precise frequency setting. The output of IC2 is pin 3, which is capacitively coupled to the base of Q1. L1 acts as a high-impedance choke to the signal, while allowing the collector of Q1 to be dc-biased. Q1 amplifies the positive pulses from IC2 and step drives the series resonant combination of L2 and TD1. Resistor R10 serves to broaden the response of this resonant circuit. L2 and the inherent capacity of the transducer, TD1, forms a resonant circuit at around 23 kHz. It is usually found that most rodents are bothered when the signal is pulsed with the off exceeding the on time. This timing is accomplished via timer IC1 and timer inverter Q2. IC1 is free running and its periods are determined by R1, R2, and C2 to be approximately two seconds off and two seconds on. The periods are inverted via Q2 and used to gate pin 4 of IC2, the frequency oscillator, turning it on for two seconds and off for three seconds. The power supply is a conventional voltage doubler with a zener regulator for the oscillator voltages.

## ULTRASONIC PEST CONTROLLER



ELECTRONICS TODAY INTERNATIONAL

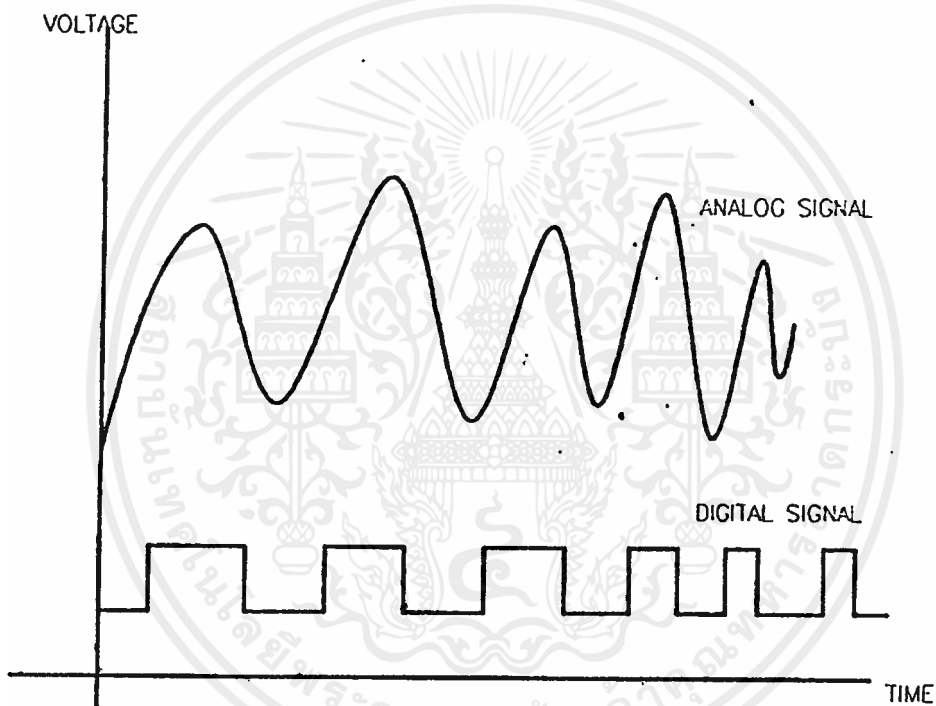
Fig. 117-11

This circuit consists of two basic parts: an oscillator tuned to 40 kHz, and a voltage doubler with pulse generator. The pulses are about 10 ms long and occur 2–3 per s to reduce battery drain and increase the annoyance factor for a cat, dog, hedgehog, etc. The voltage doubling action increases the available output power for any given battery voltage.

## บทที่ 4

### การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล

โลกของการศึกษาทางไฟฟ้า จะแบ่งการพิจารณา สัญญาณทางไฟฟ้าเป็น 2 ลักษณะ ได้แก่ สัญญาณอนาลอก และ สัญญาณดิจิทัล สัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณที่มีความเป็นเชิงเส้น คือ จะมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณ เมื่อเทียบกับเวลาเป็น ลักษณะเชิงเส้น ส่วนสัญญาณดิจิทัล จะมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงสัญญาณเพียง 2 สถานะคือ สถานะ "1" และ สถานะ "0"



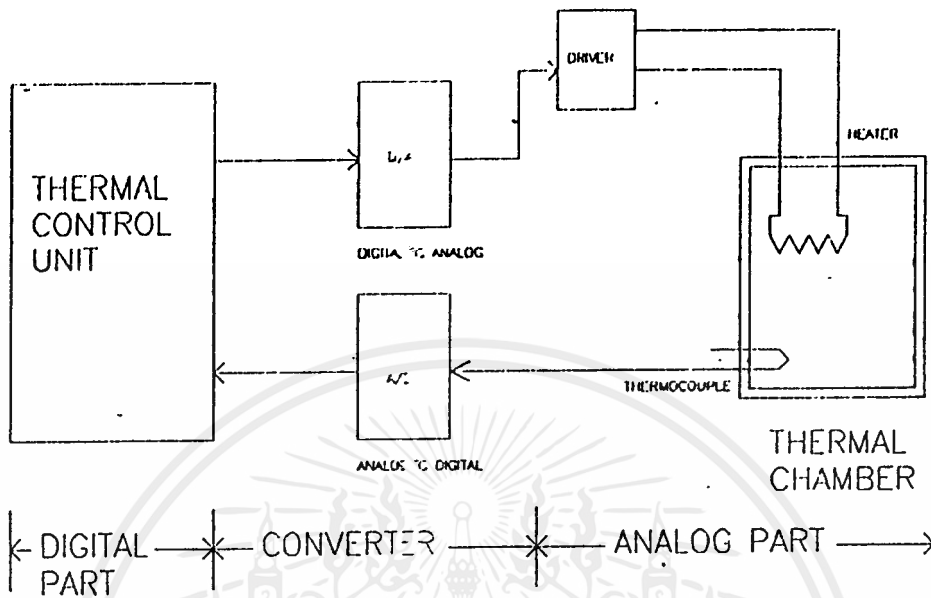
รูปที่ 4.1 แสดงลักษณะของสัญญาณอนาลอกและสัญญาณดิจิทัล

#### 4.1 การแปลงสัญญาณ

การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก และการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลเป็นขบวนการที่มีความจำเป็นอย่างมากในวงจรไฟฟ้าทั่วไป เนื่องจากอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ใช้งานจะมีลักษณะการทำงานที่เกี่ยวข้องกับทั้งสองสัญญาณ ตัวอย่างเช่น ในระบบควบคุมอุณหภูมิอัตโนมัติ อุณหภูมิที่ต้องการวัดจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้า (ซึ่งเป็นสัญญาณอนาลอก) สัญญาณที่ได้จะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลเพื่อประมวลผลด้วยระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อวัตถุประสงค์ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไมโครโปรเซสเซอร์ จากนั้นไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะส่งสัญญาณมาควบคุมตัวทำความร้อน ให้เพิ่มอุณหภูมิ หรือ ลดอุณหภูมิ ตามที่ผู้ใช้ได้โปรแกรมไว้



รูป 4.2 แสดงลักษณะของการแปลงสัญญาณ

การแปลงสัญญาณจะต้องใช้รหัส ซึ่งจะแสดงสถานะเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณทั้งสองรหัสนี้ที่ใช้ในการแปลงรหัสไบนารี ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 แสดงจำนวนเต็มและเศษส่วนเปรียบเทียบรหัสไบนารี

Decimal Fraction	Binary Fraction	Code				Binary Integer	Decimal Integer
		MSB ( $\times 1/2$ )	Bit 2 ( $\times 1/4$ )	Bit 3 ( $\times 1/8$ )	Bit 4 ( $\times 1/16$ )		
0	0.0000	0	0	0	0	0000	0
$1/16 = 2^{-4}$ (LSB)	0.0001	0	0	0	1	0001	1
$2/16 = 1/8$	0.0010	0	0	1	0	0010	2
$3/16 = 1/8 + 1/16$	0.0011	0	0	1	1	0011	3
$4/16 = 1/4$	0.0100	0	1	0	0	0100	4
$5/16 = 1/4 + 1/16$	0.0101	0	1	0	1	0101	5
$6/16 = 1/4 + 1/8$	0.0110	0	1	1	0	0110	6
$7/16 = 1/4 + 1/8 + 1/16$	0.0111	0	1	1	1	0111	7
$8/16 = 1/2$ (MSB)	0.1000	1	0	0	0	1000	8
$9/16 = 1/2 + 1/16$	0.1001	1	0	0	1	1001	9
$10/16 = 1/2 + 1/8$	0.1010	1	0	1	0	1010	10
$11/16 = 1/2 + 1/8 + 1/16$	0.1011	1	0	1	1	1011	11
$12/16 = 1/2 + 1/4$	0.1100	1	1	0	0	1100	12
$13/16 = 1/2 + 1/4 + 1/16$	0.1101	1	1	0	1	1101	13
$14/16 = 1/2 + 1/4 + 1/8$	0.1110	1	1	1	0	1110	14
$15/16 = 1/2 + 1/4 + 1/8 + 1/16$	0.1111	1	1	1	1	1111	15

Table 7.1 Integer and fractional binary codes.

นอกจากนี้ยังใช้รหัสอื่น ๆ อีก เช่น รหัส BCD ( Binary Code Decimal BCD ) รหัสเกรย์ ( Gray Code ) เป็นต้น

#### 4.2 คุณลักษณะของการแปลงสัญญาณ

การใช้งานตัวแปลงสัญญาณ ( Converter ) เราจำเป็นต้องรู้ถึง คุณลักษณะ บางประการของมัน ซึ่งจะช่วยให้เราสามารถตัดสินใจเลือกใช้ วงจรแปลงสัญญาณ ที่ เหมาะสมกับงานของเรา

4.2.1 ความถูกต้องสัมบูรณ์ ( Absolute Accuracy ) เป็นค่าของผลต่างระหว่าง ค่าของสัญญาณอนาลอกจริงกับค่าของสัญญาณดิจิทัลที่สร้างขึ้น

4.2.2 ออโตเมติกซีโร ( Automatic Zero ) เป็นการปรับค่าความคลาดเคลื่อน เพื่อชดเชยจากค่าผิดพลาดของการแปลงสัญญาณ ( Drift error )

4.2.3 ค่าเต็มสเกล ( Full scale ) ช่วงค่าสูงสุดของสัญญาณอนาลอกที่จะแปลงเป็น สัญญาณดิจิทัล เช่น  $+ 4.098 \text{ V}$

4.2.4 ความละเอียดในการแปลงสัญญาณ ( Resolution ) เป็นค่าซึ่งแสดงถึง การแปลงสัญญาณจะสามารถแยกความแตกต่างของสัญญาณที่ใกล้เคียงกันได้มากที่สุด เช่น ตัวแปลงสัญญาณที่มีจำนวน 12 บิตจะมีค่าความละเอียดสูงกว่า ตัวแปลงสัญญาณที่มีจำนวน 4 บิต

4.2.5 อัตราการแปลงสัญญาณ ( Rating ) เป็นค่าซึ่งแสดงถึงความเร็วในการ แปลงสัญญาณภายในหนึ่งหน่วยเวลา

4.2.6 ค่าความผิดพลาดจากอุณหภูมิ ( Temperature error ) ค่าที่แสดงถึง ความผิดพลาดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

#### 4.3 แบบต่าง ๆ ของการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล

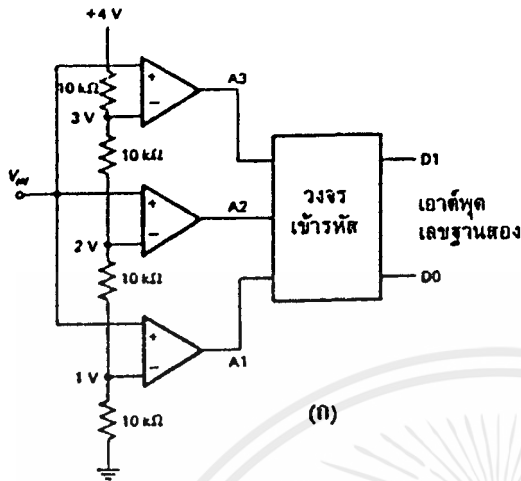
วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลมีมากมายหลายแบบ ดังต่อไปนี้

##### 4.3.1 แบบใช้วงจรเปรียบเทียบ ( Flash A/D Converter )

วงจรแปลงแบบนี้ใช้หลักการของการเปรียบเทียบสัญญาณจากวงจรเปรียบเทียบที่ต่อเนื่องกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อวัตถุประสงค์ทางการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณอนาลอกจะเข้ามายังวงจรเปรียบเทียบ แล้วผ่านไปยังวงจรเข้ารหัส ดังรูปที่ 4.3



แรงดัน อินพุต $V_{in}$ (โวลต์)	เอาต์พุตของ วงจรเปรียบเทียบ			เอาต์พุต เลขฐานสอง	
	A1	A2	A3	D1	D0
0 - 1	0	0	0	0	0
1 - 2	1	0	0	0	1
2 - 3	1	1	0	1	0
3 - 4	1	1	1	1	1

(ข)

(ก)

รูปที่ 4.3 ก. แสดงการต่อวงจร Parallel comparator A/D converter

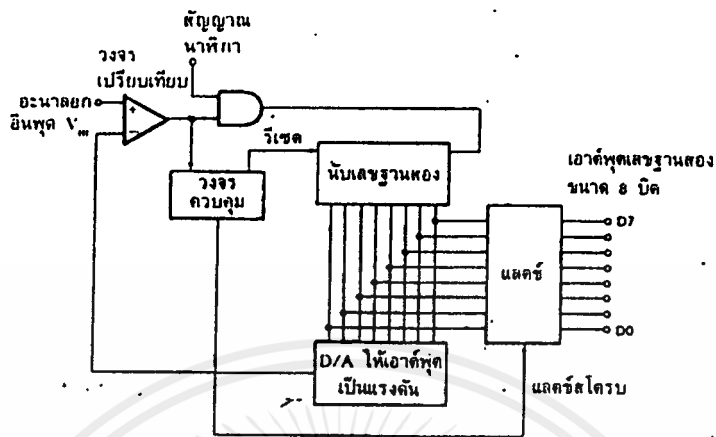
ข. ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตที่เป็นอนาลอกกับเอาต์พุตที่เป็นดิจิทัล

ดังนั้นวงจร A/D Converter แบบนี้ จึงเป็นวงจรที่มีความเร็วในการแปลงสัญญาณสูงมาก แต่ก็ยังมีข้อเสีย คือเมื่อต้องการสัญญาณที่มีความละเอียดสูง วงจรจะมีขนาดใหญ่ เช่น ถ้าต้องการความละเอียด 8 บิต จะต้องใช้วงจรเปรียบเทียบถึง 255 ตัว (จำนวนของวงจรเปรียบเทียบเท่ากับ  $2^n - 1$  โดยที่  $n$  เป็นจำนวนบิตของข้อมูล)

#### 4.3.2 แบบใช้วงจรมับและวงจร D/A Converter ประกอบกัน

วงจร A/D Converter ชนิดนี้จะใช้วงจร D/A Converter เป็นตัวเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัล (ที่ได้จากวงจรมับ) ไปเป็นสัญญาณอนาลอก เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต

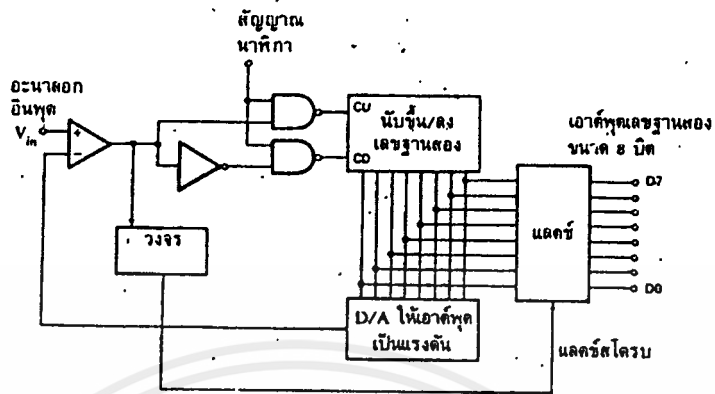
### 4.3.2.1 แบบวงจรนับเดียว ( Single counter )



รูปที่ 4.4 วงจร A/D Converter แบบวงจรนับเดียวที่สร้างขึ้นโดยวงจรนับขึ้น และ วงจร A/D Converter

สัญญาณแรมป์เชิงเส้น (Linear ramp) จะประกอบด้วยสัญญาณขึ้นบันไดเล็กๆ จำนวนมากที่เกิดจากการต่อเอาต์พุตของ วงจรนับ เข้ากับ วงจรแปลง D/A Converter โดยขนาด ของขึ้นบันไดแต่ละขั้นขึ้นอยู่กั จำนวนบิต หรือ ความละเอียดของวงจร D/A Converter รูปที่ 4.4 แสดงการกำเนิดสัญญาณแรมป์เดียว ด้วยวงจรนับ และวงจร D/A Converter ( แทนวงจรอินทิเกรเตอร์ )

### 4.3.2.2 แบบแทร็กกิ้ง ( Tracking A/D Converter )



รูปที่ 4.5 วงจร A/D Converter ที่สร้างขึ้นจากวงจรนับขึ้น/ลง และวงจร D/A Converter

การทำงานของวงจร A/D Converter ชนิดนี้จะคล้ายกับวงจรนับเดียว แต่จะไม่เริ่มนับที่ศูนย์ จะเริ่มนับขึ้นหรือลงจากค่าสุดไปยังค่าใหม่ แล้วแต่ค่าแรงดันอินพุตในรอบใหม่มีค่าสูงกว่าหรือต่ำกว่าค่าที่แล่วข้อดีของวงจร A/D Converter แบบนี้คือ ทำงานได้เร็วขึ้น

### 4.3.3 แบบใช้การประมาณค่า ( Successive approximation )

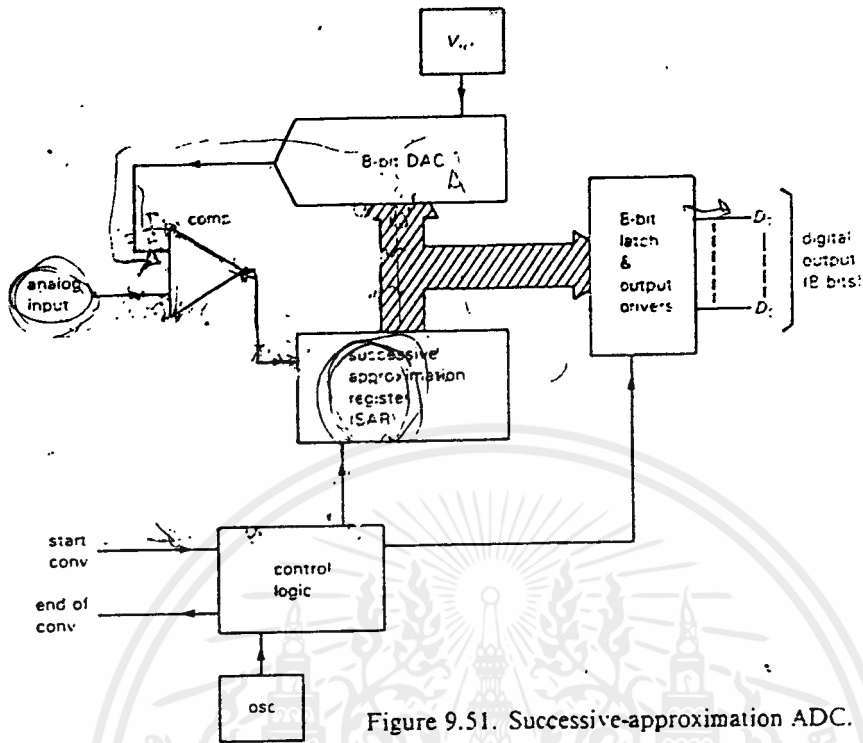


Figure 9.51. Successive-approximation ADC.

รูปที่ 4.6 วงจรแปลงสัญญาณ A/D Converter แบบการประมาณค่า

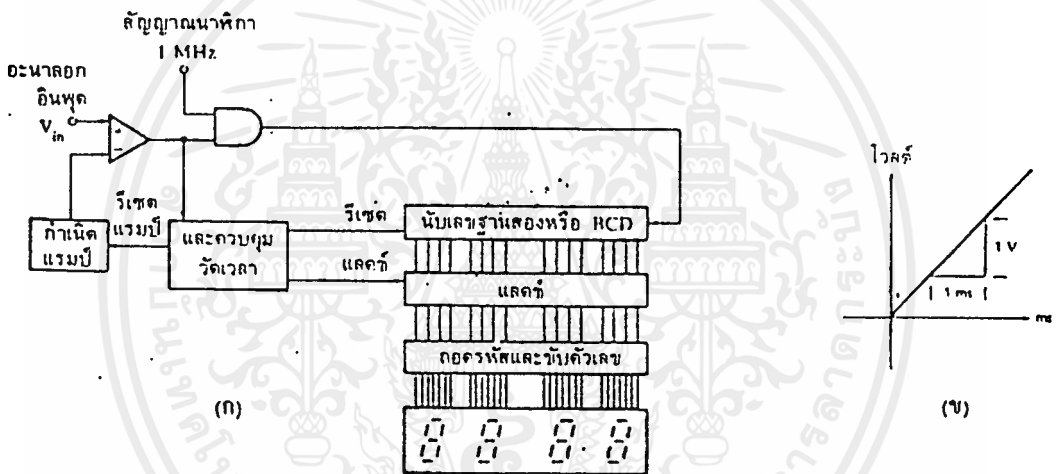
วงจร A/D Converter แบบนี้มีข้อดีคือ มีความละเอียดสูง ซึ่งสามารถกำหนดได้จากสัญญาณ พัลส์นาฬิกา เช่น วงจรแปลงขนาด 8 บิตต้องใช้พัลส์สัญญาณ 8 ลูก ในขณะที่วงจรนับต้องใช้พัลส์ถึง 256 ลูกหัวใจสำคัญของวงจร A/D Converter ชนิดนี้ได้แก่ Successive Approximation Register ( SAR ) เมื่อเริ่มเปลี่ยนสัญญาณ พัลส์ลูกแรกจะส่งบิตที่มีนัยสำคัญสูงสุดไปยัง วงจร D/A Converter โดย SAR จะรอสัญญาณจากวงจรเปรียบเทียบ ซึ่งจะตรวจสอบว่าเอาต์พุตของวงจร D/A Converter มากหรือน้อยกว่าแรงดันคินพุต  $V_{in}$  ถ้าเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบมีสถานะ "1" เอาต์พุตของวงจร D/A Converter จึงต่ำกว่า  $V_{in}$  SAR จะเก็บบิตที่มีนัยสำคัญสูงสุดไว้ ถ้าเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบมีสถานะ "0" เอาต์พุตของ D/A Converter จึงมากกว่า  $V_{in}$  SAR จะรีเซ็ต บิตที่มีนัยสำคัญสูงสุดนั้น

พัลส์ลูกต่อมาก็ทำเช่นเดียวกัน โดยบิตที่ได้คือบิตที่มีนัยสำคัญรองลงมา SAR จะทำงานแบบนี้ ไปจนถึงบิตที่มีนัยสำคัญต่ำสุด เมื่อแต่ละบิตใช้สัญญาณนาฬิกาครบทุกบิตแล้ว SAR จะส่งสัญญาณให้หยุดการแปลง ( End of Conversion, EOC ) ออกไป สัญญาณนี้

จะเป็นตัวบอกว่ามีข้อมูลอยู่ที่อินพุตครบแล้ว แต่ถ้าสัญญาณนี้ถูกต่อไปยังอินพุต ที่เป็นจุดเริ่ม การเปลี่ยนแปลงสัญญาณ การเปลี่ยนแปลงสัญญาณก็จะเกิดขึ้นอย่างต่อเนื่อง วงจรดังใน รูปที่ 4.6 ออปป์แอมป์จะเป็นตัวเปลี่ยนกระแสไฟเป็นแรงดัน วงจรแบบนี้สามารถรับสัญญาณ อนุาลอกที่เป็น รูปไซน์ ( มีค่าแรงดัน จาก -5 ถึง +5 V ) ได้ และยังมี ความ ละเอียดยสูง

#### 4.3.4 แบบที่ใช้วงจรอินทิเกรต

##### 4.3.4.1 แบบสโลปเดียว (Single ramp หรือ Single slope)



รูปที่ 4.7 วงจร A/D Converter แบบสโลปเดียว

ก) แสดงบล็อกไดอะแกรม

ข) ความชันของสัญญาณร Ramp

วงจร A/D Converter แบบนี้แสดงดังรูปที่ 4.7 ประกอบด้วยวงจรถ่ายค่าสัญญาณร Ramp, วงจรเปรียบเทียบ, วงจรนับ BCD หรือ นับเลขฐานสอง เมื่อเริ่มทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณ สัญญาณร Ramp และวงจรถ่ายค่าจะถูกรีเซ็ตให้เป็นศูนย์ แรงดันอนุาลอกถูกป้อนไปยังวงจรถ่ายค่าทางขาอินพุตแบบไม่ย้อนกลับ วงจรถ่ายค่าก็จะให้เอาต์พุตเป็นสถานะ "1" ทำให้แอสต์เกิด ปลอัสสัญญาณนาฬิกา ผ่านไปยังวงจรถ่ายค่าได้ และทำให้เริ่มเกิดสัญญาณร Ramp จนกระทั่งสัญญาณร Ramp มีแรงดันเพิ่มขึ้นมากกว่า แรงดันอินพุต เอาต์พุตเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 54-ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

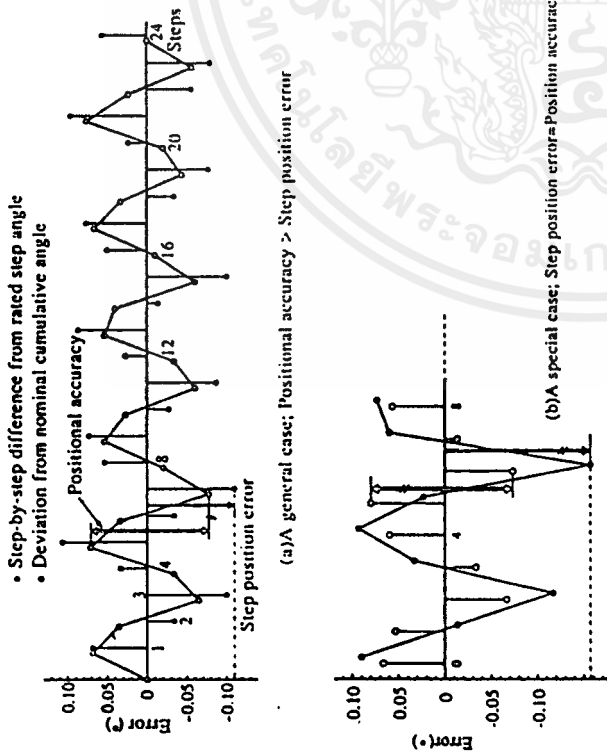


Fig. 2.8. Examples of positional accuracy and step position error.

can occur during a full revolution of the rotor when moving from a reference rest position.

Let us investigate the relationship between these two sorts of positioning error through a model example of a two-phase 24-step motor. The equilibrium positions are first measured with the starting position as the reference, and, as shown in Fig. 2.8(a), the deviations from the nominal cumulative step angles, plotted by O, are connected by straight lines to draw a segment graph. The spread of positional accuracy is defined as the peak-to-peak difference, which is  $0.15^\circ$  in this sample. The positional accuracy may also be defined as  $\pm 0.075^\circ$  in this case.

The step-by-step differences from the rated step angle are plotted as  $\bullet$ . These are the differences between the readings of two neighbouring plots. The positive or negative peak is the step position error, and in this case it is  $0.11^\circ$  as shown in the figure.

As in this case the spread of positional accuracy is generally larger than step position error. However, as indicated in Fig. 2.8(b) they are identical when the positive maximum deviation and negative maximum deviation occur at adjacent positions.

As seen in this example, the positional errors at every four steps have values close to one another. Theoretically, if the rotor is perfectly symmetrical with respect to the centre and tooth pitch has no variations, the positional error pattern will repeat at every four steps.

#### 2.2.4 Excellent dynamic behaviour due to high torque-to-inertia ratios

It is desirable that a stepping motor moves as fast as possible in response to an input pulse or pulse train. Not only a quick start but also a quick stop is required for a stepping motor. If the pulse train is interrupted while the motor is running, the motor should be capable of stopping at the position specified by the last pulse. These excellent dynamic characteristics are due to a high ratio of torque to rotor inertia in a stepping motor as compared with conventional AC motors.

The speed of rotation of a stepping motor is given in terms of the number of steps per second, and the term 'stepping rate' is often used to indicate speed. Since, in most cases, the number of pulses applied to the logic sequencer equals the number of steps, the speed may be expressed in terms of pulse frequency. In this book, hertz (Hz) is used for the unit of stepping rate, though p.p.s. (or pulses per second) and steps per second are widely used.

Stepping rate does not specify the absolute speed. The revolving speed of conventional DC or AC motors is usually referred in terms of revolutions per minute (or r.p.m.). It is unreasonable to use 60 s to measure the speed of a motor which is required to have rapid acceleration and deceleration, but the speed in r.p.m., stepping rate, and the steps per revolution shall be given here:

$$n = 60f/S \quad (2.3)$$

where  $n$  = rotational speed (r.p.m.)

$f$  = stepping rate (Hz)

$S$  = steps per revolution.

In most applications, as the motor movement is converted via a belt or gears, the absolute speed is not of the prime importance. Rather, how quickly a motor is able to follow the motion command is more important.

#### 2.3 Classification of stepping motors

A wide variety of electrical motors are in use, and the stepping motor can be classified into several types according to machine structure and principle of operation.

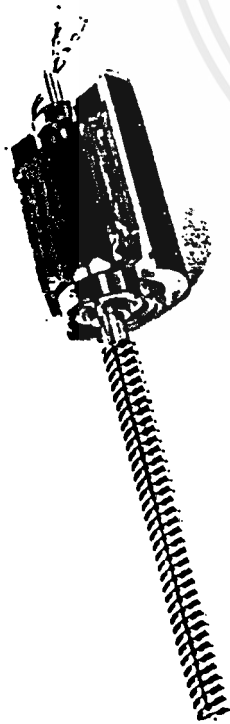


Fig. 2.9. Cutaway view of a single-stack VR motor. (Courtesy of MINIBELA Co. Ltd.)

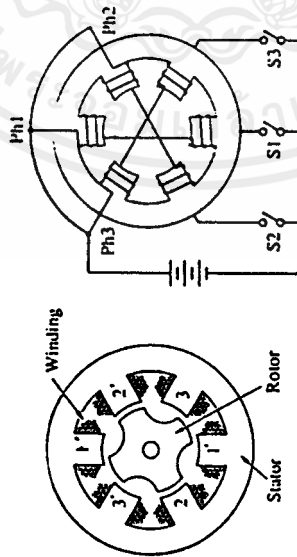


Fig. 2.10. Cross-sectional model of a three-phase VR stepping motor and winding arrangement.

2.3.1 VR motor

The variable-reluctance stepping motor, or VR motor for short, may be considered to be the most basic type of stepping motor. The internal structure of a VR motor is illustrated in Fig. 2.9. The cross-sectional diagram of a simple motor in this category is illustrated in Fig. 2.10 to facilitate explanation of the basic motor principles. This is a three-phase motor having six stator teeth. Any two opposing stator teeth, which are at 180° from each other, belong to the same phase; that is, the coils on each opposing tooth are connected in series or parallel. (In the figure they are connected in series.) The rotor has four teeth. The stator and rotor core are normally made of laminated silicon steel, but solid silicon steel rotors are extensively employed. Both the stator and rotor materials must have high permeability and be capable of allowing a high magnetic flux to pass through them even if a low magnetomotive force is applied.



Fig. 2.11. Equilibrium position with phase 1 excited.

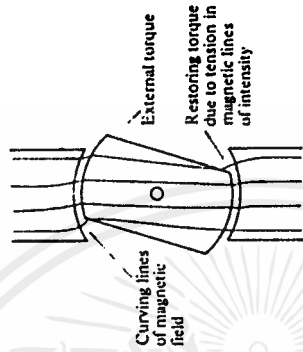


Fig. 2.12. Curving lines of magnetic field create torque.

We shall see whether the two stator teeth in a phase should have the same magnetic polarity or opposite polarities to each other. Though this has a bearing on other problems, we assume in this example that the two teeth have opposite polarities. Hence, in Fig. 2.10, teeth 1, 2, and 3 form the north pole and teeth 1', 2', and 3' the south pole when they are excited.

Current to each phase is controlled in the ON/OFF mode by their respective switches. If a current is applied to the coils of Ph1, or in other words if Ph1 is excited, the magnetic flux will occur as shown in Fig. 2.11. The rotor will then be positioned so that the stator teeth 1 and 1' and any two of the rotor teeth are aligned. Thus when the rotor teeth and stator teeth are in alignment, the magnetic reluctance is minimized, and this state provides a rest or equilibrium position. If the rotor tends to move away from the equilibrium position due to some external torque applied to the rotor shaft, a restoring torque will be generated as shown in Fig. 2.12. In this figure the external torque is applied to turn the rotor clockwise (CW) and the rotor is displaced in the same direction. This will result in the curving of magnetic flux lines at the edges of the teeth of both the stator and rotor. Known as the Maxwell stress, magnetic lines of intensity have a strong





FIG. 2.17. Stator and rotor of a four-phase VR motor of 7.5° step angle. (Manufactured by Sanyo Denki Co. Ltd.)

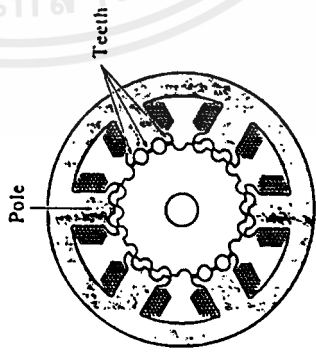


FIG. 2.18. Cross-sectional view of a three-phase VR motor having two teeth on each pole: number of rotor teeth is 20 and the step angle 6°.

above explanation that the number of stator teeth must be increased as well as the rotor teeth. But, the number of stator teeth is not specified in eqn. (2.2a) or (2.2b). Actually, the cross-sectional diagram of a VR stepping motor with a small step angle is such as shown in Fig. 2.18. The large salient portions around which windings are located are conventionally called the 'poles'. It should be noted, however, it is different from the 'magnetic pole' in an alternating current motor. In a stepping motor, a pole has two or more stator teeth and all the teeth in a pole have the same magnetic polarity at

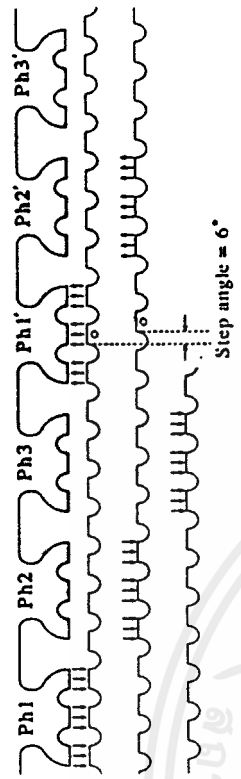


FIG. 2.19. Split-and-unrolled model of the three-phase VR motor of the previous figure.

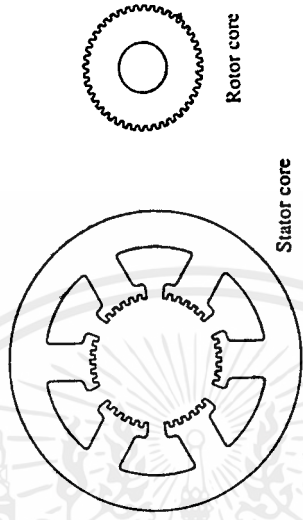


FIG. 2.20. Cross-sectional view of a three-phase VR motor; number of rotor teeth being 44 and step number 132. (After ref. [2].)

any time. Since the number of rotor teeth,  $N_r$ , is 20 and the index,  $m$ , is the number of phases (= 3 in this case), the motor completes one revolution with  $3 \times 20 = 60$  steps. The step angle is  $(360/60) = 6^\circ$  in this model. How this structure makes a step is shown in the split-and-unrolled model in Fig. 2.19. This example shows that the number of stator teeth is not a direct factor in determining the step angle.

An example in which the number of rotor teeth is increased to 44 in a three-phase motor is given in Fig. 2.20. The number of steps per revolution is 132. An example of a four-phase motor with 50 rotor teeth is given in Fig. 2.21. The step angle is  $1.8^\circ$  and the number of steps per revolution is 200 in this model.

(c) *Multi-stack type and single-stack type.* The VR stepping motors described above are all single-stack type motors. An outstanding feature of this type of motor is that three or four phases are arranged in a single stack,

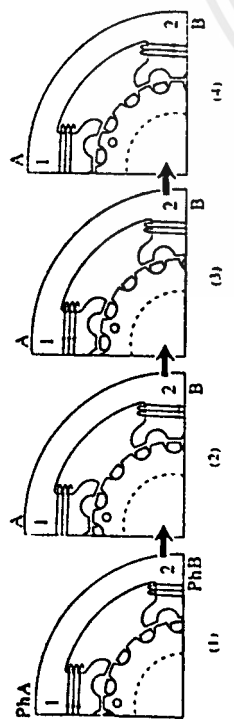


FIG. 2.33. One-phase-on operation of a two-phase hybrid motor.

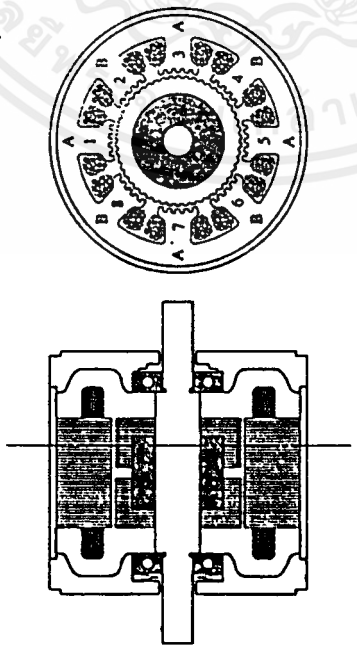


FIG. 2.34. Construction of a hybrid motor.

sequence known as one-phase-on excitation. In state (1), the poles of phase A are excited, and the teeth of pole 1 attract some of the rotor's north poles, while the teeth of poles 3 align with rotor's south poles. Current is then switched to phase B in the polarity shown in state (2). The rotor will travel a quarter-tooth pitch so that teeth alignment takes place in poles 2 and 4. Next, current is switched back to phase A but in opposite polarity to before. The rotor will make another quarter-tooth journey to accommodate state (3); the tooth alignment occurs in opposite magnetic polarities to state (1). When current is switched to phase B in opposite polarity, state (4) occurs as a result of another quarter-tooth pitch journey.

The structure of the two-phase motor shown in Fig. 2.32 is not always satisfactory as the force generated is not symmetrical with respect to the axis. The most widely used two-phase motor, of 200 steps per revolution, has eight poles in its stator as shown in Fig. 2.34; odd numbered poles belong to phase A and the even numbered ones comprise phase B. In this structure the torque is generated at a symmetrical position on the rotor surface. A cutaway view of this type of motor is seen in Fig. 2.35.



FIG. 2.35. Cutaway view of a hybrid motor.

This type of motor was originally invented by Feiertag and Donahoo<sup>[1]</sup> and was designed to be used as a synchronous motor for low-speed application, being called a synchronous inductor motor. Actually some of today's hybrid motors can be used as two-phase or single-phase condenser-run synchronous motors. A 1.8° motor runs at 60 (or 72) r.p.m. on a 50 (or 60) Hz power supply.

A four-phase motor can be designed using this core, if each pair of opposing two poles consists of one phase. However, a four-phase scheme is rare because it makes the electronic circuit expensive.

(2) *Three-phase and five-phase hybrid motor.* The three-phase or five-phase type of hybrid scheme is also used. However, the three-phase hybrid stepping motor is not as popular as the AC or brushless three-phase motor. On the other hand, the production of five-phase hybrid stepping motors is flourishing, though that of five-phase AC or brushless motors is low. A typical cross-sectional construction of the three-phase motor and the magnetic flux paths when only one phase is excited are shown in Fig. 2.36. Figure 2.37 shows a similar illustration of a five-phase hybrid motor having 36 teeth on the rotor. In these examples the poles are positioned at equal intervals. Figure 2.38 shows the stator core of a five-phase motor that drives a 50-tooth rotor. As is obvious, the tooth/pole shape is not the same for

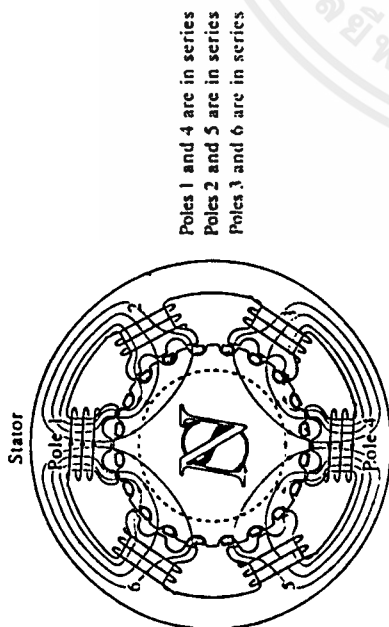


FIG. 2.36. Cross-section of a three-phase hybrid motor to drive a 20-tooth rotor.

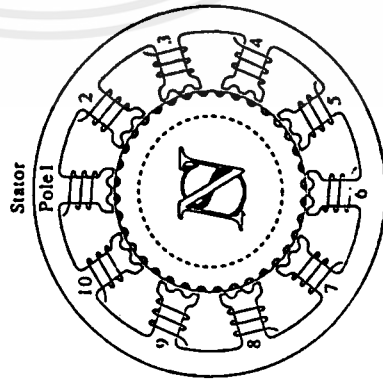


FIG. 2.37. Cross-section of a five-phase hybrid motor having 36 teeth on the rotor.

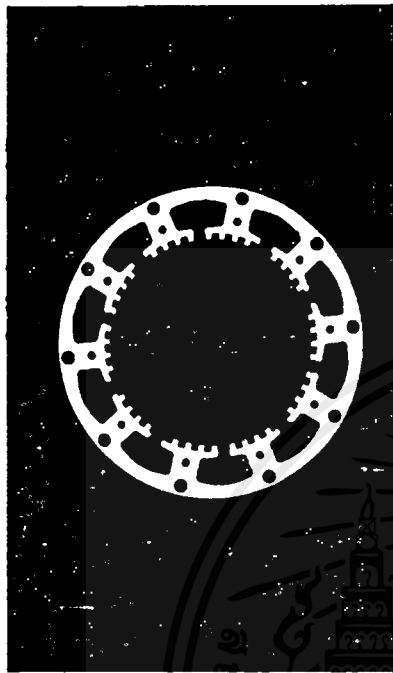


FIG. 2.38. Stator core shape of a 500-step motor.



FIG. 2.39. Two-stack hybrid motor designed to increase torque.

ten poles, or the pole pitch will not be equidistant if the same shape is used. The concept of pole and tooth arrangement for five-phase hybrid motor was discussed by Heine.<sup>[4,5]</sup>

Note that there is no fundamental difference in the rotor structure depending on the number of phases. Five-phase motors are more expensive than two-phase ones, but superior in dynamic performance.

In order to raise the torque, multi-stack hybrid motors such as that shown in Fig. 2.39 are employed.

Comparison of the number of phases is an interesting technical problem. As seen in Chapter 7, three-phase hybrid motors are suitable for closed-loop control as a brushless DC servomotor. In this drive, the final positioning is made not by the double-salient effect but by the closed-loop scheme using a position sensor. For normal open-loop control, two-phase and five-phase

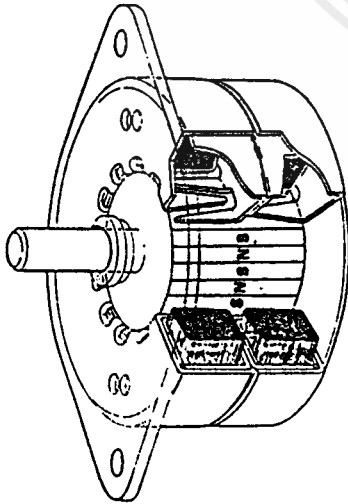


Fig. 2.40. Cutaway diagram of a claw-tooth PM motor.

motors have an advantage in being able to divide a circle into convenient integers. Division of a circle by 200 is common with a two-phase motor. Division by 500 or 1000 is possible with a five-phase motor. Division by 300 is achievable with either a two-phase or a three-phase motor, but the three-phase motor will be chosen as the same number (50) of teeth on the rotor can be used: a 75-tooth rotor is needed for a two-phase scheme. Though use of a five-phase motor in the closed-loop scheme is not economic, it exhibits excellent dynamic behaviour in normal open-loop control.

### 2.3.4 Permanent-magnet motor with claw teeth

The claw-tooth PM motor is another type of stepping motor. This is also known as the can-stack stepping motor, as the stator of this motor consists of a sort of metal can. Teeth are punched out of a circular metal sheet and the circle is then drawn into a bell shape. The teeth are then drawn inside to form claw-teeth. A stack of the stator is formed by joining two bell-shaped casings so that the teeth of both of them are intermeshed and the toroidal coil is contained within them.

The feature of the can-stack motor is that the stator teeth produce a heteropolar field from a current flowing in the ring coil of the stator.

As illustrated in Fig. 2.40, the rotor's cylindrical ceramic magnet (ferrite) is magnetized to produce a heteropolar field also. A typical number of poles is 24 in each stack for a 7.5° step motor. This type of motor is usually of two stacks. Since the rotor has magnetic poles that are axially aligned and is common for both stator stacks, the stator tooth pitches are misaligned by a quarter pitch between the two stacks. The ring coils are usually bifilar to

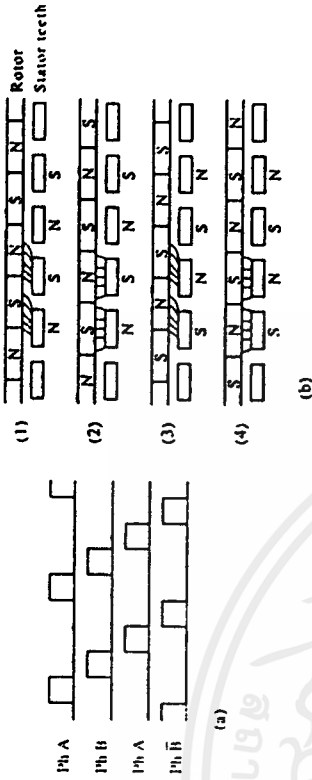


Fig. 2.41. (a) Current waveform supplied to a claw-tooth PM motor and (b) how steps occur.

produce opposite polarity by switching unidirectional current between them. Figure 2.41 shows a typical sequence of excitation and how steps occur. The rotor is first placed in the position of state (1), and phase A is excited so as to produce magnetic poles in the pattern in row (1). As is obvious, the rotor moves left by the tension of magnetic lines. State (2) is an equilibrium position with phase A excited. Next if current is switched to phase B, the rotor will be driven further in the same direction, because the stator teeth in stack B are misaligned by a quarter tooth pitch to the left with respect to the teeth in stack A. State (3) shows the result due to this excitation. To advance the rotor further to the left and place in the next state (4), phase B is de-energized and phase A is excited. Next, current will be switched to phase B.

The claw-tooth motor has low manufacturing costs, though it cannot realize a very small step angle.

### 2.3.5 Disk-magnet motor

The disk-magnet motor shown in Fig. 2.42 is a unique stepping motor, which was invented by Sicherbatcheff and Oudet<sup>16,71</sup> from a micromotor used in a watch. The main part of the rotor is a thin disk of rare earth magnet magnetized in 25 pole pairs. The stator has two poles having a group of teeth. The model shown in Fig. 2.43 suggests the operational principle of this motor. The features of this motor are a low rotor inertia and a strong torque due to sandwich construction, though manufacture with a guaranteed small axial air-gap may not be easy.

### 2.3.6 Outer-rotor stepping motor

Rotating motors may be classified into the outer-rotor type and inner-rotor type. All the stepping motors described so far are the inner-rotor type, in

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวจนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

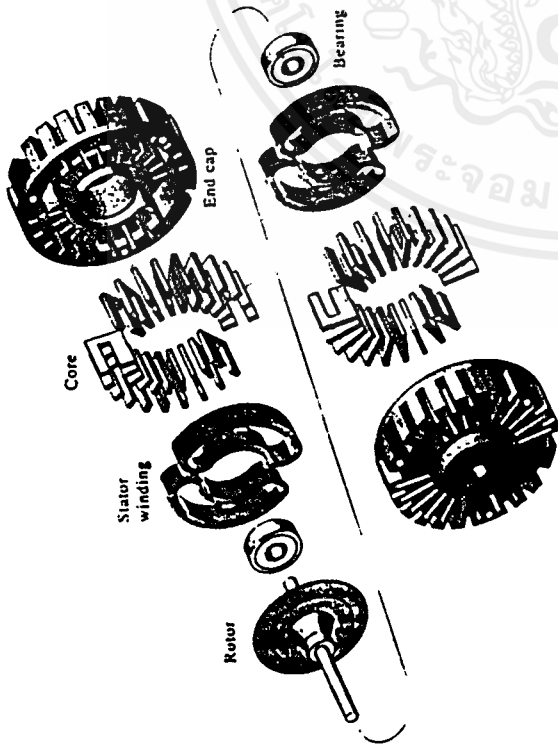


FIG. 2.42. Exploded diagram of a disk-magnet motor.

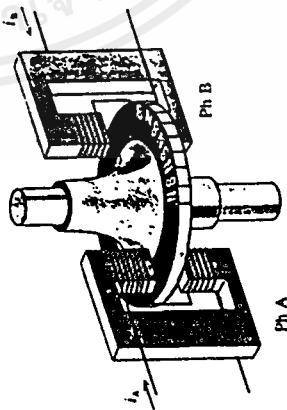


FIG. 2.43. The principle of a disk-magnet motor.

which the stator encloses the rotor. In the outer-rotor stepping motor, the rotor is on the outside of the stator. Outer-rotor stepping motors are very rare, but exist.<sup>[14]</sup> The motor shown in Fig. 2.44 is an 81-step outer-rotor VR motor designed for a paper feeding system, the rotor itself being the roller for paper feed. The stator is of a three-stack type and their cores are fastened to the shaft which is firmly attached to the device. The outer-rotor is connected to the shaft via two ball-races and is free to rotate.



FIG. 2.44. An outer-rotor VR motor. (Manufactured by Sanyo Denki Co. Ltd.)

### 2.3.7 Linear stepping motors

All the motors described so far are rotating machines. They are designed so that the rotor can rotate in both CW and CCW directions with reference to the stator.

There are, however, some motors which are designed to perform linear motion. They are called linear motors. There are as many kinds of linear motor as there are rotary motors; these include DC motors, synchronous motors, induction motors, and brushless motors. But the linear stepping motor is the most important one among the small linear motors used for control applications. Linear stepping motors may be classified into either VR motor or PM motors, the latter corresponding to the hybrid motor of rotary type.

(1) *VR linear motor.* An example of the three-phase VR motor structure is shown in Fig. 2.45, which is a motor developed originally by IBM and manufactured by Sanyo Denki for transporting a carriage in a serial printer. Teeth are cut on the opposite surface of the stator. Details of this machine are discussed in reference [9].

(2) *PM linear motors.* The principle of a PM motor known as the Sawyer linear motor<sup>[10]</sup> is illustrated in Fig. 2.46. The motor, which is here termed 'slider' consists of a permanent magnet and two electromagnets, A and B. The flux due to the permanent magnet closes its path through the electromagnet cores, the air-gaps between core and stator and rotor and core. In the absence of currents in the coil, the magnet flux flows through both

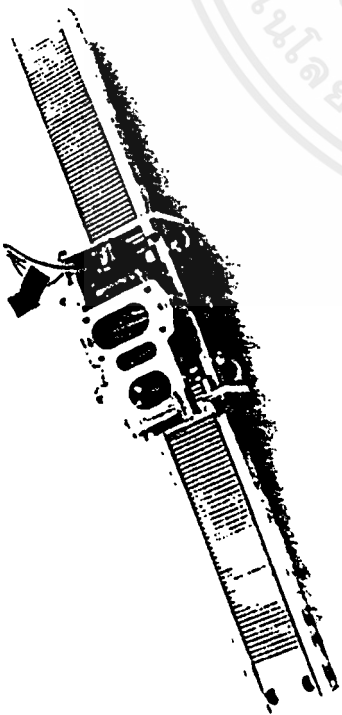


Fig. 2.45. VR linear motor designed for carriage transport in serial printer. (Courtesy of ILM Corp.)

core teeth as shown in electromagnet B in state (a) or (c). When the coil is excited, however, the flux concentrates into one tooth as shown in electromagnet A in (a). This brings the flux density in this tooth to a maximum, while that in the other tooth is reduced to a negligible value.

Now in Fig. 2.46(a) tooth 1 of electromagnet A is aligned with a stator tooth. When current is switched to coil B in the direction shown in (b), the slider will be driven right a quarter tooth pitch to bring tooth 4 in alignment with the adjacent stator tooth. Next, electromagnet B is de-energized and A is excited in the opposing polarity to before. This produces a force to bring tooth 2 in A in alignment with its adjacent stator tooth as shown in (c). To move the slider further in the same direction, coil A is de-energized and coil B is excited in the polarity opposite to before. This is the state in (d).

The structure of a linear hybrid motor which was developed from the Sawyer principle to apply to the driving of a draft head in a graph plotter is shown in Fig. 2.47. To drive the draft head on a plane, two linear motors are combined as shown in Fig. 2.48.

At the International Conference on Stepping Motors and Systems in 1979, a linear motor which moved on a rod stator was presented. The basic machine principle is the same as that of the Sawyer motor.

### 2.3.8 Monofilar and bifilar windings

We shall now discuss the types of windings used in stepping motors. Solenoidal or ring coils are used in multi-stack VR motors and claw-toothed PM motors. On the other hand, for hybrid motors and single-stack VR

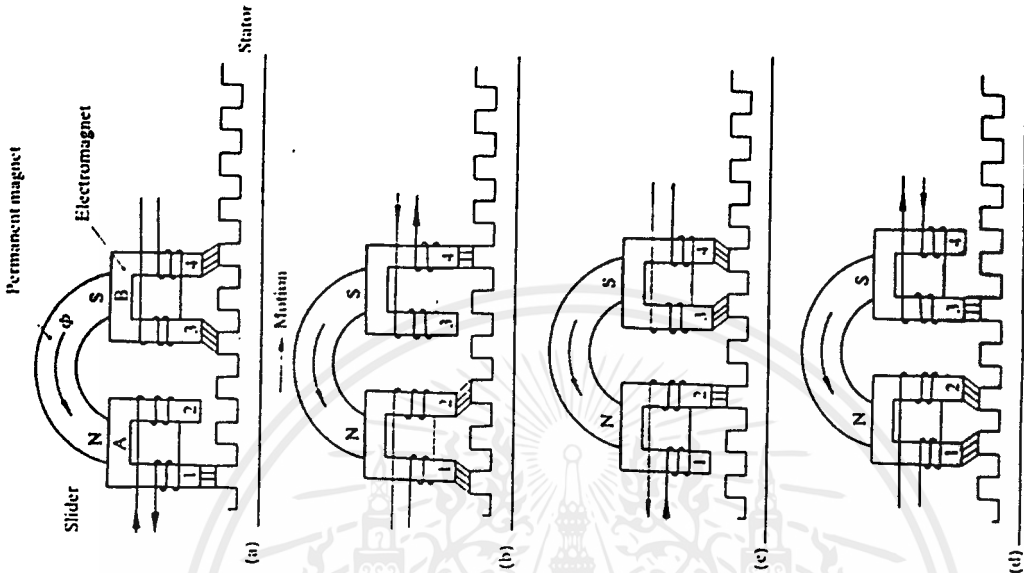


Fig. 2.46. The principle of the Sawyer linear motor.

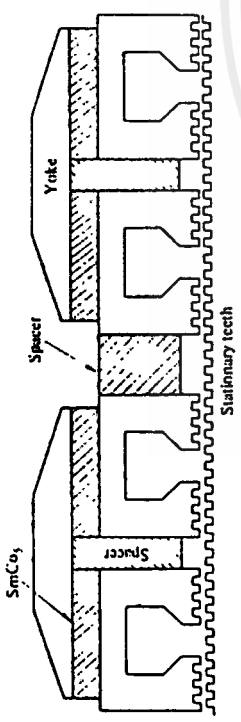


Fig. 2.47. Structure of a linear PM motor used in an automated drafting machine.

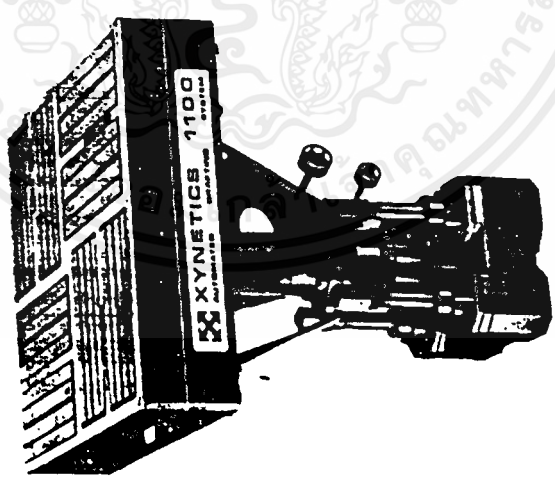


Fig. 2.48. Xynetics drafting head. (Courtesy of Daimi Seikosha Co. Ltd.)

motors, 'concentrated' coils, wound around a stator pole are employed. In either type, monofilar and bifilar windings are usable. Figure 2.49 illustrates the difference between monofilar and bifilar windings. Two wires wound in bifilar scheme are magnetically coupled when one of them are excited.

Excitation of a pole or a phase may be performed by one of the three schemes shown in Fig. 2.50. If the monofilar winding is used in scheme (a), the magnetic polarity on excitation is always north or south: polarity cannot

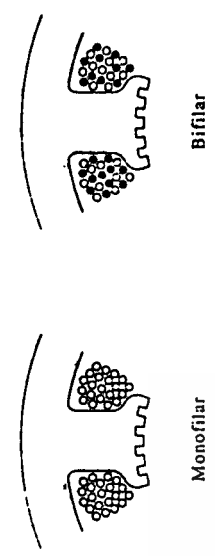


Fig. 2.49. Bifilar winding.

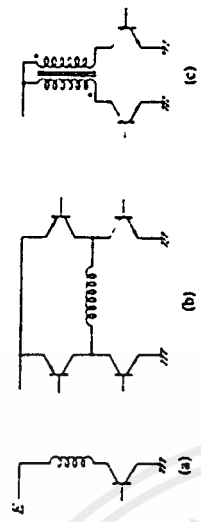


Fig. 2.50. Three fundamental exciting circuits. (a) Monofilar winding, unipolar excitation; (b) monofilar winding, bipolar excitation; (c) bifilar winding, bipolar excitation.

be switched. This excitation method is termed unipolar excitation and extensively applied to VR motors. In circuit (b), which is known as a bridge circuit, the direction of the current in the coil can be switched. However, four transistors are required for one phase. This method is referred to as the bipolar excitation. Circuit (c) indicates a drive circuit of bifilar-wound poles: the two small dots indicate that one coil excites a north pole while the other excites a south pole. Thus the purpose of the bifilar windings is for bipolar excitation with a reduced number of switching elements.

An advantage of bipolar excitation in a single-stack VR motor is discussed in Section 2.4.4.

### 2.4 Modes of excitation

In the argument developed so far the principle of the stepping motor was explained in terms of the single-phase excitation. This excitation method is the most basic one and often used for analysing fundamental theoretical problems. However, several different methods of excitation are in use today.

#### 2.4.1 Single-phase excitation

Table 2.1 shows the sequences of a single-phase excitation mode for three- and four-phase VR motors. The shaded parts in the table represent the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

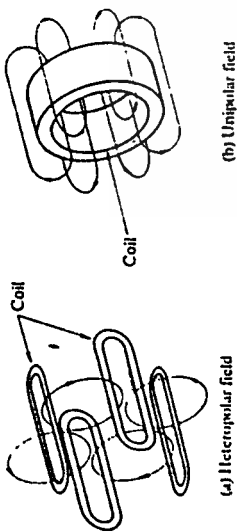


FIG. 2.25. Heteropolar and unipolar magnetic fields.

- ⊙ Current in direction towards reader
- ⊕ Current in direction away

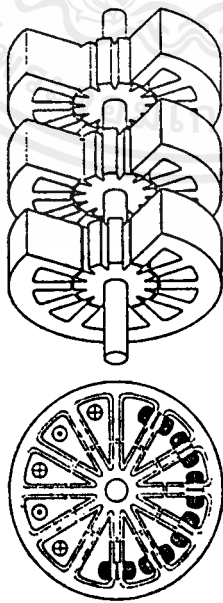


FIG. 2.26. A multi-stack VR motor of heteropolar field type.

appear in a plane perpendicular to the motor shaft. This type of magnetic field is called a heteropolar field. On the other hand only one magnetic pole (N or S) appears in a plane perpendicular to the shaft of a multi-stack motor. This type of distribution is unipolar. In some types of multi-stack VR motor the field distribution is heteropolar. An example is illustrated in Fig. 2.26.

### 2.3.2 Elementary PM stepping motor

A stepping motor using a permanent magnet in the rotor is called a permanent magnet (PM) motor. An elementary PM motor is shown in Fig. 2.27, which employs a cylindrical permanent magnet as the rotor, and possesses four teeth or poles in its stator, as shown in (a) and (b) respectively. A symmetrical coil arrangement is shown in (b), but (c) indicates the actual arrangements, known as 'bifilar' scheme. Two overlapping wires are wound as one wire on poles 1 and 3, and these two wires are separated from each other at the terminals to keep them as independent wires. The same is true of poles 2 and 4. The terminals marked  $C_a$  or  $C_b$  denote 'common' to be

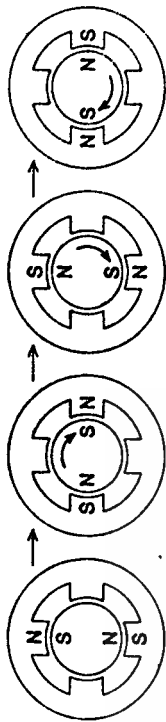


FIG. 2.29. Steps in a two-phase PM motor.

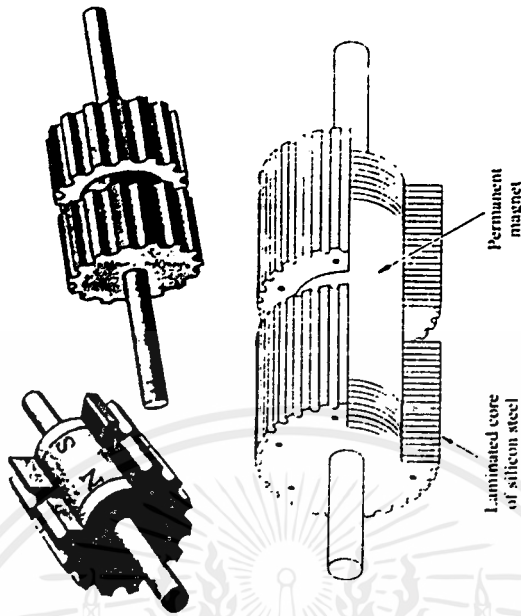


FIG. 2.30. Rotor structure of a hybrid motor.

is operated with the combined principles of the permanent magnet and variable-reluctance motors, in order to achieve a small step angle and a high torque from a small size. The stator core structure is the same as, or very close to, that of the VR motor shown in Fig. 2.21. The important feature of the hybrid motor is its rotor structure. A cylindrical or disk-shaped magnet lies in the rotor cores as shown in Fig. 2.30, and it is magnetized lengthwise to produce a unipolar field as shown in Fig. 2.31(a). Each pole of the magnet is covered with uniformly toothed soft-steel endcaps. Teeth on the two endcaps are misaligned with respect to each other by a half-tooth pitch. The toothed endcaps are normally made of laminated silicon steel. The magnetic field generated by the stator coils is a heteropolar field as shown in Fig. 2.31(b).

## เอกสารอ้างอิง

1. Takashi Kenjo and Akira Sugawara “Stepping Motors and Microprocessor Controls”,  
page , Second Edition 1994.
2. Heinrich Kuttruff “Ultrasonics Fundamentals and Application”,  
page404-415, 1995.
4. National Semiconductor “National Semiconductor data sheet”, page3-00 -3-35,  
July 1996 Edition.
5. ชีระวัฒน์ ประกอบผล “การเชื่อมต่อไมโครคอนโทรลเลอร์”, ภาควิสิกส์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระ  
บัง , หน้า96-110 ,2539 .

