



ระบบเบรคอัตโนมัติ

นายทวี นิมิตภัทร

นายวสันต์ ชาญจิตปิยานนท์

นายสมนึก นิ่มนวด

ร/พ.

ก 3245

2537

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

6 12554042

โครงการพิเศษนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์

คณะวิทยาศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2537

# **AUTOMATIC SAFETY BRAKE**

**Mr. Gawee Nimitpat**

**Mr. Vasan Thunjitpiyanon**

**Mr. Somnuk Nimnuan**

**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**

**1994**

หัวข้อโครงการพิเศษ

เบรคอัค โนมัตติ

โดย

นาย กวี นิมิคภัทร

นาย วสันต์ รัชฎจิตปิยานนท์

นาย สมนึก นิ่มนวล

ภาควิชา

ฟิสิกส์ประยุกต์

อาจารย์ที่ปรึกษา

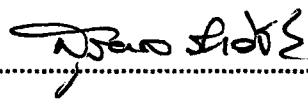
ผศ. ศิริศักดิ์ เตชะทวีกุล

ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร  
ลาดกระบัง อนุมัติให้ใช้โครงการพิเศษฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคตามหลักสูตร  
วิทยาศาสตร์บัณฑิต

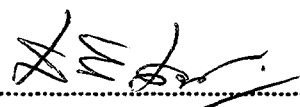
  
.....  
(ผศ.ดร. บุญส่ง ศิวโมกษธรรม)

หัวหน้าภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ (วิจยการ)

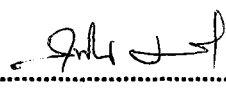
คณะกรรมการโครงการพิเศษ

  
.....  
(รศ. สุรพล รักรวิชัย)

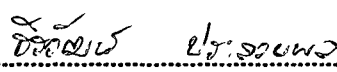
ประธานกรรมการ

  
.....  
(ผศ. ศิริศักดิ์ เตชะทวีกุล)

กรรมการ

  
.....  
(อ. สุติน เมฆไกรศรี)

กรรมการ

  
.....  
(อ. ชีร์วัฒน์ ประกอบผล)

กรรมการ

ลิขสิทธิ์ของภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

หัวข้อโครงการพิเศษ

เบรคอัตโนมัติ

โดย

นาย กวี นิมิตรภัทร

นาย วสันต์ รัชฎาภิธานนท์

นาย สมนึก นิ่มนวล

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. ศิริศักดิ์ เตชะทวีกุล

ภาควิชา

ฟิสิกส์ประยุกต์

ปีการศึกษา

2537

## บทคัดย่อ

โครงการฉบับนี้ กล่าวถึงการทำชุดจำลองต้นแบบของระบบเบรคอัตโนมัติ ซึ่งกำหนดให้เป็นระบบที่ใช้กับสภาวะการจราจรที่ติดขัด เพื่อจะช่วยให้ผู้ขับขี่รถยนต์ ไม่ต้องทำการเหยียบเบรค คลัทช์ และคันเร่ง โดยจะสามารถช่วยลดความเครียดให้แก่ผู้ขับขี่รถยนต์ได้ ระบบนี้เป็นระบบที่ใช้คลื่นอุลตราซาวด์ในการวัดระยะทาง โดยการส่งคลื่นออกไป เมื่อคลื่นไปกระทบกับวัตถุหรือรถคันหน้าในระยะที่ได้กำหนดไว้ ก็จะมีคลื่นสะท้อนกลับมาแล้วเข้าสู่ตัวรับสัญญาณ จากนั้นไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 จะทำการประมวลผลแล้วสั่งให้มีการเหยียบคลัทช์และเบรค และเมื่อวัตถุหรือรถคันหน้าออกจากรถยนต์เกินกว่าระยะที่ได้กำหนดไว้ ระบบควบคุมชุดดังกล่าวจะทำการประมวลผลแล้วสั่งถอนเบรคและคลัทช์ พร้อมกับสั่งให้เหยียบคันเร่ง เพื่อให้รถยนต์สามารถวิ่งต่อไปได้ ในการทดลองนี้ได้ใช้ตัวผลิตคลื่นอุลตราซาวด์ที่ให้ระยะประมาณ 10 เมตร ซึ่งพบว่าระบบนี้ใช้งานได้พอควร

v

<b>Special Project Title</b>	Automatic Safety Brake
<b>Name</b>	Mr. Gawee Nimitpat Mr. Vasan Thunjitpiyanon Mr. Somnuk Nimnuan
<b>Special Project Advisor</b>	Assistance Prof. Sirisak Tachataveekul
<b>Department</b>	Applied Physics
<b>Academic Year</b>	1994

#### Abstract

A prototype of Automatic Safety Brake (ASB) has been developed to suit cars running in streets under a heavy traffic condition. The ASB consists of two important parts, namely ultrasonic transducers and a MCS-51 microcontroller. Ultrasonic waves will be transmitted from the ultrasonic transmitter and then reflected back to the ultrasonic receiver within a given distance. The MCS-51 is used for controlling the brake, clutch and accelerator at the given distance in order to avoid accident. Test results show that the system works moderately at typical operating distance 10 metres.

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการฉบับนี้สำเร็จลงไปได้ เนื่องจากได้รับความร่วมมือจากหลาย ๆ ฝ่ายเป็นอย่างดี ขอขอบคุณทุกท่านดังต่อไปนี้

- อาจารย์ศิริศักดิ์ เศรษฐวิกุล ที่ให้คำปรึกษาและอำนวยความสะดวกในทุก ๆ ด้าน จนกระทั่งมีโครงการชิ้นนี้เกิดขึ้น

- บิลาของคุณวสันต์ รัญจิตปิยานนท์ ที่ให้ความอนุเคราะห์รถยนต์ที่ใช้ทดสอบในโครงการชิ้นนี้

- คุณน้ำร้านกลิ้ง ที่ช่วยให้คำปรึกษาทางด้านเครื่องกลเป็นอย่างดี

- อาจารย์ชัชวาลย์ ขาวประเสริฐ ที่อำนวยความสะดวกในการใช้งานอุปกรณ์ต่าง ๆ ในศูนย์ซ่อมสร้างเครื่องมือวิทยาศาสตร์

- เพื่อน ๆ ที่ให้ความอนุเคราะห์ MCS-51 ในยามฉุกเฉิน

- พี่เฉลิมเกียรติ เทพสำราญ ที่ให้คำแนะนำและข้อคิดจากพี่บัณฑิตที่มีค่าเสมอมา

- อาจารย์ทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้เป็นอย่างดีเลิศตลอด 4 ปี

- บิลา มารดา ที่บากบั่นส่งเสียให้เล่าเรียนจนมีวันนี้

- เพื่อน ๆ ที่สะดวกกำลังกายและให้กำลังใจซึ่งเอื้อประ โยชน์ต่อ โครงการเป็นอย่างดี

สุดท้ายขอขอบคุณทุก ๆ สิ่งที่สร้างสมของมนุษย์ขึ้นมาให้รู้จักและเข้าใจคำว่า “เหตุผล”

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญรูป	ช
สารบัญตาราง	ญ
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 คลื่นอุลตราโซนิค	3
2.1.1 คลื่นตามยาว	3
2.1.2 คลื่นตามขวาง	3
2.1.3 คลื่นผิวหน้า	4
2.2 ทรานสดิวเซอร์	5
2.3 ปฏิกิริยาการแผ่รังสีไอออนิก	6
2.4 เปียโซอิเล็กทริกทรานสดิวเซอร์	8
2.5 การทำงานของทรานสดิวเซอร์ตัวส่ง-รับ	9
2.6 ข้อควรรู้ในการใช้งานตัวส่ง-รับ	10
2.7 คุณสมบัติของออปแอมป์	12
2.7.1 คุณสมบัติทั่วไป	12
2.7.2 ลักษณะการทำงาน	13
2.7.3 คุณสมบัติและพารามิเตอร์บางชนิดของออปแอมป์	14
2.7.4 การประยุกต์ใช้งาน	17
2.8 การแปลงสัญญาณคิติดอลเป็นอนาลอก	19
2.8.1 หลักการเบื้องต้น	19
2.8.2 วงจรแปลงสัญญาณคิติดอลเป็นอนาลอก	22
2.8.3 ไอซี DAC 0808	24
2.9 การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นคิติดอล	25

2.9.1	หลักการเบื้องต้น	25
2.9.2	Conversion Time	29
2.10	ไอซีเบอร์ 555	29
2.10.1	หลักการเบื้องต้น	30
2.10.2	การประยุกต์ใช้งาน	32
2.11	Single Board 31	35
2.11.1	ลักษณะของ Board PC-SB31	35
2.11.2	คุณลักษณะพิเศษของ PC-SB 31	35
2.11.3	การติดตั้งหน่วยความจำให้กับ PC-SB 31	35
2.11.4	ข้อจำกัดในการติดตั้งหน่วยความจำแบบแยก data และ programc ออกจากกัน	36
2.11.5	ลักษณะการเลือกขนาดของหน่วยความจำชนิดแยก data และ code memory	36
2.11.6	การใส่ jumper ให้ถูกต้องตามเบอร์ของชิพหน่วยความจำ	37
2.11.7	การใช้ PC-SB 31 ร่วมกับ ET-Debugger-31	39
2.11.8	รายละเอียดเกี่ยวกับ Connector	40
2.11.9	การติดต่อและควบคุม LCD	41
2.12	เบรคกำลัง	42
2.12.1	แหล่งที่มาของกำลัง	42
2.12.2	วาล์วทางเค็ชวและการป้องกันระบบ	44
2.12.3	ระบบเบรคกำลัง	45
2.12.4	อุปกรณ์กำลังช่วยเสริมการเบรค	47
2.12.5	การควบคุมการทำงานของวาล์ว	48
2.12.6	หลักการพื้นฐานของระบบเบรคกำลัง	49
บทที่ 3	วิธีการสร้างและการออกแบบ	52
3.1	วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล	52
3.2	วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก	53
3.3	วงจรนับเบ็ด โวลท์แคท	54
3.4	วงจรรีเซตและวงจรวัดความเร็วรถยนต์	56
3.5	วงจรภาคส่งคลื่นอุตตราไวโชนิก	57
3.6	วงจรจ่ายกระแส	58
3.7	ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรม	59

3.8	ขั้นตอนการประมวลผล	60
3.8.1	เมื่อไม่มีวัตถุมาขวางด้านหน้ารถยนต์ในระยะ 5 เมตร	60
3.8.2	เมื่อมีวัตถุมาขวางด้านหน้ารถยนต์ในระยะ 5 เมตร	60
3.9	ชุดควบคุมเบรกและคันเร่ง	64
3.10	ชุดควบคุมคลัทช์	66
บทที่ 4	ผลการทดลองและแนวทางการพัฒนา	68
4.1	ชุดของวงจรทางด้านอิเล็กทรอนิกส์	68
4.1.1	แผ่นวงจรรวม 8 แผ่น	68
4.1.2	ชุดแสดงผลด้านหน้า	68
4.1.3	ส่วนเชื่อมต่อด้านหลัง	69
4.2	ชุดจำลองทางด้านเครื่องกล	70
4.2.1	ชุดจำลองการควบคุมแป้นเหยียบคลัทช์	70
4.2.2	ชุดจำลองการควบคุมแป้นเหยียบเบรกและคันเร่ง	70
4.3	ผลการทดลอง	71
4.4	สรุปผลการทดลอง	72
4.5	แนวทางการพัฒนา	73

#### บรรณานุกรม

- ภาคผนวก ก โปรแกรมการทำงานระบบเบรกอัตโนมัติ  
 ภาคผนวก ข ข้อมูลจำเพาะของไอซีที่ใช้งาน  
 ประวัติผู้เขียน

## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 การสั้นของอนุภาคระหว่างการเคลื่อนที่ของคลื่น	4
(a) การเคลื่อนที่ของคลื่นตามยาว	4
(b) การเคลื่อนที่ของคลื่นตามขวาง	4
(c) การเคลื่อนที่ของคลื่นผิวหน้า	4
รูปที่ 2.2 การเปลี่ยนรูปของพลังงานบนคริสตอล	6
(a) เกิดแรงดันไฟขึ้นเมื่อมีแรงมากระทำ	6
(b) รูปร่างเปลี่ยนไปเมื่อมีการป้อนแรงดันไฟฟ้า	6
รูปที่ 2.3 โครงสร้างภายในตัวอุลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์แบบเปียโซโซอิเลคทริก	8
รูปที่ 2.4 ลักษณะของคว่ำรับ-ส่งอุลตราโซนิค	9
รูปที่ 2.5 สัญลักษณ์ของอุลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์แบบต่างๆ	10
รูปที่ 2.6 กราฟแสดงความไวของการรับ	11
รูปที่ 2.7 กราฟแสดงความถี่ที่แปรตามความถี่เอ้าท์พุท	11
รูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรภายในของออปแอมป์	12
รูปที่ 2.9 แสดงลักษณะการทำงานของออปแอมป์	13
รูปที่ 2.10 แสดงความสัมพันธ์ของขั้วอินพุทและเอ้าท์พุท	14
รูปที่ 2.11 วงจรที่ใช้ในการตั้งค่าศูนย์ให้แก่ออปแอมป์	15
รูปที่ 2.12 วงจรขยายกลับเฟส	17
รูปที่ 2.13 วงจรขยาย ไม่กลับเฟส	17
รูปที่ 2.14 วงจรเปรียบเทียบเบื้องต้น	18
รูปที่ 2.15 DAC ขนาด 4 บิตและกราฟแรงดันเอ้าท์พุท	19
รูปที่ 2.16 กราฟแสดงความผิดพลาดต่างๆ	21
รูปที่ 2.17 กราฟแสดงความไม่เป็นเชิงเส้น	21
รูปที่ 2.18 กราฟแสดง settling time	22
รูปที่ 2.19 วงจร DAC ขนาด 4 บิตใช้วงจร summing amp	23
รูปที่ 2.20 วงจร DAC ขนาด 4 บิตใช้วงจร R-2R ladder	23
รูปที่ 2.21 แสดงตัวถัง DAC 0808	24
รูปที่ 2.22 วงจร DAC ขนาด 8 บิต	24
รูปที่ 2.23 แสดงบล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของ ADC	25
รูปที่ 2.24 กราฟแสดงเอ้าท์พุทจาก ADC	26

รูปที่ 2.25	กราฟแสดง quantization error	26
รูปที่ 2.26	กราฟแสดง offset error	27
รูปที่ 2.27	กราฟแสดง gain error	27
รูปที่ 2.28	กราฟแสดง nonlinearity error	28
รูปที่ 2.29	กราฟแสดง differential nonlinearity	28
รูปที่ 2.30	กราฟแสดง conversion time	29
รูปที่ 2.31	โครงสร้างพื้นฐานภายในตัวไอซี 555	29
รูปที่ 2.32	แสดงการจัดขาไอซี 555	30
รูปที่ 2.33	รายละเอียดของแผ่นผังวงจรภายใน ไอซี 555	31
รูปที่ 2.34	กราฟแสดงการคั้งกระแสสูงในช่วงสั้นๆของ ไอซี 555	31
รูปที่ 2.35	การใช้ไอซี 555 เป็นวงจรโมโนสเตเบิล	32
รูปที่ 2.36	การใช้ไอซี 555 เป็นวงจรอะสเตเบิล	33
รูปที่ 2.37	การคัดแปลงไอซี 555 เป็นวงจรอะสเตเบิลที่สามารถจ่ายเอาท์พุท ที่มีค่า duty factor ต่ำกว่า 0.5	33
รูปที่ 2.38	แสดงการเลื่อนความถี่ของวงจรอะสเตเบิลเมื่อค่า duty factorเปลี่ยนแปลง	34
รูปที่ 2.39	การเลือกขนาดของหน่วยความจำชนิดแยก data และ code memory	
	(a) เมื่อ MEM A=MEM B จะไม่เกิดการซ้อน page ของตัวเอง	36
	(b) หน่วยความจำตำแหน่งB จะเกิดการซ้อนตัวเอง	36
	(c) เมื่อจุดเริ่มต้นต่อกันจะไม่เกิดการซ้อน	37
รูปที่ 2.40	การใส่ jumper JP3	37
รูปที่ 2.41	การใส่ jumper JP5	37
รูปที่ 2.42	การใส่ jumper JP4 และ JP6	38
รูปที่ 2.43	JP7 และ JP8	38
รูปที่ 2.44	JP9	38
รูปที่ 2.45	การใช้ PC-SB31ร่วมกับ ET DEBUGGER-31	39
รูปที่ 2.46	พัฒนาโปรแกรมด้วยภาษาเบสิก	39
รูปที่ 2.47	Z-80 connector (compatible)	40
รูปที่ 2.48	รายละเอียดของอินพุท/เอาท์พุทพอร์ตอิสระขนาด 8บิต	40
รูปที่ 2.49	แสดงขาinterrupt และ timer/counter ของตัวCPU	41
รูปที่ 2.50	แสดงconector ขนาด 34ขา	41
รูปที่ 2.51	แสดงconector ขนาด 14ขาที่ใช้ต่อกับ LCD ได้โดยตรง	41
รูปที่ 2.52	แหล่งกำลังของเบรคกำลังช่วยเบรค	

(a) ตรวจจับจากท่อไอเสีย	43
(b) พลังไฮดรอลิกจากพวงมาลัยกำลัง	43
รูปที่ 2.53 การเปลี่ยนความดันของลมดูดและลมอัดเป็นแรงช่วยเหยียบเบรก	
(a) ระบบลมดูด	44
(b) ระบบลมอัด	44
รูปที่ 2.54 การคิดตั้งวาล์วกันกลับและถังลมหรือถังลมดูด	45
รูปที่ 2.55 การคิดตั้งหม้อลมดูดเบรกซึ่งเป็นอุปกรณ์ในระบบเบรกกำลังช่วยเสริมเบรก	46
รูปที่ 2.56 ระบบเบรกลมในรถบรรทุกและรถพ่วง	47
รูปที่ 2.57 หม้อลมดูดเบรกแบบต่างๆ	
(a) แบบโคอะเฟรม	48
(b) แบบลูกสูบ	48
(c) แบบสูบแอกคอคเคียน	48
รูปที่ 2.58 หม้อลมดูดเบรกระบบรองรับด้วยบรรยากาศ	49
รูปที่ 2.59 หม้อลมดูดเบรกระบบรองรับด้วยลมดูด	50
รูปที่ 2.60 กระบอกเบรกลมสี่ระบบเบรกลมอัด	51
รูปที่ 3.1 วงจรแปลงค่าอนาลอกเป็นดิจิทัล	52
รูปที่ 3.2 วงจรแปลงค่าดิจิทัลเป็นอนาลอก	53
รูปที่ 3.3 วงจรคัมเบิ้ลโวลท์เคท	55
รูปที่ 3.4 (a) วงจรรีเซต	56
(b) วงจรตรวจวัดความเร็วรถยนต์	56
รูปที่ 3.5 วงจรภาคส่งคลื่นอุลตราโซนิค	57
รูปที่ 3.6 วงจรจ่ายกระแส	58
รูปที่ 3.7 แสดงส่วนต่างๆของแกนที่ใช้ดึงเบรกและคันเร่ง	64
รูปที่ 3.8 แสดงส่วนต่างๆของชุดกระบอกสูบที่ใช้ดึงคลัทช์	66
รูปที่ 4.1 แผ่นวงจรรวมเมื่อบรรจุกล่อง	68
รูปที่ 4.2 ลักษณะด้านหน้าของกล่อง	69
รูปที่ 4.3 ลักษณะด้านหลังของกล่อง	69
รูปที่ 4.4 ชุดจำลองการควบคุมเป็นเหยียบคลัทช์	70
รูปที่ 4.5 ชุดจำลองการควบคุมเป็นเหยียบเบรกและคันเร่ง	70
รูปที่ 4.6 แสดงช่วงเวลาในการส่งคลื่น	71
รูปที่ 4.7 ชุดดึงเป็นเหยียบคันเบบ	71

## สารบัญตาราง

	หน้า
2.1 แสดงคุณสมบัติต่าง ๆ ของวัสดุเป็อชโซอิเล็กทริก	7
2.2 แสดงช่วงอุณหภูมิของวัสดุเป็อชโซอิเล็กทริก	8

## บทที่ 1

### บทนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยียานยนต์ได้มีการพัฒนาอย่างรวดเร็ว ดังตัวอย่างเช่น บริษัท บีเอ็มดับบลิว ได้สร้างระบบช่วยจอดรถของบีเอ็มดับบลิว โดยเรียกระบบนี้ว่าPDC (Parking Distance Control) โดยใช้คลื่นอุลตราโซนิคความถี่สูงในการตรวจจับสิ่งกีดขวางที่อยู่ด้านหน้าและด้านหลัง โดยคิดตั้งตรงกันชน เพื่อตรวจจับสิ่งกีดขวางที่อยู่บริเวณด้านหน้าและด้านหลังในระยะ 1.5 เมตร โดยแสดงบริเวณที่พบสิ่งกีดขวางทางจอแสดงผลให้ผู้ขับทราบ ระบบ PDC เริ่มทำการตรวจจับเมื่อเริ่มถอยรถ จนกว่าจะขับรถเคลื่อนไปข้างหน้าด้วยความเร็วประมาณ 30 กิโลเมตร / ชั่วโมง หรือเมื่อขับรถไปได้ 50 เมตร ระบบก็จะหยุดทำงาน ซึ่งคนขับสามารถกำหนดระยะทางการทำงานหรือหยุดทำงานของเครื่องได้จากแผงควบคุมภายในรถ อีกต่างหาก ระบบ PDC ใช้ชิพไอซีตระกูลซิมอสที่เป็นไมโครโปรเซสเซอร์ ในการทำงาน และควบคุมตัวตรวจจับ , กำหนดสัญญาณอุลตราโซนิค , คำนวณระยะทางและใช้ควบคุมระบบทั้งหมดหรือบริษัทเจนเนอรัล มอเตอร์สวีจอิเลคทรอนิค ได้ทำการประดิษฐ์อุปกรณ์เพื่อใช้ตรวจจับนักเรียนในขณะที่ขึ้นรถหรือลงรถ โดยคิดตั้งตัวตรวจจับไว้ที่หน้ารถและด้านข้างทางขึ้นลง เพราะเป็นบริเวณที่อันตราย ถ้านักเรียนอยู่ในบริเวณด้านหน้า หรือด้านข้างทางขึ้นลง ก็จะมีเสียงเตือนให้คนขับทราบ และระบบเบรกจะทำงานเองอัตโนมัติ เพื่อที่จะให้รถหยุดการเคลื่อนที่เป็นต้น และเนื่องจากได้มีเทคโนโลยีดังกล่าวข้างต้นนี้จึงเป็นสาเหตุและแรงจูงใจให้เกิดแนวความคิดในการนำไมโครคอนโทรลเลอร์และอุลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์มาใช้งานร่วมกันเพื่อประดิษฐ์เป็นระบบเบรกอัตโนมัติขึ้น

สำหรับวัตถุประสงค์ในการสร้างโครงงานพิเศษชิ้นนี้ อาจกล่าวได้ดังนี้

1. เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรรับ - ส่ง อุลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์
2. เพื่อศึกษาและประยุกต์ใช้งาน ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS 51
3. เพื่อศึกษาหม้อลมสูญญากาศภายในรถยนต์
4. เพื่อศึกษาและออกแบบระบบควบคุมความเร็วรถยนต์

และจากวัตถุประสงค์ของโครงงานพิเศษในข้างต้น สามารถกำหนดขอบข่ายในการทำงานได้ดังนี้คือ

1. ออกแบบและสร้างวงจรให้สามารถตรวจจับวัตถุด้านหน้ารถยนต์ในระยะ 5 เมตร ด้วยคลื่นอุลตราโซนิคได้
2. จากนั้นวิเคราะห์ข้อมูลที่ได้เพื่อหาค่าความเร็วสัมพัทธ์ระหว่างวัตถุกับรถยนต์
3. ต่อจากนั้นใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการควบคุมระบบเบรก คลัตช์ และคันเร่งตามสถานะต่าง ๆ

เมื่อทำโครงการพิเศษขึ้นนี้แล้ว คาดว่าประโยชน์ที่จะได้รับคือ

1. ทำให้เข้าใจถึงทฤษฎีและหลักการทำงานของ อุลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์
2. ทำให้เข้าใจถึงลำดับการทำงานของระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ และสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานได้
3. ทำให้เข้าใจถึงทฤษฎีและหลักการทำงานของหม้อลมสูญญากาศในรถยนต์
4. เรียนรู้การทำงานและการเชื่อมต่อของวงจรดิจิทัลและอนาลอก
5. สามารถออกแบบระบบควบคุมความเร็วของรถยนต์ได้

การจัดทำโครงการพิเศษขึ้นนี้เป็นการประยุกต์ใช้ความรู้ทางด้าน วิชาฟิสิกส์ อีเลคทรอนิกส์และไมโครคอมพิวเตอร์ ตลอดจนขบวนการทางวิทยาศาสตร์ ในการตั้งสมมติฐาน การทดลอง และสรุปแก้ไขปัญหอย่างเป็นระบบ ดังนั้นนอกจากตัวชิ้นงานที่ได้สำเร็จออกมาแล้ว สิ่งสำคัญที่ได้จากการทำงานคือ การคิดและทำอย่างมีขั้นตอนและเหตุผล

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการเบื้องต้น

#### 2.1 คลื่นอุลตราโซนิก (Ultrasonic)

เป็นการศึกษาคลื่นเสียงที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงระหว่างพลังงานไฟฟ้ากับพลังงานกล (electrical - mechanical) ที่มีความถี่สูงกว่าความถี่ที่หูมนุษย์สามารถได้ยิน ซึ่งอยู่ในย่าน 20Hz ถึง 20 kHz ดังนั้นจึงถือว่าคลื่นเสียงใดที่มีความถี่สูงกว่า 20 kHz ขึ้นไปเป็นคลื่นอุลตราโซนิก คลื่นชนิดนี้มีคุณสมบัติเหมือนคลื่นเสียงทั่วไป เช่น การอาศัยตัวกลางในการเคลื่อนที่ การสะท้อน การหักเห ส่วนความเข้มของเสียงจะเป็นตัวบอกว่าเสียงมีความแรงหรือความดังเท่าใด คลื่นอุลตราโซนิกเป็นคลื่นที่มีทิศทางสามารถถึงคลื่นเสียงไปยังเป้าหมายได้โดยตรง ถ้าความถี่สูงขึ้น ความยาวคลื่นจะสั้นลง การเบี่ยงเบนของคลื่นก็จะน้อยลง จึงพุ่งออกมาเป็นลำแคบ ๆ มีทิศทางแน่นอน

ความถี่ของคลื่นอุลตราโซนิกที่เคลื่อนที่ผ่านของแข็ง (solid) ถูกจำกัดโดยค่าการสั่นของ Thermal Lattice Vibration ของของแข็ง ซึ่งเป็นจุดที่อะตอมของของแข็งไม่อาจสั่นตามความถี่ของคลื่นเสียงได้นั่นเอง ฉะนั้น ความถี่สูงสุดค่าความยาวคลื่นที่สั้นที่สุดจะมีค่าเป็นสองเท่าของระยะห่างระหว่างอะตอม (Interatomic Distance) เช่นในโลหะมีค่าระยะห่างระหว่างอะตอมประมาณเท่ากับ  $2 \times 10^{-10}$  เมตร ซึ่งความถี่สูงสุดจะมีค่าประมาณ  $1.25 \times 10^{13}$  Hz คลื่นอุลตราโซนิกที่เดินทางผ่านตัวกลางต่าง ๆ มีหลายชนิดด้วยกัน แต่ละชนิดจะแตกต่างกันตามการเคลื่อนที่ของอนุภาคในตัวกลางนั้น

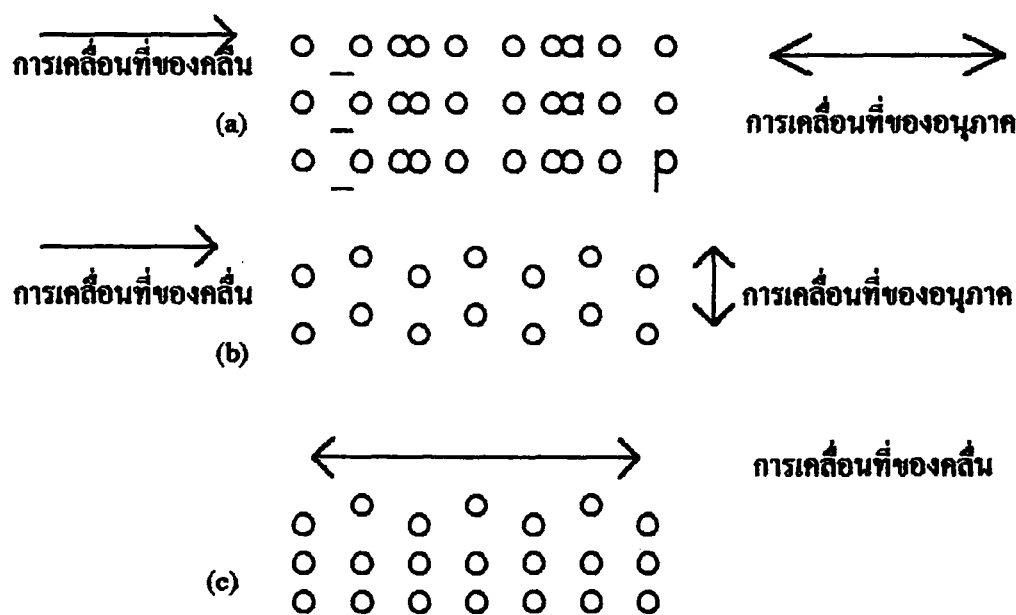
2.1.1. คลื่นตามยาว (Longitudinal Wave) คือคลื่นชนิดหนึ่งซึ่งทุก ๆ จุดบนคลื่นมีการเคลื่อนที่ในทิศทางเดียวกันกับทิศทางการเคลื่อนที่ ดังรูปที่ 2.1 (a) แสดงการเคลื่อนที่ของอนุภาคจะเกิดขึ้นอย่างหนาแน่นและเบาบางสลับกันไป และจะเปลี่ยนแปลงไปเช่นนี้ในแต่ละปริมาตรของอนุภาค คลื่นตามยาวนี้สามารถเดินทางผ่านของแข็ง ของเหลว และก๊าซ ถ้ากล่าวถึงความเร็วของคลื่นเสียงแล้วจะหมายถึงความเร็วของคลื่นตามยาว ในการพิจารณาคลื่นตามยาวที่เดินทางผ่านตัวกลางต่าง ๆ ได้นั้น ตัวกลางจะต้องมีขนาดใหญ่พอเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น

2.1.2 คลื่นตามขวาง (Transverse Wave) คือคลื่นที่ทุก ๆ จุดบนคลื่นมีการเคลื่อนที่ในทิศทางตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่น ดังรูปที่ 2.2 (b) คลื่นชนิดนี้จะเคลื่อน

ทางผ่านตัวกลางที่มีขนาดของตัวกลางใหญ่กว่าขนาดของความยาวคลื่นและสามารถเดินทางผ่านตัวกลางที่เป็นของแข็ง คลื่นชนิดนี้ไม่สามารถเดินทางผ่านตัวกลางที่เป็นของเหลวและก๊าซ

คลื่นตามขวางมีลักษณะเหมือนการเกิดขั้วลบและขั้วบวกซึ่งเป็นเหตุผลว่าการเปลี่ยนตำแหน่งของอนุภาคเป็นไปในทิศทางเดียวเช่น ในระนาบที่ตั้งฉากกับทิศทางของคลื่นที่เคลื่อนที่ไป ดังนั้นนิโคของคลื่นตามขวางเป็นพื้นหน้าเรียบของระนาบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของอนุภาคอันเนื่องมาจากการแกว่ง ความหนาแน่นของตัวกลางจะไม่เปลี่ยนแปลงโดยการเคลื่อนที่ของคลื่นแบบตามขวาง ความเร็วของคลื่นชนิดนี้จะน้อยกว่าความเร็วของคลื่นชนิดตามยาว ในขณะที่เดินทางผ่านตัวกลางชนิดเดียว ดังนั้นที่ความถี่เดียวกันความยาวคลื่นของคลื่นตามขวางจะน้อยกว่าของคลื่นตามยาวเสมอ

2.1.3. คลื่นผิวหน้า (Surface Wave or Rayleigh) ก็คือคลื่นชนิดหนึ่งซึ่งคล้ายกับคลื่นตามขวางจะต่างกันที่การเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของอนุภาค ไม่เป็นเพียงในทิศทางที่ตั้งฉากกับทิศทางของการเคลื่อนที่เพียงอย่างเดียว แต่มีการเปลี่ยนแปลงในทิศทางเดียวกับทิศทางของการเคลื่อนที่ด้วย จึงทำให้คลื่นเคลื่อนที่ไปตามระนาบในแนวนอน ด้วยเหตุนี้คลื่นจึงเดินทางผ่านไปเฉพาะบนผิวของตัวกลางเท่านั้น ดังรูปที่ 2.1(c)



รูปที่ 2.1 แสดงการสั่นของอนุภาคระหว่างการเคลื่อนที่ของคลื่น

- (a) การเคลื่อนที่ของคลื่นตามยาว
- (b) การเคลื่อนที่ของคลื่นตามขวาง
- (c) การเคลื่อนที่ของคลื่นผิวหน้า

การประยุกต์ใช้งานคลื่นอุลตราโซนิกมีมากมายเช่น

- ใช้ในงานควบคุมระยะไกล (Remote control)

- เครื่องล้างอุปกรณ์ (ultrasonics cleaner) โดยทำให้น้ำสั่นที่ความถี่สูงแล้วแยกสิ่งสกปรกออกมา

- เครื่องวัดความหนาของวัตถุและการหารอยร้าว (Flaw) หรือรอยต่อ (Joint) ในวัสดุ โดยวิเคราะห์คลื่นที่สะท้อนออกมา

- เครื่องวัดความลึกและการทำแผนที่ใต้น้ำ (Sonar System)

- เครื่องหาตำแหน่งอวัยวะบางส่วนในร่างกาย

- การหารอยร้าวของท่อ

- ใช้ในทางการแพทย์ มักใช้คลื่นในช่วงความถี่ 1 MHz ถึง 10 MHz หรือเป็น GHz ซึ่งในตัวกลางที่ไม่ใช่อากาศ

เหตุผลที่นำอุลตราโซนิกมาใช้เนื่องจาก

- คลื่นอุลตราโซนิกเป็นคลื่นที่มีทิศทางและเดินทางไปในอากาศด้วยความเร็วคงที่ ซึ่งเราสามารถรู้ค่าความเร็วนั้นได้ ทำให้เราสามารถทราบระยะทางที่คลื่นเดินทางได้

- การติดตั้งส่วนอุลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์ ทำได้ง่าย เนื่องจากไม่มีส่วนทางกลใดคั่นนั้นจึงไม่ต้องไปติดตั้งหรือแก้ไขใด ๆ เกี่ยวกับภาชนะบรรจุ (Tank) ที่มีอยู่เดิมทั้งที่เป็นแบบปิดและแบบเปิด

- เนื่องจากสัญญาณที่ได้จากอุลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์โดยผ่านส่วนของการวัดเป็นสัญญาณไฟฟ้า จึงไม่มีปัญหาในการส่งสัญญาณ ไปยังชุดควบคุม ซึ่งจะนำไปติดตั้งที่ไหนก็ได้ที่สะดวกและง่ายต่อการติดตั้งรวมทั้งการซ่อมและบำรุงรักษาด้วย สูตรที่ใช้คำนวณคือ ความเร็วกับระยะทางและเวลามีความสัมพันธ์ดังนี้

$$V = S/T$$

## 2.2 ทรานสดิวเซอร์ (Transducer)

ทรานสดิวเซอร์เป็นอุปกรณ์ที่ใช้เปลี่ยนพลังงานรูปแบบหนึ่งไปเป็นอีกรูปแบบหนึ่ง โดยจะเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าไปเป็นคลื่นอุลตราโซนิก การทำงานของทรานสดิวเซอร์จะอาศัยหลักของสนามไฟฟ้า โดยอาศัยการเปลี่ยนขนาดของคริสตัล (Crystal) และในทางกลับกัน ใช้การเปลี่ยนขนาดของคริสตัลสมานหนึ่งอันทำให้เกิดสัญญาณไฟฟ้าขึ้น โดยลักษณะของคริสตัลจะมีการจัดเรียงตัวของอะตอมภายในเป็นแบบไดโพล (Dipole) คือมีประจุบวกและลบเรียงตัวกันอย่างมีระเบียบ เมื่อมีสนามไฟฟ้าเกิดขึ้นจากขั้วไฟฟ้าที่อยู่ด้านบนและล่างของคริสตัลจะทำให้เกิดการจัดเรียงตัวของอะตอมภายในคริสตัลใหม่ ซึ่งทำให้ขนาดของ

คริสตอลเปลี่ยนไป ถ้าสนามไฟฟ้าที่เข้ามามีลักษณะเป็นพัลส์ (pulse) ก็จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงขนาดของคริสตอลตามพัลส์ที่เข้ามา ทรานสดิวเซอร์อุตราโซนิกแบ่งได้เป็น 3 ชนิด คือ

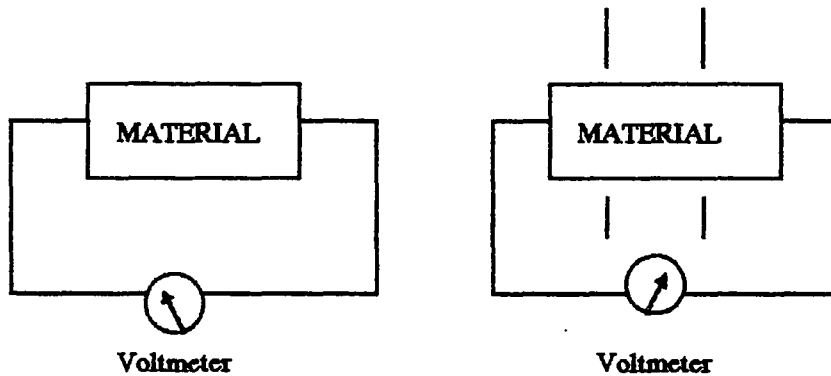
1.แบบใช้ก๊าซขับเคลื่อน เช่น นกหวีด ไชเรน (Sirens) เป็นต้น

2.แบบใช้ของเหลวขับเคลื่อนเช่น ออสซิลเลเตอร์แบบไฮโดรไดนามิก (Hydrodynamic Oscillators) เป็นต้น

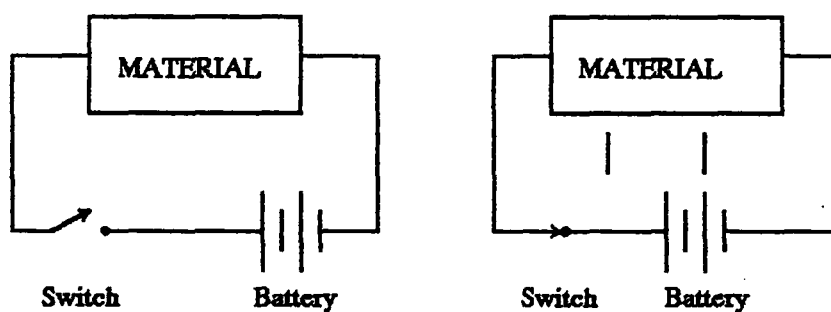
3.แบบใช้ไฟฟ้า เช่น เบียโซอิเล็กทริก ทรานสดิวเซอร์ (Piezoelectric Transducer) ซึ่งใช้กันมากในปัจจุบัน เพราะหาซื้อง่ายและมีราคาถูก โครงการนี้ก็ใช้ทรานสดิวเซอร์ชนิดนี้เช่นกัน จึงขอกล่าวถึงแต่เฉพาะทรานสดิวเซอร์ชนิดนี้

## 2.3 ปรากฏการณ์เบียโซอิเล็กทริก (Piezoelectricity)

เป็นปรากฏการณ์ธรรมชาติอย่างหนึ่งซึ่งทำให้พลังงานเปลี่ยนรูปไปเป็นพลังงานอีกรูปหนึ่ง กล่าวคือ “เมื่อมีแรงมากระทำบนคริสตอล การแทนที่ (Displacement) ของคริสตอลจะทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าขึ้น ในทางกลับกันถ้ามีแรงดันไฟฟ้ามาป้อนให้ คริสตอลก็จะเปลี่ยนรูปร่างไปจากเดิม”



รูปที่ 2.2 (a) เกิดแรงดันไฟฟ้าขึ้นเมื่อมีแรงมากระทำ



รูปที่ 2.2 (b) รูปร่างเปลี่ยนแปลงไปเมื่อมีการป้อนแรงดันไฟฟ้า

รูปที่ 2.2 แสดงถึงคุณสมบัติของ piezo ไซอิเลคทริก ซึ่งจะแบ่งออกเป็น 2 mode คือ

- Generation Mode (รูป a) ใช้ในการเปลี่ยนพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้า

- Motor Mode (รูป b) ใช้ในการเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานกล

ความสามารถในการแปลงพลังงานของวัสดุทั้ง 2 mode ขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์ของ Electro-mechanical coupling (K) ของมันเอง ซึ่งหาได้จากสมการ

$$K^2 = \text{พลังงานกลที่แปลงเป็นพลังงานไฟฟ้า} / \text{พลังงานกลที่ป้อนให้}$$

หรือ

$$K^2 = \text{พลังงานที่แปลงเป็นพลังงานกล} / \text{พลังงานไฟฟ้าที่ป้อนให้} \quad (2.1)$$

คริสตอลนี้ถูกนำมาประยุกต์ใช้เป็นทรานสดิวเซอร์ในการวัดแรงดันชั่วขณะที่มีความถี่สูง ผลึกที่นิยมใช้มี 2 ชนิดคือควอทซ์ (Quartz: SiO<sub>2</sub>) และเกลือโรเชล (Rochell salt : Na KC<sub>4</sub>H<sub>4</sub>O<sub>6</sub>·4H<sub>2</sub>O) นอกเหนือจากนั้นก็ยังมีแอมโมเนียมไดไฮโดรเจนฟอสเฟต (ADP : NH<sub>4</sub>H<sub>2</sub>PO<sub>4</sub>) , แบริอุมไททานเตลิเทียมซัลเฟต เป็นต้น วัสดุเหล่านี้ถูกใช้เป็นตัวกำเนิดคลื่นอุลตราโซนิคที่มีความถี่อยู่ในย่าน 20-50KHz รูปร่างทางเรขาคณิตของคริสตอลจะเป็นตัวควบคุมความถี่ของคลื่นที่ถูกสร้างขึ้น ผลึกทั้งสองชนิดที่นิยมนั้นเป็นเพราะว่ามีคุณสมบัติของ piezo ไซอิเลคทริกมากกว่าผลึกชนิดอื่น ควอทซ์ซึ่งมีคุณสมบัติทางกลดีกว่าจึงถูกใช้มากกว่าเกลือโรเชลทั้งที่เกลือโรเชลมีคุณสมบัติของ piezo ไซอิเลคทริกที่ดีกว่าก็ตาม ดังนั้นในที่นี้จะกล่าวถึงควอทซ์เท่านั้น

ชนิด	ถูกลมบ/นิวตัน (10 <sup>-12</sup> )	ความต้านทาน/ ปริมาตรวัสดุ (10 <sup>12</sup> )	สัมประสิทธิ์การ coupling (%)
Quartz	2.3	1	10.5
Tourmaline	1.9	0.1	10
Rochelle salts	550	10,000	76
ADP	48	100	32
Lithium Sulphate	16	10,000	38

ตารางที่ 2.1 แสดงคุณสมบัติต่าง ๆ ของวัสดุ piezo ไซอิเลคทริก

วัสดุ	จีคจำกัดของอุณหภูมิ
Quartz	550
ADP	120
Rochelle salts	45
Barium Titanate Ceramic	100
Lead Titanate Zirconate	300
Lead metaniobate	500

ตารางที่ 2.2 แสดงช่วงอุณหภูมิของวัสดุ piezo อิเล็กทริก

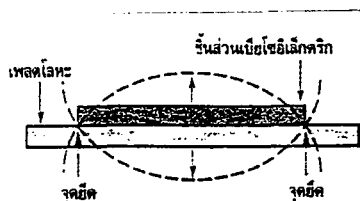
#### 2.4 piezo อิเล็กทริกทรานสดิวเซอร์ (Piezoelectric Transducer)

ในปัจจุบันได้มีการพัฒนาผลึกคริสตอลสำหรับทำ piezo อิเล็กทริกทรานสดิวเซอร์ให้ก้าวหน้าไปอย่างมาก แผ่นทรานสดิวเซอร์จะถูกเตรียมจากผลึก piezo อิเล็กทริกและฉาบด้วยโลหะทั้งสองด้าน ซึ่งเรียกว่า อิเล็กโทรด (Electrode) แผ่นทรานสดิวเซอร์จะเข้าสู่สภาวะการสั่นตามแนวยาวได้เมื่ออิเล็กโทรดถูกต่อกับแหล่งจ่ายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่สลับขั้วอยู่ตลอดเวลา และมีความถี่เท่ากับความถี่ธรรมชาติของผลึก เนื่องจากโพลาไรเซชันของ piezo อิเล็กทริก เกิดจากการสั่นและการดูดกลืนพลังงานในแผ่นผลึก ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุจึงไม่คงที่ และค่าความต้านทานของแผ่นผลึกก็ไม่คงที่ แต่จะแปรตามความถี่และที่ค่าความถี่ช่วงหนึ่งซึ่งมีช่วงแคบมาก ค่าตัวเก็บประจุจะแสดงค่าเป็นลบ

piezo อิเล็กทริกทรานสดิวเซอร์สามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือแบบ

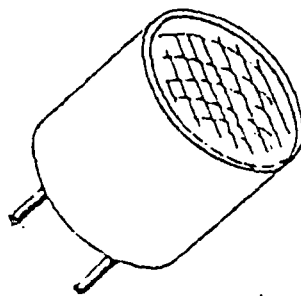
- Generation-action transducer ใช้เป็นตัวรับ (Receiver) โดยแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะหาได้จากแรงดันและความถี่ที่มากกระทำต่อวัสดุ piezo อิเล็กทริก

- Motor-action transducer ใช้เป็นตัวส่ง (Transmitter) โดยการเปลี่ยนแปลงรูปร่างของวัสดุที่ทำให้เกิดคลื่นอุลตราโซนิคขึ้นอยู่กับขนาดความสูงและความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้ โดยทั้งสองกรณีนี้จะต้องขึ้นกับขนาดของวัสดุ piezo อิเล็กทริกด้วย



รูปที่ 2.3 โครงสร้างภายในตัวอุลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์แบบ piezo อิเล็กทริก  
เมื่อมีป้อนแรงดันจะทำให้ชั้นสาร โกงงอและกำเนิดคลื่นอุลตราโซนิค

ชิ้นสารถูกยึดติดภายในตัวถังอย่างดี เพื่อไม่ให้เกิดการสั้นขณะทำงานอยู่ได้รับผลสะท้อนจากภายนอก ตัวถังมักจะเป็นรูปทรงกระบอกที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางและมีความสูงประมาณ 1-2.5 cm ด้านหน้าทำเป็นช่องเปิดมีตะแกรงติดอยู่เพื่อให้อุลตราโซนิคเข้าออกได้โดยสะดวก ถ้าตัวถังทำจากโลหะ ควรจะต่อตัวถังลงกราวด์เพื่อทำหน้าที่ชิลด์ (Shield) สำหรับบางชนิดจะต่อขาหนึ่งติดกับตัวถังมาให้แล้ว



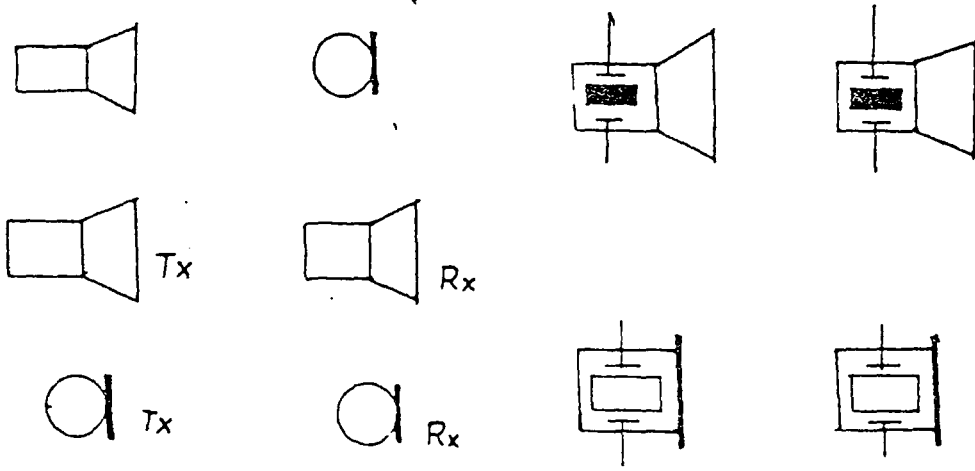
รูปที่ 2.4 ลักษณะของตัวรับ-ส่งอุลตราโซนิค

### 2.5 การทำงานของทรานสดิวเซอร์ตัวส่งและตัวรับ

เมื่อผลึกได้รับสัญญาณแรงดันมาตกคร่อมจะทำให้ชิ้นสารโค้งงอเกิดการอัดอากาศโดยรอบเกิดเป็นคลื่นเสียงออกมา ดังนั้นถ้าเราป้อนสัญญาณไฟฟ้าเป็นห้วง ๆ (Electrically pulsed) จากออสซิลเลเตอร์ก็จะทำให้ชิ้นสารโค้งงอมากน้อย หรือในทิศทางใดตามขนาดและทิศทางการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณไฟฟ้าจากออสซิลเลเตอร์นั้น โดยทั่วไปกำลังเอาต์พุตที่ออกมาจะลดลงประมาณ 10% ของกำลังไฟฟ้าที่ป้อนให้ แต่กำลังเอาต์พุตจะสูงสุดที่ค่าโดยประมาณนี้ก็ต่อเมื่อความถี่ของสัญญาณออสซิลเลเตอร์ที่ป้อนเข้าชิ้นสารตรงกับความถี่เรโซแนนซ์ของชิ้นสารนั้น ส่วนการทำงานของทรานสดิวเซอร์ตัวรับมีการทำงานตรงข้ามกับตัวส่ง คือ เมื่อมีคลื่นเสียงที่มีความถี่ตรงกับความถี่เรโซแนนซ์ของชิ้นสารเข้ามา จะทำให้ชิ้นสารโค้งงอไปมา และเกิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าขึ้นซึ่งมีขนาดเล็กน้อยทั้งตัวของตัวมันเองได้ คุณสมบัติโดยทั่วไปของอุลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์แบบเพียโซอิเล็กทริกคือ มีความต้านทานไฟตรงสูงมากอาจสูงถึง 100 เมกะโอห์ม แต่ในขณะที่มันทำงานความต้านทานไฟกลับจะลดลง

เนื่องจากตัวส่งจะถูกออกแบบให้แปลงสัญญาณไฟฟ้าที่ให้แก่ตัวมัน ออกมาเป็นคลื่นอุลตราโซนิค หน้าที่ของมันจึงคล้ายกับเป็นลำโพง ส่วนตัวรับถูกออกแบบให้แปลงคลื่น

เสียงอุลตราโซนิกที่มากกระทบตัวมันให้ออกมาเป็นสัญญาณไฟฟ้า หน้าที่ของตัวรับจึงคล้ายกับเป็นไมโครโฟน



รูปที่ 2.5 แสดงสัญลักษณ์ของอุลตราโซนิกทรานสดิวเซอร์แบบต่าง ๆ

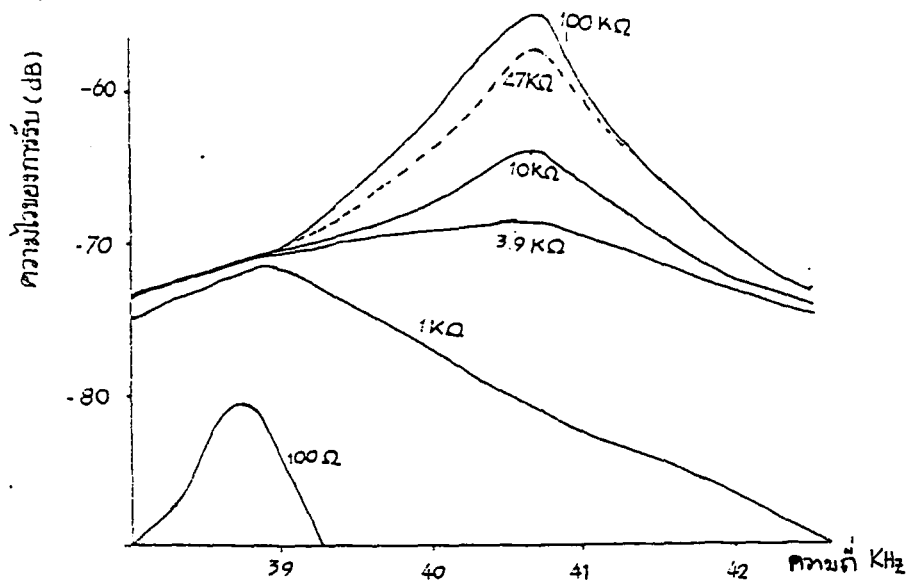
จะเห็นว่าตัวส่งจะมีสัญลักษณ์เป็นลำโพงและเขียนอักษรย่อว่า Tx (Transmitter) ส่วนตัวรับจะมีสัญลักษณ์เป็นไมโครโฟนและเขียนอักษรย่อว่า Rx (Receiver)

## 2.6 ข้อควรระวังในการใช้งานตัวรับและตัวส่ง

1. ไม่ควรให้ตัวทรานสดิวเซอร์ได้รับการกระแทกหรือตกจากที่สูงเพื่อป้องกัน โครงสร้างภายในมิให้เสียหาย
2. ทรานสดิวเซอร์โดยทั่วไปจะทนแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงสุดได้ไม่เกิน 20 Vrms ดังนั้นขนาดของสัญญาณที่จะป้อนให้กับทรานสดิวเซอร์ควรอยู่ภายในขีดจำกัดนี้
3. ความถี่เรโซแนนซ์ของทรานสดิวเซอร์ 40 KHz ที่มีขายกันอยู่ทั่วไปจะผิดพลาดไม่เกิน 1 KHz และมีแถบความถี่ (Bandwidth) ประมาณ 4.5 KHz สำหรับตัวส่ง และมีความถี่ประมาณ 5.0 KHz สำหรับตัวรับ จะเห็นได้ว่าแถบความถี่ของตัวรับจะกว้างกว่าของตัวส่งเล็กน้อย เพื่อให้แน่ใจว่าตัวรับสามารถจะรับความถี่ทั้งหมดที่ออกมาจากตัวส่งได้
4. อุณหภูมิใช้งานของตัวทรานสดิวเซอร์ควรอยู่ในช่วง -20-60 องศาเซลเซียส
5. ตัวรับและตัวส่งนั้นจะมีทิศทางคล้ายคลึงกันมากคือ ที่ตำแหน่งเบนจากแนวแกนของตัวส่งไปประมาณ 30 องศา ความแรงของคลื่นเสียงที่ถูกส่งออกไปจะลดลงจากแนวแกนประมาณ 10 dB ในทำนองเดียวกันถ้าคลื่นเสียงพุ่งเข้ามาในแนวที่เอียงเบนไปจากแนวแกนของตัวรับประมาณ 30 องศา ความไวหรือขนาดแรงดันที่ออกมาก็จะลดลงไปประมาณ 10dB เช่นกัน ดังนั้นการใช้งานควบคุมระยะไกลในที่โล่งแจ้ง จะต้องพยายามให้ตัวรับและตัวส่งอยู่ในแนวที่พุ่งตรงเข้าหากันให้กันให้มากที่สุด อย่างไรก็ตามในกรณีที่อยู่ในห้องอาจ

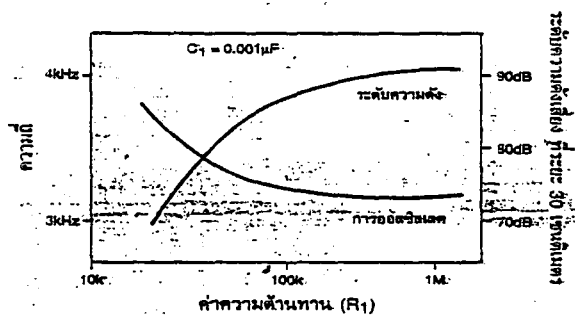
จะเบี่ยงเบนจากกันได้มากขึ้น เพราะคลื่นเสียงอุลตราโซนิกสามารถสะท้อนกับกำแพงหรือพื้น และวัตถุที่อยู่ภายในห้อง ทำให้คลื่นเสียงเข้าไปหาตัวรับได้หลายทาง

6. ในกรณีที่ใช้งานตัวรับจะต้องมีตัวต้านทานต่อขนาบกับตัวรับเพื่อทำหน้าที่เป็นโหนด ตามปกติตัวต้านทานควรมีค่าอยู่ในช่วง 10-100 กิโลโอห์ม จากการทดลองพบว่า ถ้าเปลี่ยนจาก 100 กิโลโอห์มมาเป็น 10 กิโลโอห์ม ความไวจะลดลงมาประมาณ 10-20dB แต่แถบความถี่จะกว้างขึ้น ถ้าใช้ความต้านทานต่ำกว่านี้ ความถี่เรโซแนนซ์จะลดลงไปจากที่ระบุไว้ ถ้าการใช้งานมีสัญญาณรบกวนมากควรใช้โหนดที่มีค่าความต้านทานสูงขึ้น เพื่อให้ตัวส่งมีความไวสูงและมีแถบความถี่แคบ ตัวอย่างการทดลองแสดงไว้ในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.6 กราฟแสดงความไวของการรับ

7. ตามปกติสามารถทำตัวรับและตัวส่งมาใช้งานแทนกันได้ เพียงแต่ให้มีความถี่เรโซแนนซ์เดียวกันเท่านั้น อย่างไรก็ตามในบางกรณีอาจต้องเปลี่ยนแปลงค่าตัวต้านทานสมมูลทางด้านไฟสลับ เพื่อให้ลักษณะผลตอบสนองทางความถี่สอดคล้องกับของเดิม



รูปที่ 2.7 กราฟแสดงความดังที่แปรตามความถี่เอาท์พุท

## 2.7 คุณสมบัติของออปแอมป์

ออปแอมป์ คืออุปกรณ์ชนิดหนึ่งซึ่งออกแบบมาให้สามารถทำงานได้หลายแบบและสะดวกในการที่จะนำไปใช้งานได้อีกด้วย สามารถประกอบเป็นวงจรได้โดยการต่อร่วมกับอุปกรณ์ภายนอกเพียงไม่กี่ตัวเท่านั้น ปัจจุบันสามารถซื้อออปแอมป์ได้ในรูปแบบของวงจรรวม (IC) ตามท้องตลาดทั่วไป และจากคุณสมบัติของออปแอมป์ที่ได้รับการพัฒนาขึ้นมาทำให้เป็นอุปกรณ์ที่ใช้งานได้อย่างแพร่หลาย

### 2.7.1 คุณสมบัติทั่วไป

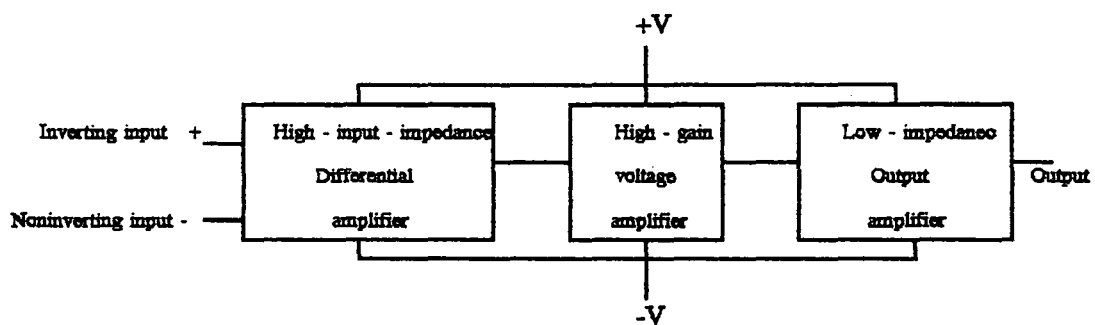
โดยทั่วไปแล้วกล่าวได้ว่าไอซีออปแอมป์คืออุปกรณ์โซลิดสเตต (solid state) ชนิดหนึ่ง ซึ่งสามารถตรวจวัดระดับสัญญาณไฟตรงและไฟสลับได้ และยังสามารถนำไปใช้ขยายสัญญาณได้อีกด้วย พื้นฐานไอซีออปแอมป์จะต้องประกอบด้วยวงจรในภาคต่าง ๆ ดังนี้

- ดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์ หรือวงจรขยายผลต่าง (Differential Amplifier) ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก

- วงจรขยายแรงดันซึ่งมีอัตราขยายสูง

- วงจรขยายภาคเอาต์พุตที่มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำมาก

รูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรภายในภาคต่าง ๆ ของออปแอมป์ แรงดันไฟตรงที่จ่ายให้แก่ออปแอมป์มักประกอบด้วยไฟบวกและไฟลบ เพื่อให้เอาต์พุตสวิงได้ทั้งบวกและลบเมื่อเทียบกับกราวด์



### รูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรภายในของออปแอมป์

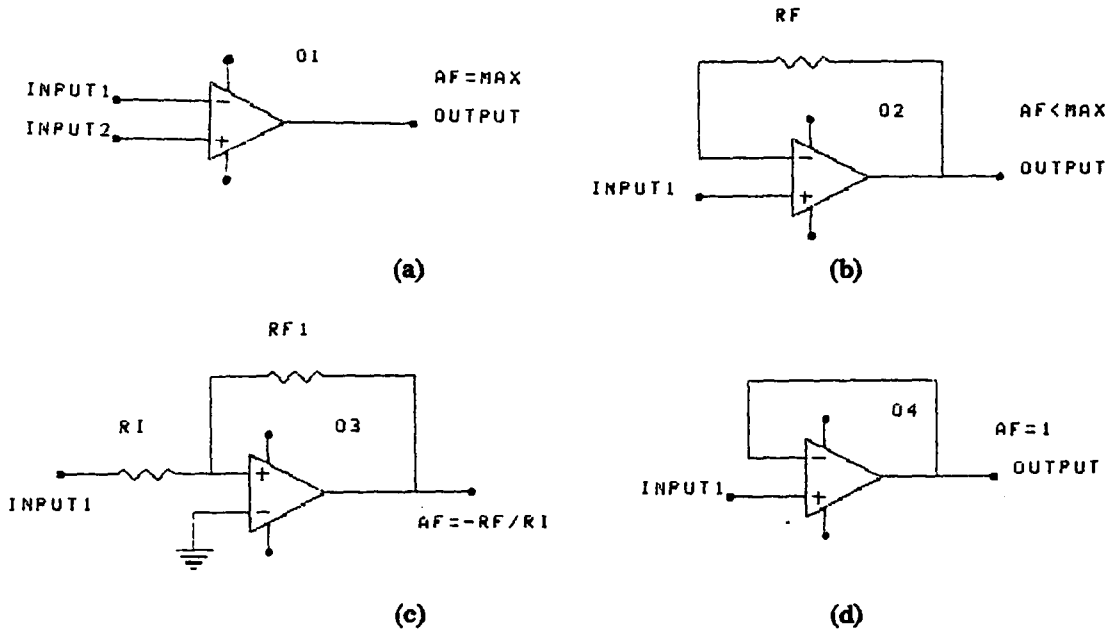
จากคุณสมบัติของออปแอมป์ที่กล่าวมาทำให้เราสามารถสรุปคุณสมบัติบางประการของออปแอมป์ในอุดมคติดังนี้

1. เนื่องจากอินพุตอิมพีแดนซ์ของออปแอมป์มีค่าสูงเป็นอนันต์ กระแสเข้าที่อินพุตจะต่ำจนเกือบเท่ากับศูนย์หรือไม่ก็กระแสอินพุตเข้าสู่ออปแอมป์เลย

2. อัตราขยายเปิดรูป A (ขณะที่ยังไม่มีป้อนกลับ) จะมีค่าสูงมาก ดังนั้นแรงดันระหว่างขั้วอินพุตควรมีค่าใกล้ศูนย์ (เนื่องจาก  $V_{out} / A = V_{in}$ )

3. เอาต์พุตอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำมากจะไม่ทำตัวเป็น โหลดต่อเอาต์พุตของวงจรขยาย

ออปแอมป์ประกอบด้วยขั้วอินพุตสองขั้ว ขั้วสำหรับแหล่งจ่ายไฟสองขั้ว ขั้วเอาต์พุตหนึ่งขั้ว และขั้วสำหรับปรับออฟเซตหรือการชดเชยความถี่อีกสองขั้ว ขั้วอินพุตทั้งสองของออปแอมป์มีลักษณะต่างกันดังนี้คือ ขั้วลบเมื่อป้อนไฟตรงหรือไฟสลับเข้าไป ในขณะที่ขั้วบวกต่อกับจุดอ้างอิงจุดหนึ่ง สัญญาณที่ออกมาที่เอาต์พุตจะกลับเฟสกับอินพุต 180 องศา ส่วนการป้อนกลับที่ขั้วบวกเอาต์พุตจะมีเฟสตรงกันกับอินพุต ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่า เครื่องหมายที่อินพุตคือ การแสดงเฟสของเอาต์พุตเทียบกับอินพุต ส่วนขั้วสำหรับปรับออฟเซตมักจะแสดงไว้ในวงจรทั่วไป



รูปที่ 2.9 แสดงลักษณะการทำงานของออปแอมป์

2.7.2 ลักษณะการทำงาน

ออปแอมป์ในอุดมคติจะมีอัตราขยายเป็นอนันต์ แต่ในทางปฏิบัติอัตราขยายอาจมีค่าสูงสุดเพียง 10,000 หรือ 100,000 เท่านั้นซึ่งเรียกว่าอัตราขยายขณะเปิดคูปดังรูปที่ 2.10 (a) เมื่อมีความแตกต่างของแรงดันระหว่างขั้วอินพุตทั้งสองเพียงเล็กน้อย เอาต์พุตสามารถให้สัญญาณสูงขึ้นไปหลายเท่า (ตามค่าอัตราขยาย  $A_v$ ) แต่จะถูกจำกัดด้วยขนาดของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่เราป้อนให้แก่ออปแอมป์ด้วย แต่ถึงกระนั้นในความเป็นจริงก็ไม่สามารถมีค่าสูงเท่ากับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงได้

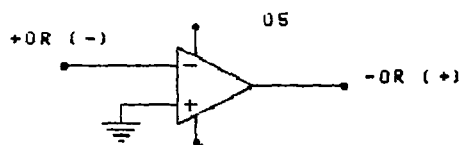
จากคุณสมบัติข้างต้นเราสามารถนำออปแอมป์ในขณะเปิดคูปไปใช้งานเป็นคอมพาราเตอร์ (Comparator) หรือวงจรเปรียบเทียบแรงดันได้ โดยเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงทันทีเมื่อมีความแตกต่างของแรงดันเกิดขึ้นระหว่างขั้วอินพุตทั้งสองของออปแอมป์ นอกจากนี้จะพบว่าสามารถใช้ออปแอมป์ในลักษณะลูปปิด (มีการป้อนกลับ) ดังรูป 2.10 (b) จากรูปใช้ตัวต้านทาน  $R_f$  เพียงตัวเดียวในการป้อนกลับซึ่งมีผลให้วงจรมีเสถียรภาพสูงและมีสัญญาณรบกวนน้อยลง ในขณะที่เคียวกันอัตราขยายแรงดันจะลดลงด้วย

วงจรในรูป 2.10 (c) แสดงการใช้โอปแอมป์โดยมีการป้อนสัญญาณเอาต์พุตกลับมายังอินพุตและยังสามารถควบคุมอัตราขยายแรงดัน (ขณะปิดลูป) ได้โดยอาศัยตัวต้านทานสองตัวเท่านั้น อัตราขยาย  $A_v$  มีค่าคงสมการ

$$A_v = -R_f / R_i \quad (2.2)$$

โดยเครื่องหมายลบแสดงถึงการกลับเฟสของเอาต์พุตเทียบกับอินพุต ส่วนวงจรในรูป 2.10 (d) แสดงการป้อนกลับเมื่อ  $A_v$  เท่ากับ 1 นอกจากนี้ยังมีคุณสมบัติอีกประการที่ควรสนใจคือ ความสัมพันธ์ของขั้วต่าง ๆ ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของโอปแอมป์ สรุปได้ดังนี้

- ถ้าขั้วลบมีศักดาเป็นบวกสูงกว่าขั้วบวกจะได้ค่าเอาต์พุตเป็นลบ
- ถ้าขั้วลบมีศักดาเป็นบวกต่ำกว่าขั้วบวกจะได้ค่าเอาต์พุตเป็นบวก



รูปที่ 2.10 แสดงความสัมพันธ์ของขั้วอินพุตและเอาต์พุต

### 2.7.3 คุณสมบัติและพารามิเตอร์บางชนิดของโอปแอมป์

1. อินพุตอิมพีแดนซ์ ในทางอุดมคติจะมีค่าเท่ากับอนันต์ แต่ในความเป็นจริงจะมีค่าประมาณ 1 เมกะโอห์ม ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์นี้มีค่ามากขึ้นโอปแอมป์ก็จะทำงานได้ดียิ่งขึ้น เมื่อนำโอปแอมป์ไปใช้งานในย่านความถี่สูง ควรระวังผลจากอินพุตคาปาซิแตนซ์ของวงจรด้วย ซึ่งมักมีค่าประมาณ 2 พิโคฟาร์ด เมื่อขั้วอินพุตขั้วหนึ่งต่อลงกราวด์

2. เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ ในทางอุดมคติต้องมีค่าเป็นศูนย์แต่ในความเป็นจริงค่านี้อาจจะมีได้ตั้งแต่ 25 ถึงหลายพันโอห์มขึ้นไป อย่างไรก็ตามเรามักสมมุติให้อาต์พุตอิมพีแดนซ์ในวงจรมีค่าเป็นศูนย์เพื่อง่ายต่อการคำนวณและการวิเคราะห์

จากคุณสมบัติทั้งสองของโอปแอมป์จึงเปรียบเสมือนเป็นอุปกรณ์ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นอิมพีแดนซ์แมตชิ่ง (Impedance Matching) ที่ดีตัวหนึ่ง

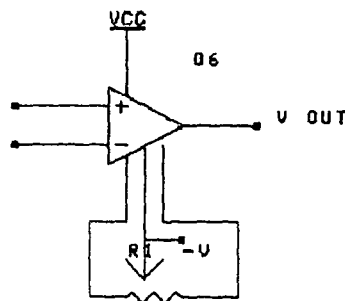
3. กระแสไบอัสอินพุต เนื่องจากอินพุตอิมพีแดนซ์ของโอปแอมป์ไม่เป็นอนันต์ ดังนั้นจึงมีกระแสค่าน้อย ๆ (มีหน่วยเป็นนาโนถึงไมโครแอมแปร์) ไหลผ่านขั้วทั้งสอง ซึ่งค่าเฉลี่ยของกระแสดังกล่าวเรียกว่า กระแสไบอัสอินพุต กระแสนี้จะก่อให้เกิดความไม่สมดุลในวงจรภายในและมีผลกระทบต่อเอาต์พุตดังนั้นจึงต้องจำกัดกระแสนี้ให้มีค่าต่ำที่สุด (อาจทำได้โดยการใช้โอปแอมป์ที่มีอินพุตเป็น FET)

4. แรงดันออฟเซต (Offset) แรงดันออฟเซตที่เอาต์พุตเกิดขึ้นจากกระแสไบอัสด้านอินพุต ในทางอุดมคติเมื่อแรงดันทั้งสองของขั้วอินพุตมีค่าเท่ากัน แรงดันเอาต์พุตควรมีค่าเป็นศูนย์ แต่มักจะมีแรงดันค่าหนึ่งที่ปรากฏขึ้นทางเอาต์พุตขณะที่อินพุตเป็นศูนย์ สามารถแก้ไขได้โดยการป้อนแรงดันหรือกระแสออฟเซตที่อินพุตแล้วทำการปรับจนได้  $V_{out}$  เท่ากับศูนย์โวลต์

5. กระแสออฟเซตที่อินพุต ในการปรับแรงดันออฟเซตที่เอาต์พุตให้มีค่าเป็นศูนย์ กระแสอินพุตทั้งสองขั้วควรมีค่าเท่ากัน แต่ในทางปฏิบัติพบว่า เราต้องจ่ายกระแสให้แก่อินพุตขั้วหนึ่งมากกว่าอีกขั้วหนึ่งเสมอ เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งกระแสออฟเซตซึ่งมีค่าประมาณ 20 มิลลิแอมป์

6. แรงดันออฟเซตที่อินพุต ในทางอุดมคติแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับศูนย์ก็ต่อเมื่อ แรงดันระหว่างขั้วอินพุตมีค่าเป็นศูนย์เช่นกัน แต่ในทางปฏิบัติความไม่สมดุลภายในวงจร มักทำให้ต้องป้อนแรงดันค่าหนึ่งแก่อินพุตเสมอ เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตเป็นศูนย์

#### 7. การปรับออฟเซตให้เป็นศูนย์ (Offset Nulling)



รูป 2.11 แสดงวงจรที่ใช้ในการตั้งค่าศูนย์ให้แก่อปแอมป์

ในการปรับแรงดันเอาต์พุตให้เป็นศูนย์หรือการปรับแรงดันออฟเซตที่อินพุตให้เป็นศูนย์นั้น อาจใช้ชื่อ *offset nulling* ที่ผู้ผลิตได้เตรียมไว้ให้แล้ว รูปที่ 2.12 แสดงวงจรที่ใช้ในการตั้งค่าศูนย์ให้แก่อปแอมป์ โดยมีขั้นตอนดังนี้

1. ตรวจสอบวงจรให้เรียบร้อยและเช็ควงจรที่ได้อ้างนำมาต่อ
2. ลดระดับสัญญาณอินพุตจนเหลือศูนย์ ถ้ามีตัวต้านทานคั่นอยู่กับอินพุตให้ตรวจสอบดังนี้
  - 2.1 ถ้าตัวต้านทานนั้นมีค่าสูงกว่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณอินพุตตั้งแต่ 1 % ขึ้นไป ปลดตัวต้านทานไว้ก่อน
  - 2.2 หากตัวต้านทานมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากัน ให้นำแหล่งกำเนิดสัญญาณอินพุตนั้นออก แล้วต่อตัวต้านทานที่มีขนาดเท่ากับอินพุตอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดขึ้นแทน
  - 2.3 ต่อโพลลเข้ายังขั้วเอาต์พุต
  - 2.4 ป้อนไฟตรงให้วงจร

2.5 วัตต์แรงดันที่เอาท์พุทด้วยอุปกรณ์ที่เหมาะสม (เนื่องจากแรงดันเอาท์พุทมีค่าเพียงไม่กี่มิลลิโวลต์)

2.6 ปรับตัวด้านทานชนิดปรับค่าได้จน  $V_{out}$  มีค่าเป็นศูนย์

2.7 ถอดอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้าไปแล้วคั่งวงจรคั้งเดิม ห้ามเปลี่ยนแปลงตัวด้านทานที่ปรับค่าได้นั้น

8. ผลของอุณหภูมิ อุณหภูมิมีผลต่ออุปกรณ์โซลิดสเตททุกชนิด คั้งนั้นผลกระทบจากอุณหภูมิจะทำให้โอปแอมป์มีกระแสและแรงดันออฟเซ็ทเปลี่ยนแปลงไป เรียกการเปลี่ยนแปลงนี้ว่า ดริฟท์ (Drift) คั้งนั้นขณะทำงานควรตรวจสอบด้วยว่าโอปแอมป์มีเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดมากน้อยเพียงใดเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป

9. การชดเชยความถี่ ปัญหาที่เกิดขึ้นกับโอปแอมป์ที่ใช้งานในความถี่สูงคือ การออสซิลเลต (Oscillate) ซึ่งเกิดจากอัตราขยายที่มีค่าค่อนข้างสูงของโอปแอมป์นั่นเอง และยังอาจเกิดจากการเลื่อนเฟส (Phase Shift) ณ จุดต่าง ๆ ภายในวงจรเป็นผลทำให้ไม่สามารถควบคุมอัตราขยายของสัญญาณป้อนกลับได้ วิธีแก้ปัญหาก็คือ ค่อดั้วเก็บประจุคชชให้แก่วงจร ซึ่งจะให้อัตราขยายของโอปแอมป์มีขนาดลดลง เมื่อความถี่สูงขึ้น

10. อัตราสรวู (Slew Rate) คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงสูงสุดของแรงดันเอาท์พุทเทียบกับเวลา คั้งสมการ

$$\begin{aligned} \text{Slew Rate} &= \text{การเปลี่ยนแปลงสูงสุดของแรงดันเอาท์พุท/การเปลี่ยนแปลงเวลา} \\ &= V_{out}(\text{max}) / t \end{aligned} \quad (2.3)$$

11. การตอบสนองต่อความถี่ โดยทั่วไปอัตราขยายของโอปแอมป์จะลดลง เมื่อความถี่สูงขึ้น แบนด์วิดท์ (Bandwidth) ของวงจรหมายถึง ช่วงความถี่ที่อัตราขยายมีค่า 70.7% ของอัตราขยายสูงสุด

การนำไอซีโอปแอมป์ไปใช้งานผู้ใ้ควรจะศึกษารายละเอียดของโอปแอมป์ตัวนั้นซึ่งได้จากบริษัทผู้ผลิตให้ค้เสียก่อน เพื่อป้องกันการร้ารุคเสียหาย ค่าต่าง ๆ ที่ควรรู้ได้แก่

1. แรงดันจากแหล่งจ่ายไฟ (Supply Voltage)

2. กำลังที่สูญเสียในตัวไอซี (Power Dissipation) ซึ่งแสดงกำลังสูงสุดที่อุปกรณ์สามารถปล่อยออกมา โดยที่อุณหภูมิไม่สูงจนทำให้ไอซีพัง

3. แรงดันสูงสุดระหว่างขั้วอินพุท (Differential Input Voltage)

4. แรงดันสูงสุดที่อินพุทแต่ละขั้ว (Input Voltage)

5. ความสามารถในการทนสภาวะคั้งวงจรที่เอาท์พุท

6. อุณหภูมิที่ใช้งาน

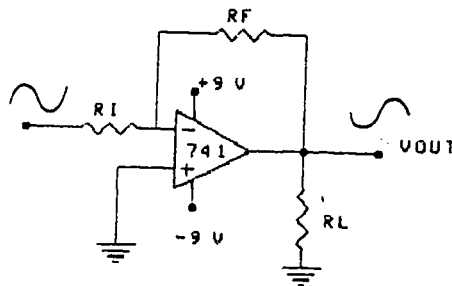
7. อุณหภูมิที่ใ้กับอุปกรณ์

8. อุณหภูมิของขาอุปกรณ์

2.7.4 การประยุกต์ใช้งาน

วงจรรขยายกลับเฟส (Inverting Amplifier)

วงจรรขยายหมายถึงวงจรที่เปลี่ยนสัญญาณอินพุตมาเป็นสัญญาณเอาต์พุตที่มีขนาดสูงขึ้น สัญญาณที่ว่านี้อาจเป็นได้ทั้งแรงดันหรือกระแส วงจรรขยายของออปแอมป์คือ วงจรที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมากและมีลักษณะการขยายเป็นเส้นตรง คือ อัตราส่วนระหว่างเอาต์พุตต่ออินพุตจะคงที่เสมอ (ในอุดมคติ)



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรรขยายกลับเฟส

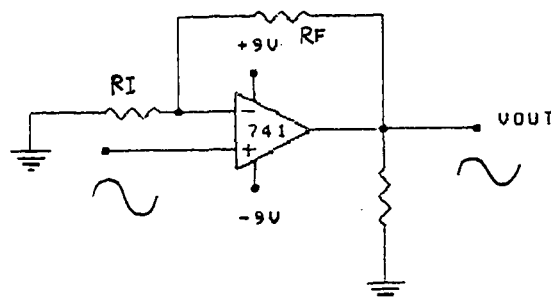
จากรูปที่ 2.13 แสดงวงจรรขยายกลับเฟสแบบมาตรฐาน ซึ่งวิธีใช้เป็นแบบลูปปิด โดยนำเอาต์พุตซึ่งกลับเฟสกับอินพุต มาป้อนเข้าที่จุดอินพุต เรียกว่า การป้อนกลับแบบลบ ผลก็คือ วงจรภายในออปแอมป์จะพยายามปรับเอาต์พุตจนกระทั่งความต่างศักย์ระหว่างอินพุตมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ จากสมการของอัตราขยายแรงดัน  $A_v$

$$A_v = V_{out} / V_{in} = -R_f / R_{in} \quad (2.4)$$

โดยที่เครื่องหมายลบแสดงการกลับเฟสของเอาต์พุตเทียบกับอินพุต

วงจรรขยายไม่กลับเฟส (Noninverting Amplifier)

วงจรรขยายไม่กลับเฟสจะแตกต่างกับวงจรรขยายกลับเฟสในแง่ของอัตราขยายและเฟสของเอาต์พุต แต่อย่างไรก็ตามอัตราขยายแรงดันของวงจรรขยายไม่กลับเฟสก็ยังคงถูกควบคุมจากอุปกรณ์ภายนอกเช่นเดิม



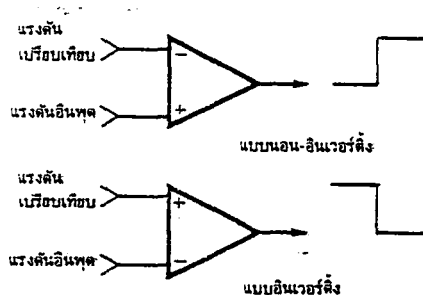
รูปที่ 2.13 แสดงวงจรรขยายไม่กลับเฟส

จากรูปที่ 2.14 แรงดันอินพุตจะถูกป้อนเข้าที่ขั้วบวก (ในขณะที่สัญญาณอินพุตในวงจรขยายกลับเฟสเข้าที่ขั้วลบ) อีกรายขยายแรงดันของวงจรมีแสดงไว้ในสมการ

$$A_v = V_{out} / V_{in} = (R_f / R_{in}) + 1 \quad (2.5)$$

### วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator)

วงจรเปรียบเทียบแรงดันเป็นวงจรเชิงเส้นที่มีสัญญาณเอาต์พุตเป็นลักษณะคิจิตอล ซึ่งมีลักษณะแค่สูงสุดหรือต่ำสุดเท่านั้น จากรูปที่ 2.15 แสดงวงจรเปรียบเทียบแรงดันเบื้องต้นทั้งสองแบบ จะเห็นว่าไม่มีตัวต้านทานป้อนกลับเพราะเราต้องการให้ออปแอมป์ขยายแบบลูปเปิดนั่นเอง ในแบบนอนอินเวอร์ติ้ง จะให้ขั้วอินเวอร์ติ้งของตัวเปรียบเทียบต่อกับแรงดันที่ต้องการให้มีการเปลี่ยนแปลงทางเอาต์พุต เมื่อแรงดันทางขั้วนอนอินเวอร์ติ้งมีค่ามากกว่าระดับแรงดันเปรียบเทียบในขั้วอินเวอร์ติ้ง เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบก็จะเปลี่ยนแปลงจากค่าต่ำสุดสู่ค่าสูงสุด การเปลี่ยนแปลงทางด้านเอาต์พุตจะเกิดขึ้นอีกครั้งเมื่อแรงดันที่ขั้วนอนอินเวอร์ติ้งมีค่าน้อยกว่าแรงดันเปรียบเทียบในขั้วอินเวอร์ติ้ง เอาต์พุตของวงจรก็จะเปลี่ยนจากค่าสูงสุดสู่ค่าต่ำสุด



รูปที่ 2.14 แสดงวงจรเปรียบเทียบเบื้องต้น

**2.8 การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก (Digital to Analog Conversion)**

**2.8.1 หลักการเบื้องต้น**

DAC ทำหน้าที่แปลงกลุ่มข้อมูลจากคอมพิวเตอร์หรือแหล่งจ่ายข้อมูลดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก ซึ่งจะออกมาในรูปของกระแสหรือความต่างศักย์ก็ได้ขึ้นอยู่กับโครงสร้างของตัว DAC เอง ต่อไปจะกล่าวถึงเรื่องพื้นฐานการแปลงข้อมูลของ DAC

**1. Resolution and Full - Scale Output**

การคำนวณความแตกต่างของระดับสัญญาณเอาต์พุต ถูกกำหนดโดยจำนวนบิตหรือสายอินพุตเข้า DAC ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$N = 2^n \tag{2.6}$$

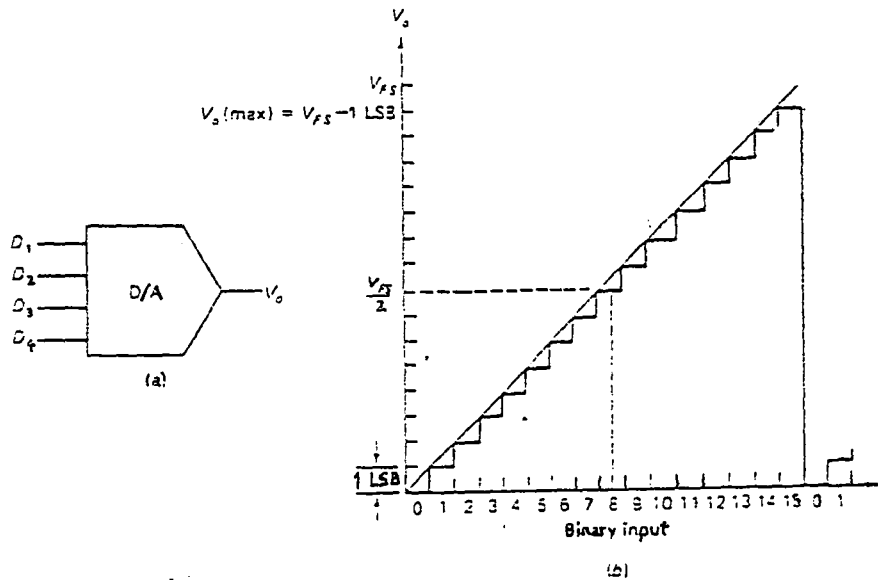
N คือ จำนวนความแตกต่างของระดับสัญญาณเอาต์พุต

n คือ จำนวนบิตที่ป้อนให้กับ DAC

จำนวนความแตกต่างระดับสัญญาณสามารถบ่งบอกถึง resolution ของ ตัว DAC ถ้า DAC มีจำนวนบิตอินพุตมาก จะทำให้มี resolution มาก หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ DAC มีความละเอียดสูง ค่า Percent Resolution หาได้จากสูตร

$$\text{Percent Resolution} = (1/2^n) \times 100\% \tag{2.7}$$

อาจกล่าวได้ว่าค่า Percent resolution คือการเปลี่ยนแปลงเอาต์พุตที่น้อยที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ของคอนเวอร์เตอร์ที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของอินพุต



**รูปที่ 2.15 DAC ขนาด 4 บิต และกราฟแรงดันเอาต์พุต**

Full - Scale output (  $V_{FS}$  ) หรือ (  $I_{FS}$  ) ซึ่งปรากฏที่เอาต์พุตของ DAC จะมีค่า Resolution จำกัดไว้ด้วยค่าไบนารี “1” ป้อนเข้า DAC ทุกอินพุต ซึ่งเอาต์พุตของมันจะไม่ถึงค่าระดับ Full - Scale Output ในทางอุดมคติ ตัวอย่าง DAC ขนาด 4 บิต ถ้าเราค่อย ๆ เพิ่มไบนารีอินพุตให้กับ DAC ที่ละขั้น โดยเริ่มจากศูนย์เราจะได้เอาต์พุตเป็นกราฟขั้นบันไดครึ่งรูปที่ 2.16 ซึ่งมีระดับแรงดัน 16 ระดับที่แตกต่างกัน รวมค่าศูนย์ด้วย การเปลี่ยนแปลงน้อยที่สุดที่เกิดที่เอาต์พุตคือ 1LSB หรือ 1ขั้นดังแสดงในรูปที่ 2.16 ขนาดของค่า LSB จะคงที่ตลอดช่วงการเพิ่มของเอาต์พุตแต่ละขั้น จากรูปจะเห็นว่าช่วงห่างระหว่างขั้นบันได คือค่า 1 LSB จะคงที่ตลอด ค่า LSB มีความสัมพันธ์กับ full - scale voltage (  $V_{FS}$  ) ดังนี้

$$\text{STEP SIZE} = 1\text{LSB} = V_{FS}/2^n \quad (2.8)$$

จากสมการดังกล่าวจะใช้เป็นตัวกำหนดเอาต์พุตโวลต์เดทของ DAC สำหรับค่าไบนารีที่ป้อน จะเห็นว่าเมื่อมีการเพิ่มค่าหรือลดค่าที่อินพุต เอาต์พุตโวลต์เดทก็จะเพิ่มหรือลดค่าตามไปด้วย Resolution ของ DAC จะเป็นตัวกำหนดค่าความถูกต้องกล่าวได้ว่า ถ้า DAC มีความละเอียดมากก็จะแปลงข้อมูลให้มีความถูกต้องมากขึ้น

## 2. Accuracy

ความถูกต้องและความละเอียดนั้นไม่เหมือนกันเช่น DAC 16บิต ซึ่งมีความละเอียดสูง (1/65,536 ส่วน) แต่ไม่จำเป็นว่าจะให้เอาต์พุตที่ถูกต้องตามค่าอินพุตที่ป้อนให้ ที่เงื่อนไขปกติ เอาต์พุตของ DAC มีความถูกต้อง +1/2 LSB (คอนเวอร์เตอร์บางตัวอาจมีความถูกต้องถึง +1/4 LSB ) แต่อย่างไรก็ตามยังมีตัวแปรอื่นอีกที่ทำให้เกิดความผิดพลาดในการแปลงข้อมูลของวงจร DAC อันเป็นสาเหตุให้เกิดการเบี่ยงเบนไปจากอุดมคติ สาเหตุที่ทำให้เกิดความผิดพลาดจากรูปที่ 2.17 จะแสดงถึงผลของความผิดพลาดต่าง ๆ บน Transfer characteristics ของ DAC DAC ที่สมบูรณ์จะต้องมีความเป็นเชิงเส้นและต่อเนื่อง ค่า Absolute error ของ DAC กำหนดโดยสมการ

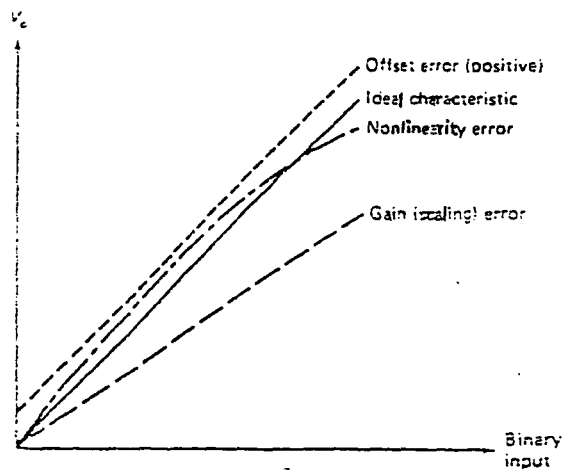
$$e_{abs} = Y - X \quad (2.9)$$

โดย Y คือ เอาต์พุตที่คาดหวัง

X คือ เอาต์พุตที่ออกมาจริง

ความผิดพลาดต่างๆ จะส่งผลกระทบต่อความถูกต้องในการแปลงข้อมูลของ DAC ความผิดพลาดของเอาต์พุตอาจถูกแสดงในเทอม

$$e_{rel} = e_{abs}/Y \quad (2.10)$$



รูปที่ 2.16 กราฟแสดงความผิดพลาดต่าง ๆ

3. Offset error

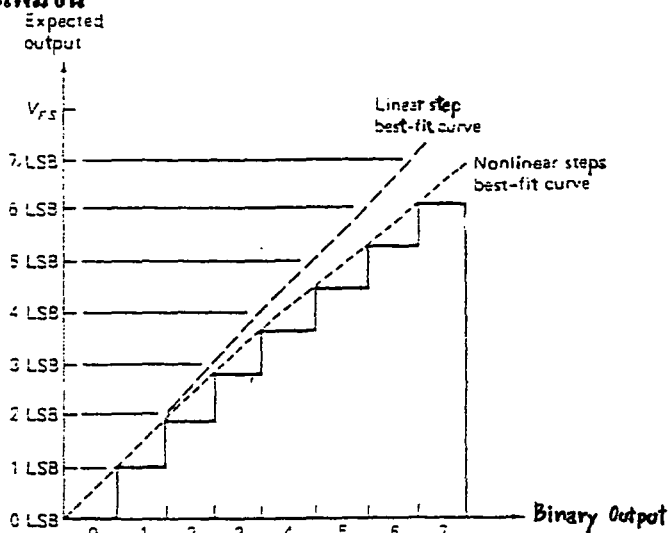
offset error เป็นสาเหตุที่ทำให้เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ไม่เป็นศูนย์เมื่อไบนารีอินพุตเป็นศูนย์หมด ซึ่งจะทำให้เกิดการเลื่อนของเอาต์พุต อาจมากกว่าหรือน้อยกว่าค่าที่คาดหวังตามค่าไบนารีอินพุต

4. Gain error

gain error จะทำให้ขนาดขั้นเอาต์พุตซึ่งอาจจะมากกว่าหรือน้อยกว่าค่า LSB ก็ได้ ทำให้ค่าเอาต์พุตที่ได้เบี่ยงเบนไปจากค่าที่คาดหวังตามไบนารีอินพุต ดังนั้น absolute error เพิ่มขึ้นตามค่าเอาต์พุตที่เพิ่มขึ้น

5. Linearity error

error ชนิดนี้เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของ DAC เอง ทำให้ transfer characteristic ของ DAC ที่สมบูรณ์ไม่เป็นเส้นตรง นั่นคือเอาต์พุตไม่เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นของไบนารีอินพุต DAC โดยความเป็นจริงแล้วมีความไม่เป็นเชิงเส้นอยู่แล้ว เพราะค่า resolution ที่จำกัดค่า ซึ่งทำให้เอาต์พุตมีลักษณะเป็นขั้นบันไดแบบไม่ต่อเนื่อง การเปลี่ยนแปลงขุมทุมิตั้งภายในและภายนอก DAC เป็นสาเหตุหลักของความไม่เป็นเชิงเส้น รูปที่ 2.18 เป็นผลความไม่เป็นเชิงเส้นของ DAC 3 บิต ในรูปนี้ gain ของวงจรจะเพิ่มขึ้น

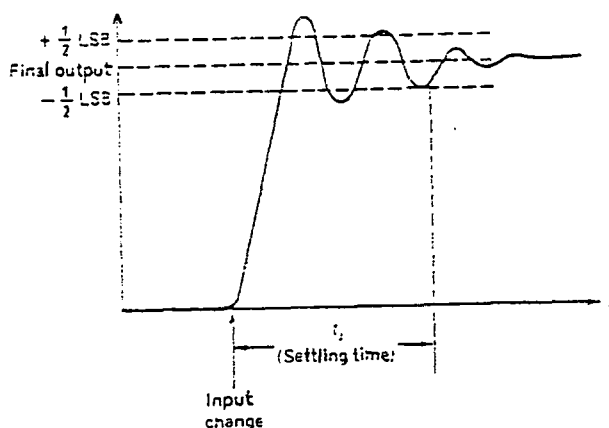


รูปที่ 2.17 แสดงกราฟแสดงความไม่เป็นเชิงเส้น

## 6. Settling Time

DAC จะตอบสนองด้วยค่าอินพุตทันทีทันใด แต่ในทางปฏิบัติ DAC ต้องใช้เวลาในการเปลี่ยนเอาต์พุตให้ใกล้เคียงค่าในช่วงที่อมรับได้ ซึ่งเวลานี้เรานี้เรียกว่า settling time ของคอนเวอร์เตอร์ settling time นี้ จะเป็นตัวกำหนดเวลาที่คอนเวอร์เตอร์แปลงค่าภายใน  $+1/2$  LSB (หรือให้ค่าเอาต์พุต 99.5%) ในกรณีที่แย่ที่สุดคือการแปลงค่าจากค่าต่ำสุด ไปยังค่าสูงสุด DAC ต้องใช้เวลา settling time สูงสุด จากรูปที่ 2.19 แสดงถึงค่า settling time ค่าสุดท้ายจะต้องอยู่ในช่วง  $+1/2$  LSB ส่วนที่ overshoot จาก  $+1/2$  LSB แสดงว่าระบบเกิด underdamp

settling time จะจำกัดค่าอัตราการแปลงของ DAC เช่น DAC มี settling time 1 ms เพื่อที่จะให้ DAC แปลงค่าให้ค่าเอาต์พุตต้องใช้เวลาช่วงหนึ่ง หมายความว่าค่าอินพุตที่ป้อนให้กับ DAC ต้องค้างไว้อย่างน้อย 1 ms เพื่อรอให้ DAC แปลงได้ทัน



รูปที่ 2.18 กราฟแสดง settling time

### 2.8.2 D/A Conversion circuit

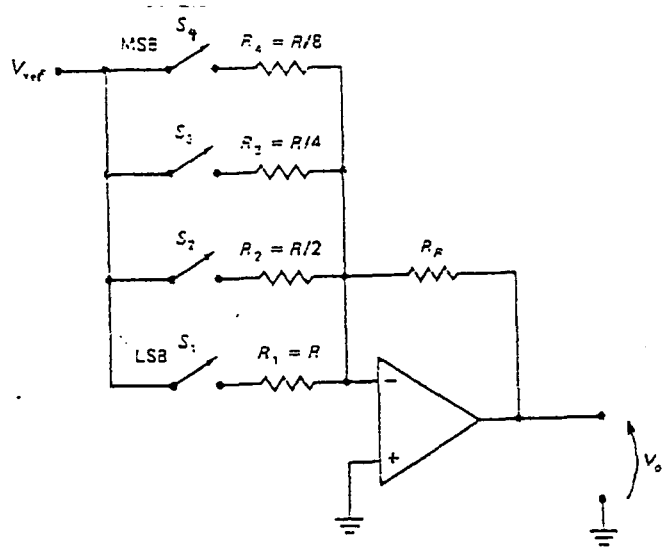
วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกเป็นวงจรที่ต่อจากไอซีหรือจะใช้อปแอมป์ก็ได้

#### 1. Weighted Resistor Summing DAC

เป็น DAC ที่ง่ายแบบหนึ่ง หัวใจการทำงานอยู่ที่ summing amp เช่น DAC 4 บิต แสดงดังรูปที่ 2.20 ตัวต้านทานถูกเลือกตามค่าน้ำหนัก เริ่มจาก LSB ในแต่ละอินพุตที่ต่อเนื่องถูกขยายสองครั้ง มากกว่าที่ตัวขยายก่อนหน้า ดังนั้นตัวขยายจะสัมพันธ์กับอินพุตสัมพัทธ์กำลังสอง การประยุกต์ใช้วิธีการวิเคราะห์ที่อปแอมป์ใน summing DAC นี้จะให้เอาต์พุตเป็นแรงดัน

$$V_o = -V_{REF} ( D_1 R_F / R_1 + \dots + D_n R_F / R_n ) \quad (2.11)$$

โดยที่  $D_1, D_2, \dots, D_n$  แสดงสถานะของสวิตช์ ( 0 คือเปิด 1 คือปิด )

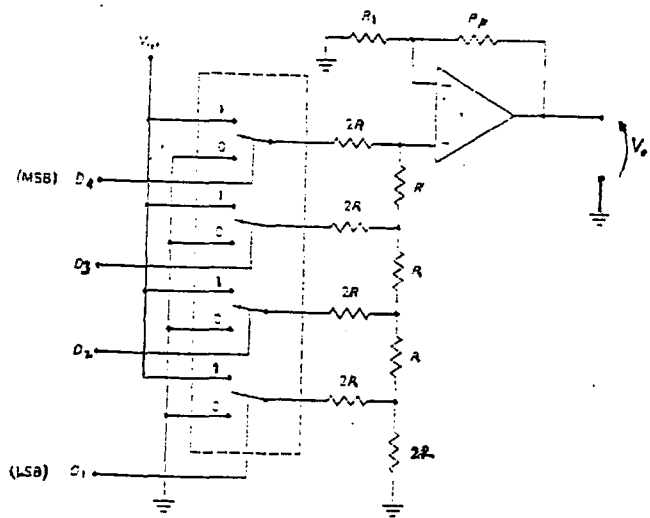


รูปที่ 2.19 แสดงวงจร DAC ขนาด 4 บิต ใช้วงจร summing amp

2. R - 2R Ladder DAC

เป็น DAC ที่นิยมใช้กันมาก ข้อได้เปรียบของวงจรนี้กับ summing amp ก็คือ จะมีตัวต้านทานที่ค่าแตกต่างกันเพียง 2 ค่า ในแต่ละอินพุตไบนารี เพราะว่าตัวต้านทานแตกต่างกันแค่ แฟกเตอร์ของ 2 จึงทำให้ผลทางอุณหภูมิก่อให้เกิดความเสี่ยงกัน สมการที่ 2.12 แสดงค่าเอาต์พุตของ 4 บิต R - 2 R ladder

$$V_o = ( V_{REF} ) [1+(R_1/R_1)](D_4/2 + D_3/4 + D_2/8 + D_1/16) \tag{2.12}$$



รูปที่ 2.20 แสดงวงจร DAC ขนาด 4 บิต R - 2R ladder

อย่างไรก็ตามการเพิ่มความละเอียดให้กับ DAC จำเป็นต้องใช้ ออปแอมป์อย่างดี พิจารณา DAC 4 บิตด้วย  $V_{FS} = 10\text{ V}$  ความถูกต้อง + 1/2 LSB หรือเอาต์พุตต้องอยู่ในช่วง 312.5 mV ของ

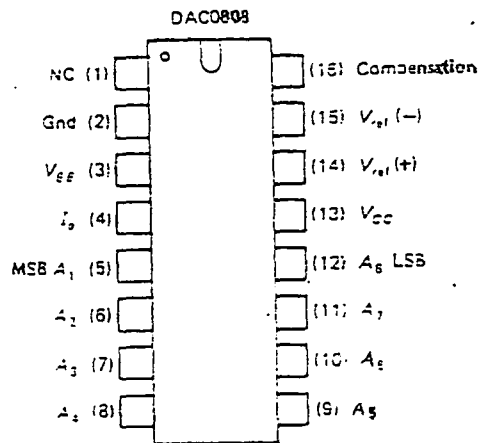
ค่าที่คาดหวังไว้ ซึ่งความถูกต้องทั้งหมดขึ้นอยู่กับความสามารถของออปแอมป์ และในกรณี DAC 16 บิตที่มีความถูกต้อง  $+1/2$  LSB และ  $V_{FS} = 10$  V เาท์พุทต้องอยู่ในช่วง  $76.29 \mu V$  ของค่าที่คาดหวังไว้ ซึ่งค่าความถูกต้องขนาดนี้ต้องใช้ออปแอมป์ที่ตีมากซึ่งมีราคาแพง สิ่งเหล่านี้เป็นส่วนสำคัญในวงจร DAC

3. Monolithic DAC

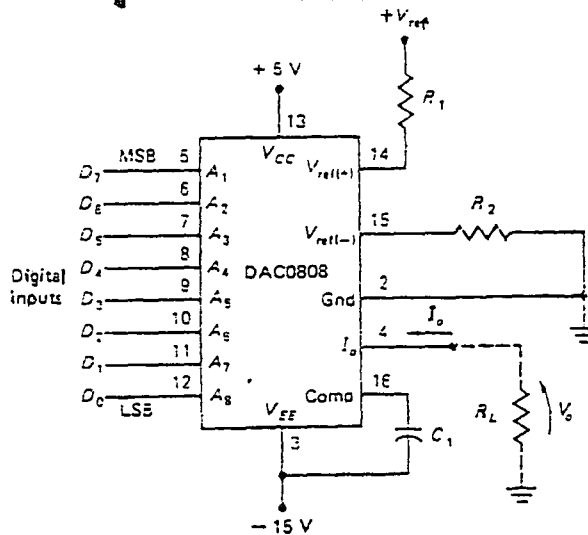
เป็น DAC ที่นิยมใช้กันมากเนื่องจากมีราคาไม่แพงเมื่อเทียบกับ DAC ที่แยกอุปกรณ์เดี่ยว ๆ และประสิทธิภาพการแปลงสัญญาณดีกว่า มีความละเอียดให้เลือกมากกว่า monolithic DAC ขนาด 6 , 8, 10, 12 บิต และยังมี DAC อีกแบบคือ hybrid converter ซึ่งนิยมใช้พอสมควรแต่มีราคาแพงเหมาะกับงานที่ต้องการความแม่นยำสูง เช่น เครื่องมือวัด เครื่องมือทางการแพทย์ เป็นต้น

2.8.3 ไอซีตระกูล DAC 0808

DAC 0808 ,DAC0807 และ DAC 0806 เป็นไอซีขนาด 8 บิต มีการควบคุมการทำงานเหมือนกัน รูปที่ 2.22 แสดงตำแหน่งขาไอซี DAC 0808 / 7 / 6



รูปที่ 2.21 แสดงตัวถัง DAC 0808



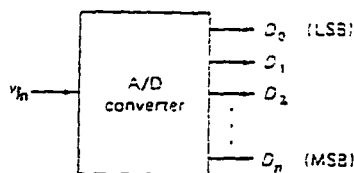
รูปที่ 2.22 แสดงวงจร DAC ขนาด 8 บิต

ไอซีทั้งสามนั้นแตกต่างกันแค่ความถูกต้องในการแปลงข้อมูลดังนี้

- DAC 0808 คือ DAC ขนาด 8 บิต มีความถูกต้องในการแปลง  $+1/2$  LSB
- DAC 0807 คือ DAC ขนาด 7 บิต มีความถูกต้องในการแปลง  $+3/4$  LSB
- DAC 0806 คือ DAC ขนาด 6 บิต มีความถูกต้องในการแปลง  $+1$  LSB

## 2.9 การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล (Analog to digital conversion)

ในปัจจุบันคอมพิวเตอร์และระบบดิจิทัลถูกนำมาใช้ในการวิเคราะห์และในขบวนการทางสัญญาณซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องเช่น สัญญาณเสียง ดิจิตอลโวลท์มิเตอร์ คือตัวอย่างของอุปกรณ์ที่มีขบวนการนำอนาลอกโวลท์เคห์ไปทำการคำนวณและแสดงค่าทางจอภาพในรูปแบบตัวเลขดิจิทัล



รูปที่ 2.23 แสดงบล็อกโคอะแกรมพื้นฐานของ ADC

### 2.9.1 A/D conversion fundamentals

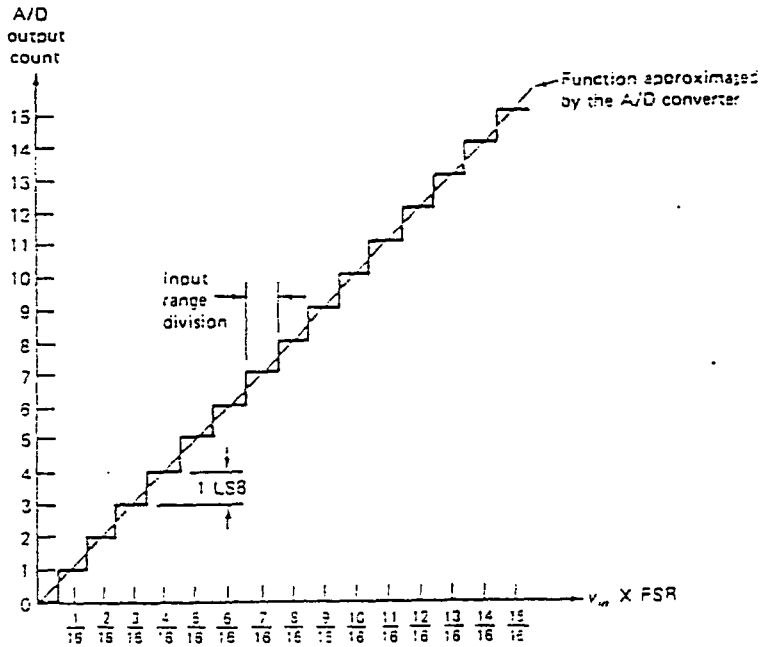
บล็อกโคอะแกรมพื้นฐานของ ADC แสดงในรูปที่ 2.24 หน้าที่ของ ADC คือ การนำค่าสัญญาณอนาลอกบางค่านำไปเข้าขบวนการควอนไทซ์ ให้เอาท์พุทออกมาเป็นดิจิทัล โดยปกติจะเป็นข้อมูลแบบไบนารี และเหมือนกับ DAC คือ จำนวนบิตของเอาท์พุท ADC จะแสดงถึงความละเอียดในการแปลงและความถูกต้อง

#### 1. Full - Scale Range

ในรูปที่ 2.25 แสดง transfer characteristics ที่เกิดจาก ADC 4 บิต ADC 4 บิตจะสามารถสร้างสัญญาณเอาท์พุทได้ 16 ค่า

สัญญาณที่ป้อนให้กับ ADC ต้องมีค่าอยู่ในช่วงที่เหมาะสม เช่น 0-10 โวลท์ ค่าสัญญาณเข้ามาทดสอบกับค่าสัญญาณเข้าต่ำสุด คือค่า span ของอินพุท (ซึ่งจะถูกแปลงไปอยู่ในรูปอื่น) ถูกเรียกว่า full - scale range สัญญาณเข้า ADC จะถูกแบ่งออกเป็น  $2^n$  ค่า โดยที่  $n$  คือจำนวนบิตของ ADC

$$\text{Input Range Division} = \text{LSB} = \text{FSR} / 2^n \quad (2.13)$$



รูปที่ 2.24 กราฟแสดงเอาต์พุตจาก ADC

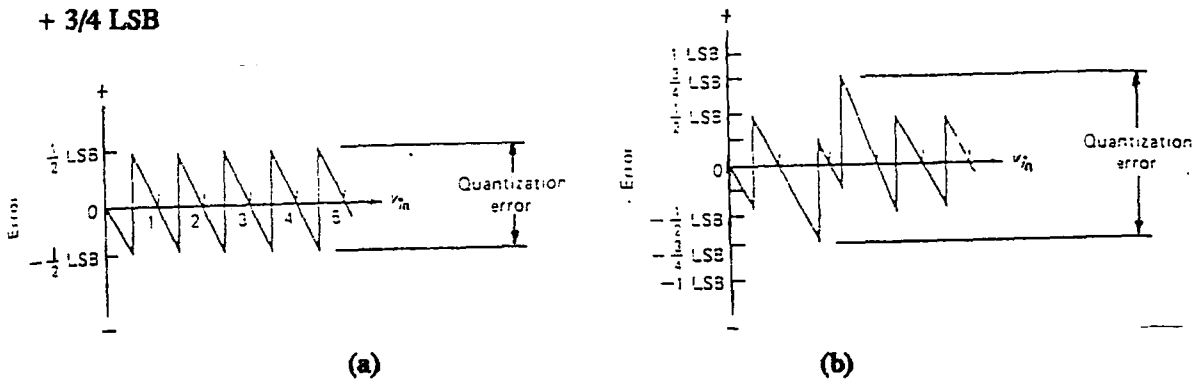
เอาต์พุตที่ได้จาก ADC โดยปกติแล้วจะอยู่ในรูปไบนารีคือ 8-4-2-1 ในรูปที่ 2.25 แกนนอนของกราฟ transfer function อยู่ใน scale เศษส่วนของ FSR คล้ายกรณี ADC error specification

ADC จะทำการรุ่มตัวอย่างอย่างสัญญาณอนาลอกซึ่งจากขบวนการนี้อาจทำให้เกิดความผิดพลาดได้ ซึ่งจะแสดงรูปแบบความผิดพลาดต่าง ๆ ดังนี้

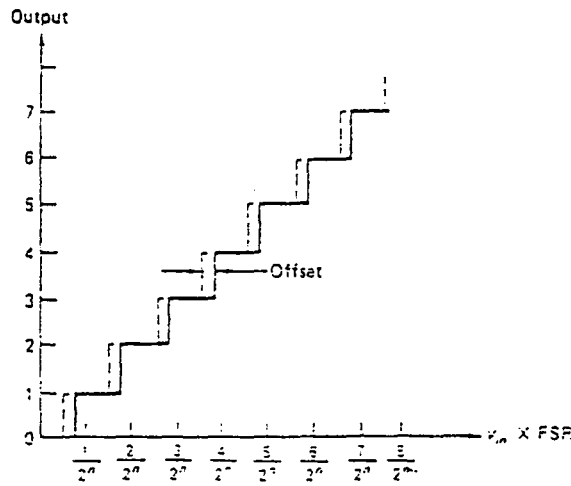
2. Quantization error

เนื่องจากความผิดพลาดของบิตที่เอาต์พุตของ ADC ทำให้เกิดความไม่แน่นอนกับค่าที่แท้จริงของอินพุต quantization error หรือ quantization noise ซึ่งเราต้องเจอกับ error ชนิดนี้แน่นอน ADC บางตัวจะมีค่าดังกล่าวอย่างน้อย  $+1/2$  LSB ในรูปที่ 2.26 (a) แสดงกราฟของ quantization error กับอินพุต โวลต์เดทสำหรับ ADC ที่มีความถูกต้อง  $+ 1/2$  LSB

ADC ที่มีความละเอียดสูง ๆ จะทำให้มีค่า quantization error  $+ 1/2$  LSB ได้ยาก รูปที่ 2.26 (b) แสดงกราฟของ ADC ที่มีค่า quantization error  $+ 1/2$  LSB โดยทั่วไปแล้วตำแหน่งค่าของความผิดพลาดสำหรับ ADC แต่ละตัวจะเป็นค่าแบบสุ่ม ดังนั้นเราต้องสมมติว่าสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าไปสัมพันธ์กับค่าเอาต์พุต ซึ่งอาจจะมีค่าความผิดพลาดมากเท่ากับ  $+ 3/4$  LSB



รูปที่ 2.25 กราฟแสดง quantization error



รูปที่ 2.26 กราฟแสดง offset error

ในขบวนการทางสัญญาณบางครั้งจำเป็นต้องแสดงค่า quantization noise เป็นแบบ dB เรียกว่า Signal - to - Quantization - Noise Ratio (SQNR) ดังสมการ

$$SQNR = 20 \log [FSR(V) / LSB(V)] \quad \text{dB} \quad (2.14)$$

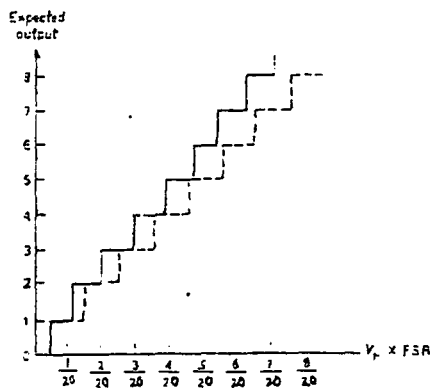
ตัวอย่างเช่น ADC 6 บิตมีค่า SQNR = 36 dB จะเขียนแสดงเป็น SQNR = 36<sub>n</sub> dB โดยที่ n คือ จำนวนบิตของเอาต์พุต

### 3. Offset error

offset error เกิดขึ้นเนื่องมาจากโครงสร้างของ ADC ค่า error นี้จะเป็นผลทำให้เกิดการเลื่อนของช่องอินพุตที่ไม่ตรงรอยกันดังแสดงในรูปที่ 2.27 ซึ่งจะแสดงผลของ positive effect บน transfer characteristic ของ ADC เส้นประจะแสดงค่า transfer characteristic ของคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มี offset

### 4. Gain error

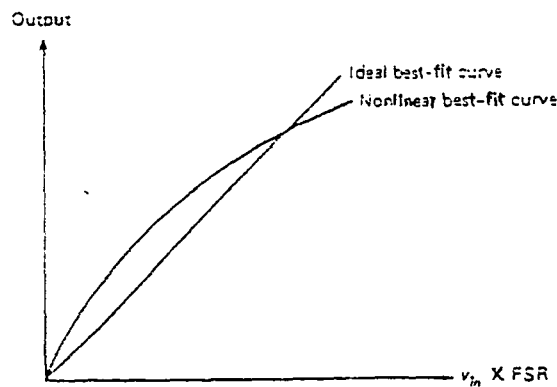
gain error จะทำให้ไบนารีเอาต์พุตไม่สัมพันธ์กับค่าอินพุตโดยเศษส่วนของ FSR ของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งจะแสดงดังกราฟรูปที่ 2.28 เส้นประจะแสดงค่า transfer characteristic ในอุดมคติ gain error จะมีผลอย่างยิ่งถ้าคอนเวอร์เตอร์มี gain สูง ซึ่งจะทำให้ FSR มีค่าต่ำกว่าค่าที่ควรจะเป็น หรือ FSR มีค่ามากกว่าค่าที่ควรจะเป็นถ้าคอนเวอร์เตอร์มี gain ต่ำ ๆ



รูปที่ 2.27 กราฟแสดง gain error

### 5. Nonlinearity error

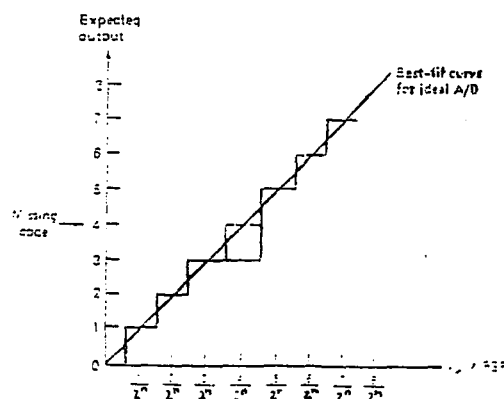
ความไม่เป็นเชิงเส้นเป็นผลใน best - fit curve บน transfer characteristic ซึ่งจะพืดัดการเบี่ยงเบนไปจากเส้น linear ดังแสดงในรูปที่ 2.29 จะเห็นว่าความไม่เป็นเชิงเส้น  $+ 1/2$  LSB ที่ซึ่งมีมากับ ADC อยู่แล้วมิได้นำมาพิจารณาด้วยในกราฟรูปนี้ สาเหตุที่เกิดความไม่เป็นเชิงเส้นอาจจะเกิดจากการเปลี่ยนค่า offset หรือ gain ตามค่าการเปลี่ยนแปลงของอินพุต



รูปที่ 2.28 กราฟแสดง nonlinearity error

### 6. Differential nonlinearity

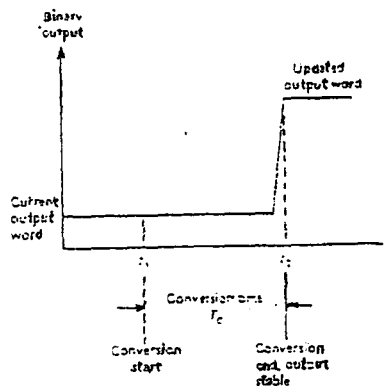
เป็นความแตกต่างระหว่างช่วงอินพุตตามทฤษฎีกับค่าจริง ADC ที่มีความถูกต้อง  $+ 1/2$  LSB และ differential nonlinearity น้อยกว่า 1 LSB คอนเวอร์เตอร์ที่มีความถูกต้องน้อยกว่า  $+1/2$  LSB เช่น  $+3/4$  LSB มี differential nonlinearity มากกว่า 1 LSB ในทอมของ transfer characteristic ดังรูปที่ 2.30 มันควรจะเกิดขึ้นได้ กรณีที่สอง ช่วงอินพุตจะถูกแยกโดยค่าช่วงอินพุตตรงกลางสามารถ overlap กันผลอันนี้ทำให้เกิดการนับข้ามค่าบางค่าไปที่เอาท์พุตดังรูปที่ 2.30 ถ้า ADC ไม่มีการเกิด missing code แล้วแสดงว่า ADC นั้นมีค่า differential nonlinearity น้อยกว่า 1 LSB



รูปที่ 2.29 กราฟแสดง differential nonlinearity

2.9.2 Conversion Time

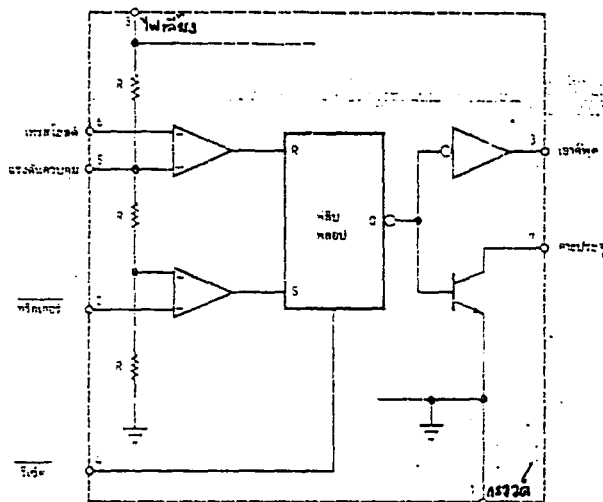
ในทางปฏิบัติแล้ว ADC ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการแปลงข้อมูลเรียกช่วงเวลานั้นว่า conversion time ( $T_c$ ) ดังรูปที่ 2.31 ADC แต่ละตัวมีค่า  $T_c$  ไม่เท่ากัน ค่า  $T_c$  นี้ จะเป็นตัวกำหนดคุณภาพของ ADC ส่วนกลับของ conversion time คือ conversion rate



รูปที่ 2.30 กราฟแสดง conversion time

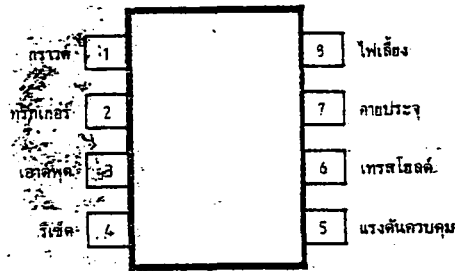
2.10 Integrated circuit No. 555

ไอซี 555 เป็นไอซีที่มีประวัติการใช้งานมากกว่า 20 ปี สามารถนำไปใช้งานในวงจรโมโนสเตเบิลหรือวงจรรอสเตเบิล จุดเด่นของไอซี 555 ที่เป็นที่ยอมรับกันอย่างแพร่หลายก็คือ ราคาไม่แพงจนเกินไป และการรวมเอาวงจรย่อย ๆ ที่ทำให้ ไอซี 555 มีคุณลักษณะเฉพาะตัวที่น่าสนใจ จากรูปที่ 2.32 ซึ่งแสดงถึงโครงสร้างภายในตัวไอซี จะเห็นว่าประกอบไปด้วยวงจรทั้งที่เป็นดิจิทัล (วงจรรอสเตเบิล) และวงจรรอนาล็อก (วงจรรีโอบเทียม) นอกจากนี้ยังมีอุปกรณ์อื่น ๆ รวมด้วยอีกมากมาย



รูปที่ 2.31 โครงสร้างพื้นฐานภายในตัวไอซี 555

เมื่อเราพิจารณาโครงสร้างของไอซีแล้ว จะเห็นว่าตัวมันสามารถจ่ายกระแสสูงและใช้ได้กับไฟเลี้ยงในช่วงกว้าง ๆ รายละเอียดของการจัดขาไอซี 555 แสดงไว้ในรูปที่ 2.33

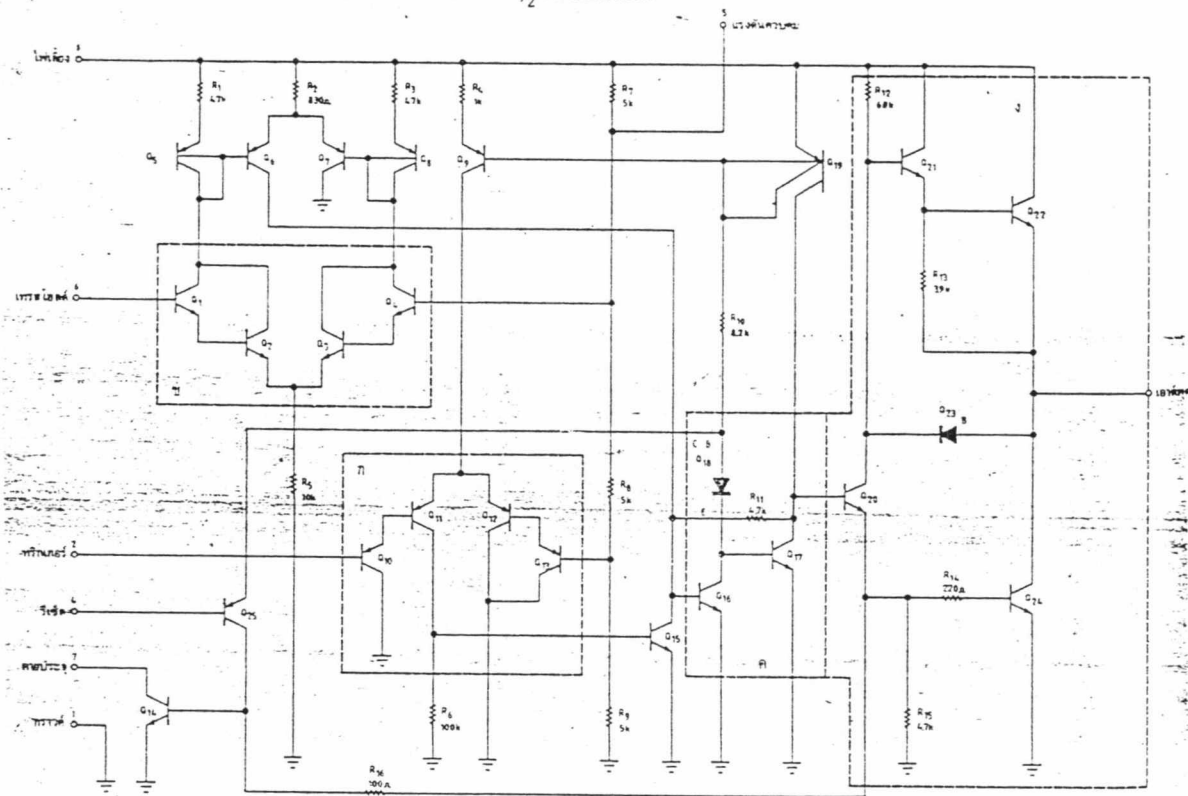


รูปที่ 2.32 แสดงการจัดขาไอซี 555

### 2.10.1 หลักการทำงานเบื้องต้น

เมื่อพิจารณาแผนผังภายในตัวไอซี 555 ตามรูปที่ 2.34 จะเห็นว่าภายในตัวไอซีประกอบด้วยอุปกรณ์มากมายเช่น วงจรเปรียบเทียบแบบเทริกเกอร์ (กรอบ ก.) และวงจรเปรียบเทียบแบบเทรสเตอร์ (กรอบ ข.) แต่ละกรอบจะทำงานด้วยวงจรขยายแบบคิฟเฟอร์เนี่ยล ในสภาวะปกติ  $Q_{15}$  และ  $Q_{16}$  จะอยู่ในสภาวะเปิดวงจร ในขณะที่  $Q_{16}$  และ  $Q_{20}$  นำกระแส เมื่อสัญญาณเทริกเกอร์ลดต่ำกว่า  $1/3$  ของแรงดันไฟเลี้ยง  $Q_{10}$ ,  $Q_{11}$  และ  $Q_{15}$  จะเริ่มนำกระแสทำให้  $Q_{16}$  และ  $Q_{17}$  เริ่มนำกระแสโดยผ่าน  $R_{10}$  และไดโอด  $Q_{18}$  และเมื่อสัญญาณกระตุ้นเพิ่มขึ้นอีกครั้งหนึ่ง  $Q_{15}$  ก็จะหยุดนำกระแส แต่ไม่มีผลต่อ  $Q_{16}$  เนื่องจากมีการนำกระแสผ่าน  $R_{11}$  โดยปกติแรงดันเทรสเตอร์จะสูงกว่า  $2/3$  ของแรงดันไฟเลี้ยง ทำให้  $Q_1$  และ  $Q_2$  นำกระแส กระแสคอลเลคเตอร์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะถูกขยายโดย  $Q_3$  และ  $Q_4$  ทำให้  $Q_{16}$  เริ่มนำกระแสอีกครั้งหนึ่ง และ  $Q_{17}$  จะหยุดนำกระแสหรืออาจกล่าวได้ว่าถึงแม้ที่ขาเทรสเตอร์และขาเทริกเกอร์จะถูกกระตุ้น วงจรไบสแตเบิลก็ยังถูกรีเซต เนื่องจากกระแสคอลเลคเตอร์ของ  $Q_6$  ถูกจำกัดเอาไว้ด้วย  $R_2$  ทำให้  $Q_{15}$  คิงขาเบสของ  $Q_{16}$  ลงกราวด์ได้มากกว่าที่  $Q_6$  คิงขึ้นไปเข้ากับแรงดันไฟเลี้ยง เราสามารถที่จะรีเซตวงจรไบสแตเบิลได้โดยการป้อนสัญญาณระดับต่ำเข้าที่ขาเรเซต ซึ่งจะทำให้  $Q_{23}$  นำกระแส คังนั้นจะไม่มีการขับกระแสเบสของ  $Q_{17}$  จากนั้นจะมีแรงดันคคกรอม  $Q_{18}$  เพิ่มขึ้น ในระหว่างที่ทำการเรเซตอยู่นั้น แรงดันที่ขาเบสของ  $Q_{17}$  จะลดต่ำลงพอที่จะทำให้ตัวเองหยุดนำกระแส เมื่อวงจรไบสแตเบิลอยู่สภาวะรีเซตทรานซิสเตอร์ที่เอาท์พุท คือ  $Q_{20}$  และ  $Q_{24}$  ก็จะนำกระแสโดยผ่านทาง  $R_{16}$  และ  $Q_{14}$

SCHEMATIC 555 OR 1/2 556 DUAL TIMER

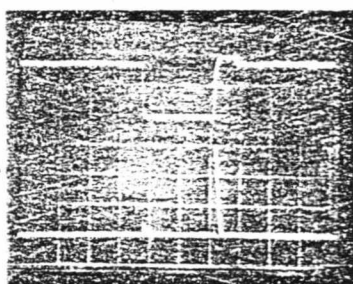


ความดันที่หัวพินเป็นโวลต์

- ก - วงจรเบี่ยงเบนแบบพริกเกอร์
- ข - วงจรเบี่ยงเบนแบบเรทซ์
- ค - วงจรไบสแตเบิล
- ง - วงจรขยายกำลัง

รูปที่ 2.33 รายละเอียดของแผนผังวงจรภายในไอซี 555

โดยปกติแล้วไอซี 555 จะดึงกระแสสูงในช่วงระยะเวลาสั้น ๆ เมื่อเอาท์พุทเปลี่ยนระดับ จากต่ำไปเป็นสูง ที่เป็นเช่นนี้ก็เนื่องมาจาก Q<sub>24</sub> จะถูกขับให้อิ่มตัวในช่วงเวลาสั้น ๆ และจะใช้เวลาชั่วขณะหนึ่งเพื่อหยุดนำกระแส ต่อมา Q<sub>21</sub> และ Q<sub>22</sub> ก็จะนำกระแสอย่างรวดเร็วในช่วงเวลาสั้น ๆ โดยไม่มีการจำกัดกระแส ทำให้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงถูกดึงจนจรชั่วขณะ ด้วยเหตุนี้การใช้ไอซี 555 จึงต้องคำนึงถึงปัญหานี้ด้วย แต่ในกรณีที่เอาท์พุทเปลี่ยนจากระดับสูงเป็นต่ำจะไม่มีผลต่อไฟเลี้ยงวงจรนี้ เนื่องจาก Q<sub>21</sub> และ Q<sub>22</sub> มิได้ถูกขับให้อิ่มตัว ดังนั้นช่วงเวลาในการเปลี่ยนสภาวะกับลักษณะเปิดวงจรจะสั้นกว่าเมื่อเทียบกับ Q<sub>24</sub>



รูปที่ 2.34 ไอซี 555 จะดึงกระแสสูงในช่วงสั้น ๆ เส้นกราฟด้านล่าง แสดงส่วนกลับของแรงดันแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง

2.10.2 การใช้งาน

ไอซี 555 โดยส่วนใหญ่จะถูกนำไปใช้งานในวงจรโมโนสเตเบิลหรืออะสเตเบิล ช่วงเวลาของพัลส์จะถูกกำหนดด้วยเวลาที่ใช้ในการประจุตัวเก็บประจุจาก 0 โวลต์ถึง  $2/3$  ของแรงดันไฟเลี้ยง โดยทั่วไปแล้วแรงดันประจุ  $V_C$  จะถูกประจุผ่าน  $R$  จากแหล่งจ่ายไฟ  $V_{CC}$  จนมีแรงดันเท่ากับ  $2/3 V_{CC}$  เมื่อ

$$V_C(t) = V_{CC} (1 - e^{-t/R_C}) \tag{2.15}$$

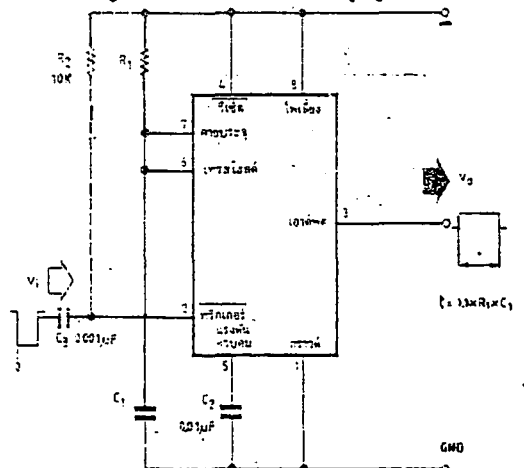
$$\begin{aligned} \text{โดยที่ } \tau &= (-\log e^{1/3})R_C \\ &= 1.1 R_C \end{aligned}$$

แรงดันที่ถูกประจุนี้จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานี้ (monotime) และพัลส์ที่มากกระตุ้นก็จะสั้นกว่าช่วงเวลานี้ ถ้าพัลส์ที่มากกระตุ้นยิ่งกว้างก็จะส่งผลให้ช่วงเวลานี้กว้างด้วย แต่สามารถแก้ไขได้โดยการใช้อิทธิพลผ่านแบบสัญญาณไฟสลับ(โดยการเพิ่ม  $R_2, C_2$  และให้  $(R_2 \cdot C_2)$  น้อยกว่า  $(R_1 \cdot C_1)$  และถ้าเราต้องการเปลี่ยนวงจรอะสเตเบิลก็เพียงแต่ทำให้ตัวไอซีสามารถทำการกระตุ้นตัวเองได้ ตัวเก็บประจุ  $C_1$  จะถูกประจุโดย  $R_1$  และ  $R_2$  จนมีแรงดันเท่ากับ  $2/3 V_{CC}$  ในช่วงเวลา  $t_1$  โดย  $t_1 = 0.694 (R_1 + R_2) C_1$  เมื่อถึงช่วงเวลาของการคายประจุของ  $C_1$  จะผ่าน  $R_2$  เท่านั้น ดังนั้นช่วงเวลาของการคายประจุ  $t_2 = 0.694 R_2 C_1$  ซึ่งก็หมายความว่าแรงดันบนตัวเก็บประจุจะเปลี่ยนไปมาระหว่าง  $1/3 V_{CC}$  ถึง  $2/3 V_{CC}$  ช่วงเวลาทั้งหมดคำนวณได้จาก

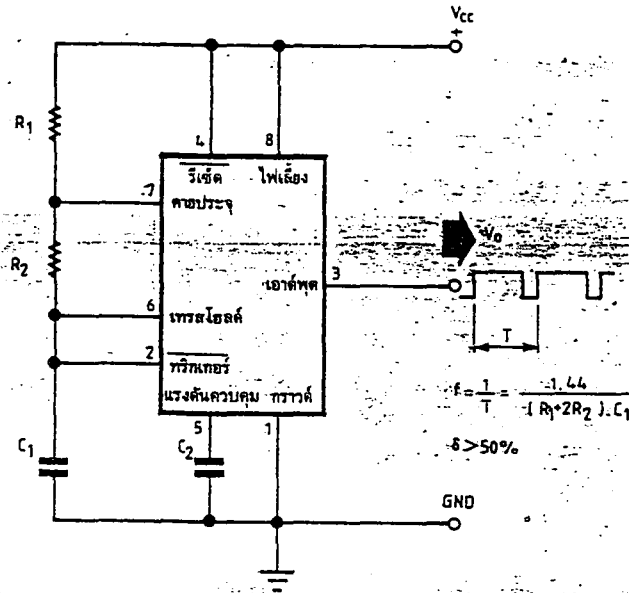
$$\begin{aligned} T &= t_1 + t_2 \\ &= 0.694 (R_1 + 2R_2) C \end{aligned} \tag{2.16}$$

$$\begin{aligned} \text{และค่าความถี่เอาต์พุต}(F_0) &= 1 / T \\ &= 1.44 (R_1 + 2R_2) C \end{aligned}$$

เมื่อเราจ่ายไฟให้แก่วงจรครั้งแรกหรือเมื่อให้อินพุตที่รีเซ็ตเป็นระดับสูง  $C$  จะเริ่มประจุจากศูนย์ โวลต์ ดังนั้นช่วงเวลาของพัลส์แรกจะเท่ากับ  $1.1R_1C_1$



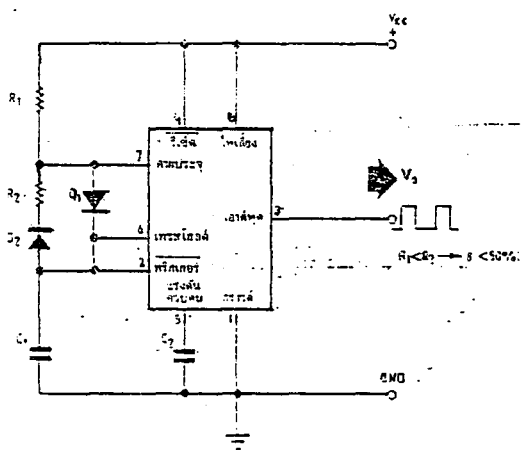
รูปที่ 2.35 การใช้ไอซี 555 เป็นวงจรโมโนสเตเบิลโดยทั่วไป



รูปที่ 2.36 การใช้ไอซี 555 เป็นวงจรอะอสเตเบิล

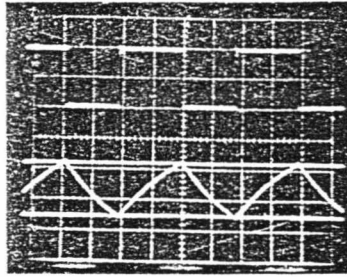
จุดเด่นที่เห็นได้ชัดอีกประการหนึ่งของไอซี 555 เมื่อนำมาทำเป็นวงจรโมโนสเตเบิลหรืออะอสเตเบิลก็คือ ช่วงเวลาของพัลส์ จะไม่ขึ้นกับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟ  $V_{CC}$  ซึ่งเมื่อแรงดันของแหล่งจ่ายไฟลดลงจะทำให้แรงดันทริกเกอร์และแรงดันเทรชโฮลด์ลดลงตามมาด้วย ดังนั้นช่วงเวลาของพัลส์ที่เอาต์พุตก็จะไม่เปลี่ยนแปลงไปตามแรงดันของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง สำหรับวงจรอะอสเตเบิลในรูปที่ 3.37 ตัวไอซีเองไม่สามารถจ่ายเอาต์พุตที่มีค่า duty factor ต่ำกว่า 0.5 ได้ เนื่องจากค่าความต้านทานในการประจุเท่ากับ  $R_1 + R_2$  จะมีค่ามากกว่าค่าความต้านทานของการคายประจุ  $R_2$  อย่างแน่นอน

อย่างไรก็ตามเราสามารถแก้ไขวงจรให้สามารถจ่ายเอาต์พุตตามที่ต้องการได้โดยการเพิ่ม  $D_1$  ในขณะที่ทำการประจุ  $C_1$  ก็จะไม่มีการแสไหลผ่าน  $R_2$  แต่ในทางกลับกันเมื่อ  $C_1$  คายประจุจะคายประจุผ่าน  $R_2$  ทำให้กระแสที่ทำการประจุต่ำกว่ากระแสที่ใช้ในการคายประจุ ถ้าเราต้องการให้  $R_1$  เป็นตัวกำหนดกระแสประจุร่วมกับ  $C_1$  ก็เพียงแต่เพิ่ม  $D_2$  เข้าไปในวงจร



รูปที่ 2.37 การดัดแปลงไอซี 555 เป็นวงจรอะอสเตเบิลที่สามารถจ่ายเอาต์พุตที่มีค่า duty factor ต่ำกว่า 0.5

แต่วิธีการเพิ่มไดโอดนี้จะทำให้ผลของการคายประจุและการเก็บประจุของ  $C_1$  เปลี่ยนแปลงไปเป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้นเพราะว่าจะมีแรงดันตกคร่อมที่ตัวไดโอด ดังนั้นระดับของแรงดันของแหล่งจ่ายไฟก็จะมีผลต่อพัลส์ที่เอาท์พุท โดยปกติแล้วที่ขา 5 (อินพุทของแรงดันควบคุม) ของไอซี 555 แบบไบโพลาร์จะต้องต่อเก็บประจุค่าประมาณ 10 นาโนฟารัดลงกราวด์ เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวน แต่สำหรับไอซีรุ่นซีมอสไม่จำเป็นต้องต่อตัวเก็บประจุลงกราวด์



รูปที่ 2.38 แสดงถึงการเลื่อนของความถี่ของวงจรระยะสเทเบิล  
เมื่อค่า duty factor เปลี่ยนแปลง

จากภาพบนจอของออสซิลโลสโคปจะแสดงถึงช่วงเวลากลับสู่สภาวะปกติของวงจรเปรียบเทียบกับแบบทริกเกอร์และทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่คายประจุ โดยให้เส้นบนเป็นสัญญาณเอาท์พุท และเส้นล่างเป็นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่กำหนดเวลา เส้นในแนวนอนเป็นระดับของสัญญาณทริกเกอร์และสัญญาณเทสโวลต์ของวงจรเปรียบเทียบ

## 2.11 ซิงเกิลบอร์ด 31 (Single Board 31)

PC - SB 31 ถูกสร้างขึ้นเพื่อใช้งานควบคุมซึ่งตรงกับหน้าที่หลักของ CPU ในตระกูล MCS - 51 คือเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ โครงสร้างทางกายภาพของบอร์ด PC - SB 31 มีดังนี้

### 2.11.1 ลักษณะของบอร์ด PC - S 31

- CPU เบอร์ 8031 , 8032 , 8052, 8751
- Memmory มี socket ขนาด 28 ขา 2 ตัว สามารถใส่หน่วยความจำได้สูงสุด 96 KB
- I/O มีดังนี้

1. 8 x 3 บิต input / output (8255)
2. 8 x 1 บิต input / output (port 1)
3. 1 serial port (RS 232)

#### - power

1. 10 Vdc jack
2. 5 Vdc (regulate) on board

### 2.11.2 คุณสมบัติพิเศษของ PC - SB 31

- หน่วยความจำสามารถเลือกได้ทั้งขนาด , ตำแหน่ง และลักษณะการทำงาน( data memory, code memory, code and data memory)

- สามารถพัฒนาโปรแกรมได้ทั้งภาษาแอสเซมบลี (ร่วมกับ SB 31 - debugger) และภาษาเบสิก (เพื่อใช้ 8052 AS - basic)

- ต่อกับ LCD ได้ทันทีโดยไม่ต้องใช้ I/O port
- มี I/O port ขนาด 8 บิตถึง 4 port
- ต่อร่วมกับอุปกรณ์สนับสนุนได้ทันที เช่น RTC , SSRAC, ET - AD ฯลฯ

### 2.11.3 การติดตั้งหน่วยความจำให้กับ PC - SB 31

เนื่องจาก PC - SB 31 ถูกสร้างมาให้เป็นอิสระในการเลือกใช้หน่วยความจำได้หลายขนาดทั้ง Eprom และ RAM รวมทั้งตำแหน่งแอดเดรสของหน่วยความจำ ผู้ใช้ก็ยังสามารถกำหนดได้ตามต้องการ ซึ่งขึ้นอยู่กับการใส่ตำแหน่งของ jumper ต่าง ๆ ให้ถูกต้อง ซึ่ง U3 และ U4 จะถูกกำหนดด้วย jumper ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

#### - U3

1. JP3 เลือกเบอร์ของชิพหน่วยความจำที่ใส่อยู่บน U3
2. JP4 สำหรับเลือกว่าจะให้หน่วยความจำที่ U3 เป็น data memory หรือ

code memory หรือเป็น code และ data memory

3. JP7 เลือกตำแหน่งเริ่มต้นและขนาดของหน่วยความจำ U3

- U4

1. JP5 เลือกเบอร์ของชิพหน่วยความจำที่ใส่อยู่บน U4

2. JP6 เลือกลักษณะการทำงานของ U4ว่าจะให้เป็น data memory หรือ code memory หรือเป็นทั้ง data และ code memory

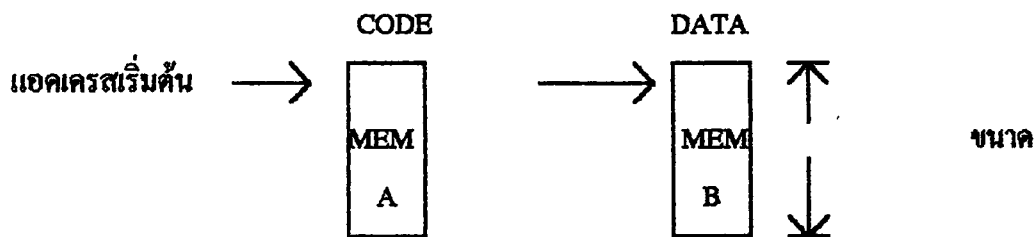
3. JP8 เลือกตำแหน่งเริ่มต้นและขนาดของหน่วยความจำ U4

4. JP9 เลือกว่าจะให้มีการใช้ I/O port ภายนอกหรือไม่ ถ้าไม่มี port ภายนอก U4 จะมีขนาดสูงสุดได้ถึง 32 KB

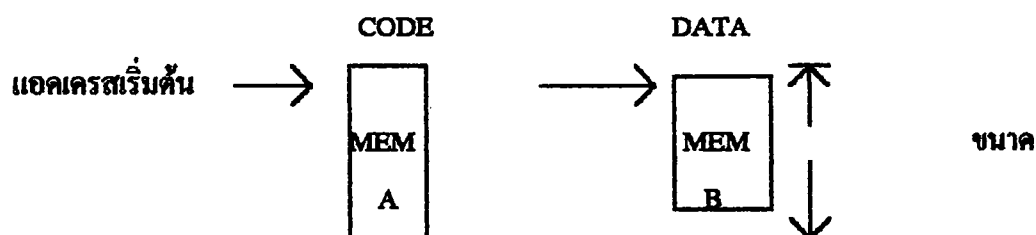
2.11.4 ข้อจำกัดในการติดตั้งหน่วยความจำแบบแยก data และ program ออกจากกัน

เมื่อดูจากวงจรของ PC - SB 31 จะเห็นว่าส่วนของ JP7 และ JP8 ด้านหนึ่งจะถูกต่อถึงกันในตำแหน่งที่ตรงกัน จึงทำให้เกิดการซ้อน page ขึ้น ในกรณีที่มีขนาดของหน่วยความจำ U3 และ U4 มีขนาดไม่เท่ากัน ถึงแม้ว่าผู้ใช้จะใส่หน่วยความจำบน U3 และ U4 ขนาดไม่เท่ากัน โปรแกรมก็ยังทำงานได้ตามปกติ แต่ผู้ใช้ต้องระลึกอยู่เสมอว่าหน่วยความจำแต่ละตัวเริ่มต้นที่ใดและสิ้นสุดที่ใด ตัวอย่างเช่น ที่ U3 ใส่หน่วยความจำ 8 KB และที่ U4 ใส่หน่วยความจำขนาด 2 KB ที่ตำแหน่งของหน่วยความจำน้อย (U4) จะเกิดการซ้อนตัวเองเช่น ในตำแหน่ง 2000H และ 2800H จะเป็นตำแหน่งเดียวกัน

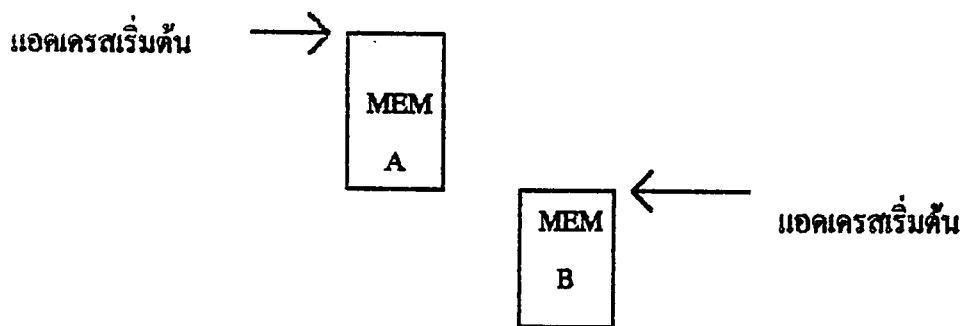
2.11.5 ลักษณะของการเลือกขนาดของหน่วยความจำชนิดแยก data และ code memory



รูปที่ 2.39 (a) ไม่เกิดการซ้อน page ของตัวเอง เมื่อ MEM A = MEM B

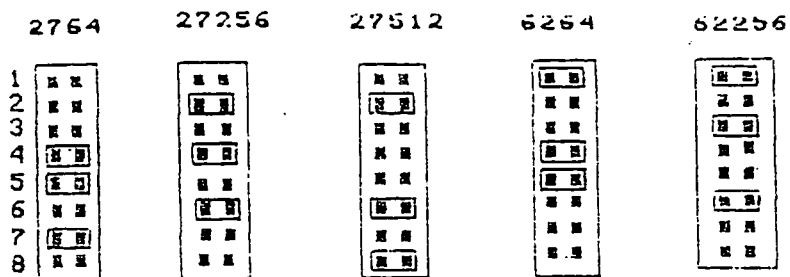


รูปที่ 2.39 (b) หน่วยความจำตำแหน่ง B จะเกิดการซ้อนตัวเอง



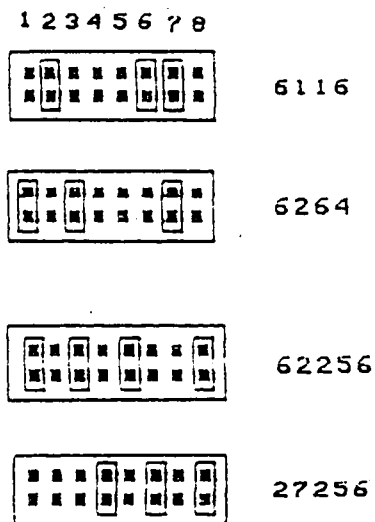
รูปที่ 2.39 (c) จุดเริ่มต้นต่อกันจะไม่เกิดการซ้อน

2.11.6 การใส่ Jumper ให้ถูกต้องตามเบอร์ของชิพหน่วยความจำ  
- JP3 (สำหรับ U3)



รูปที่ 2.40 การใส่ jumper JP3

- JP5 (สำหรับ U4)



รูปที่ 2.41 การใส่ jumper JP5

- JP4 และ JP6 (เลือกลักษณะของ U3 และ U4)



DATA = DATA MEMORY

CODE = CODE MEMORY

COMBINE = DATA AND CODE MEMORY

รูปที่ 2.42 การใส่ jumper JP4 และ JP6

- JP7 และ JP8 (เลือกตำแหน่งเริ่มต้นและขนาดของหน่วยความจำ)  
แต่ละจุดของ jump ที่ใส่ลงไปจะมีขนาดของหน่วยความจำ 8 K เพิ่มขึ้นจากจุดเริ่มต้น

■ ■	E000-FFFF
■ ■	C000-DFFF
■ ■	A000-BFFF
■ ■	8000-9FFF
■ ■	6000-7FFF
■ ■	4000-5FFF
■ ■	2000-3FFF
■ ■	0000-1FFF

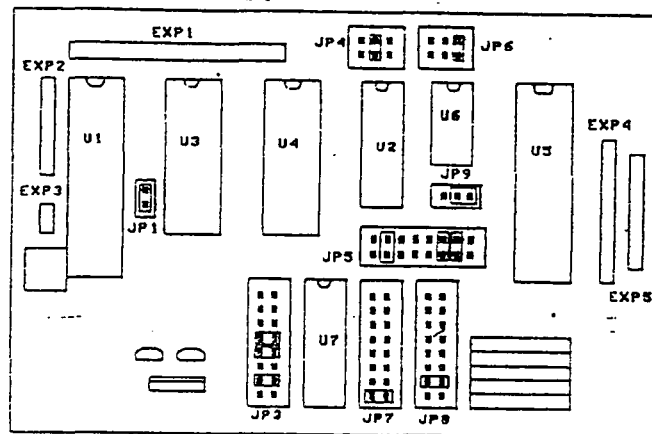
รูปที่ 2.43

- JP9



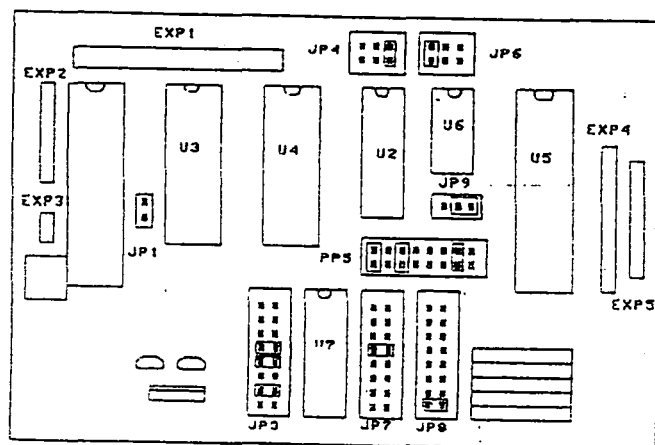
รูปที่ 2.44

ตัวอย่างที่ 1 การใช้ jumper เพื่อเลือกหน่วยความจำให้กับระบบ โดยใช้ PC - SB 31 ร่วมกับ ET DEBUGGER - 31 ซึ่งใส่ EPROM 2764 ที่ U3 โดยมีตำแหน่งเริ่มต้นที่ 0000 และใส่ 6116 ที่ U4 โดยตำแหน่งเริ่มต้นอยู่ที่ 2000 และทั้ง U3 และ U4 ทำงานแบบ combine และ บอร์ดมีพอร์ท 8255



รูปที่ 2.45 ใช้ PC - SB 31 ร่วมกับ ET DEBUGGER - 31

ตัวอย่างที่ 2 ใช้ PC - SB 31 เป็นบอร์ดควบคุมโดยพัฒนาโปรแกรมด้วยภาษาเบสิก โดย U4 เป็นเบอร์ 6264 มีตำแหน่งอยู่ที่ 0000 เป็น data memory U 3 เป็น EPROM 2764 มีตำแหน่งอยู่ที่ 8000 ทำงานแบบ combine มีพอร์ต 8255 1 ตัว



รูปที่ 2.46 พัฒนาโปรแกรมด้วยภาษาเบสิก

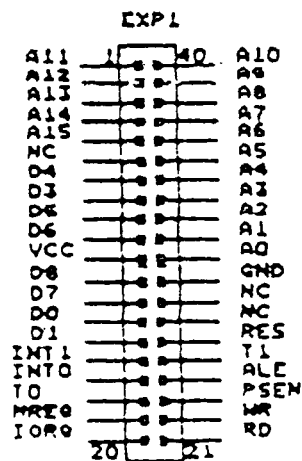
### 2.11.7 การใช้ PC - SB 31 ร่วมกับ ET - DEBUGGER - 31

การพัฒนาระบบอาจจะไม่สะดวกถ้าหากขาดเครื่องมือพัฒนาระบบการทำงาน อาจจะ ต้องกินเวลามาก ฉะนั้น PC - SB 31 จึงมีซอฟต์แวร์ในการพัฒนาโปรแกรมชื่อว่า ET - DEBUGGER - 31 ซึ่งโปรแกรมส่วนนี้ถูกบรรจุไว้ใน EPROM 2764 โดยผู้ใช้ต้องจัดหน่วย ความจำให้เหมาะสม โดยใช้การใส่ jumper ตามแบบในรูปที่ 2.46

### 2.11.8 รายละเอียดเกี่ยวกับ connector

PC - SB 31 ได้ถูกออกแบบมาใช้กับบอร์ดคอมพิวเตอร์เฟสต่าง ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งบอร์ดประเภท input / output ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

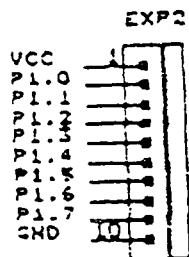
- EXP1 เป็นคอนเนคเตอร์ขนาด 40 ขา ซึ่งมีสัญญาณที่ขาต่าง ๆ คล้ายกับสัญญาณที่ต่อจาก CPU Z80 ทั้งนี้เพื่อสนับสนุนบอร์ดต่าง ๆ เช่น 72 IO ,RTC เป็นต้น แต่เนื่องจาก PC - SB 31 ใช้ CPU คณะตระกูลกับ Z80 จึงมีสัญญาณบางสัญญาณไม่ตรงกันดังรูปที่ 2.48



รูปที่ 2.47 Z80 connector (compatible)

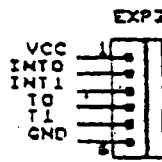
หมายเหตุ สำหรับผู้ที่ต่อกับ 72 IO ให้ทำการคัดแปลงสัญญาณรีเซตบนบอร์ด 72 IO ให้เป็นแบบ power on reset

- EXP2 เป็น input / output พอร์ตอิสระขนาด 8 บิต มีรายละเอียดดังรูป



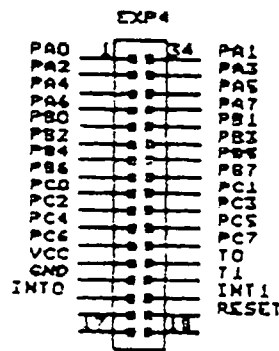
รูปที่ 2.48

- EXP3 เป็นขาของ interrupt และ timer / counter ของตัว CPU โดยมีรายละเอียดดังนี้



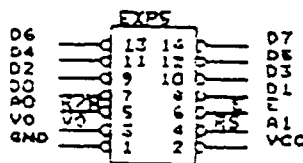
รูปที่ 2.49

- EXP4 เป็น connector ขนาด 34 ขา ซึ่งมีการวางตำแหน่งของขาตรงกับ 72 IO สามารถต่อกับอุปกรณ์ I/O ต่าง ๆ เช่น SSRAC , ET - AD เป็นต้น



รูปที่ 2.50

- EXP5 เป็น connector ขนาด 14 ขาที่ใช้ต่อกับ LCD ได้โดยตรง มีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 2.51

### 2.11.9 การติดต่อและควบคุม LCD

ต่อ LCD เข้าทาง EXP5 โดยที่ EXP5 ถูก decode ไว้ที่พอร์ทหมายเลขดังนี้

- FOC0H เป็นพอร์ทเกี่ยวกับการเขียนคำสั่งไปยัง LCD (RS,R/W = 00)
- FXC1H เป็นพอร์ทอ่าน busy flag และแอดเดรสของ cursor (RS,R/W = 01)
- FOC2H เป็นพอร์ทเขียนข้อมูลไปยัง DD RAM หรือ CG RAM (RS,R/W = 10)
- FOC3H เป็นพอร์ทอ่านข้อมูลจาก DD RAM หรือ CG RAM (RS,R/W = 11)

## 2.12 เบรคกำลัง (Power Brake)

เบรคกำลัง และ เบรคไฮดรอลิก เป็นระบบที่แยกกันแต่ร่วมกันทำงาน ในการทำงานร่วมกันหน้าที่ของอุปกรณ์กำลังของเบรคกำลังเป็นเพียงแต่ตัวเพิ่มจำนวนแรงในการเบรคหรือเพิ่มความพยายามที่จำเป็นในการเบรคเท่านั้น ด้วยเหตุนี้ผลที่เกิดขึ้นในการนำเบรคกำลังมาใช้ร่วมกับเบรคไฮดรอลิกคือความง่ายและความเร็วในการควบคุมการเบรค เปรียบเสมือนกับมี "เท้าพิเศษ" มาช่วยเพิ่มในการเหยียบเบรคร่วมกับแรงคนขับ หรือช่วยควบคุมการใช้คันเหยียบเบรคแทนคนขับ เท่านั้น ด้วยการทำงานของระบบกำลังที่กระทำต่อคันเหยียบเบรค หรือทำงานแทนคันเหยียบเบรค เมื่อเกิดการขัดข้อง หรือทำงานผิดปกติจะแสดงผลออกมาทางคานสมรรถนะการเบรค 3 ลักษณะ คือ

1. คันเหยียบเบรคแข็งทื่อหรือเบรคทื่อ เป็นบางครั้งบางคราวหรือตลอดเวลาของการเบรค เพราะตามปรกติเมื่อมีแรงที่เหยียบเบรคมาจากอุปกรณ์กำลัง คนขับจะออกแรงเพียงเล็กน้อย เพื่อการควบคุมให้อุปกรณ์กำลังทำงานสร้างแรงออกมาเหยียบเบรคแทน เมื่ออุปกรณ์นี้ไม่ทำงานคนขับ รดจะต้องออกแรงในการเหยียบเบรคเอง จึงต้องออกแรงมากขึ้นกว่ารถยนต์ที่ไม่มีอุปกรณ์เบรค กำลัง

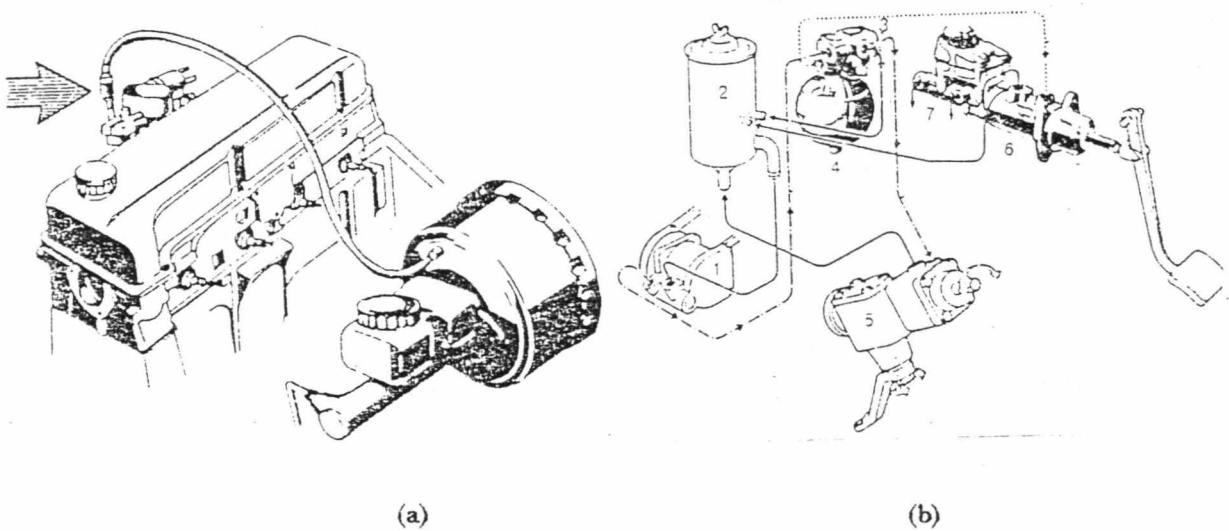
2. คันเหยียบเบรคมีความไวสูง หรือเบรคไว ในการทำงานของอุปกรณ์กำลังจะต้องควบคุมการจ่ายแรงมากกระทำต่อการเหยียบเบรคตามสภาพของการเบรค เมื่ออุปกรณ์กำลังไม่สามารถควบคุมการจ่ายแรงออกมาได้ ดังนั้นทุกครั้งที่เบรคอุปกรณ์กำลังจะจ่ายแรงออกมาเต็มที่ทุกครั้งทำให้เบรคทำงานเต็มที่แม้คนขับจะเบรคเพียงเบา ๆ

3. มีเสียงคังขณะทำงาน หรือมีเสียงรบกวนต่าง ๆ

### 2.12.1 แหล่งที่มาของกำลัง

เบรคกำลังที่นิยมใช้กันในรถยนต์นั่งและรถใช้งานธุรกิจการค้าส่วนมาก เป็น "หม้อลมลูกเบรคหรือหม้อลมสูญญากาศเบรค" ( vacuum power boosters ) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่สร้างกำลังเสริมหรือแรงเสริมจากสูญญากาศหรือลมดูด เพื่อเป็นอุปกรณ์เสริมการควบคุมของระบบเบรคไฮดรอลิกธรรมดาที่ใช้กันทั่ว ๆ ไป ส่วน "หม้อลมอัดเบรค หรือหม้อลมเบรค" ( compressed air boosters ) และ "เบรคลม" ( full-powered air brake หรือ air brake ) จะพบมากในรถยนต์หนักหรือรถบรรทุกขนาดใหญ่ ถึงแม้ว่าอุปกรณ์กำลังจะมีการสร้างที่ไม่เหมือนกันและหลาย ๆ แบบ โดยมีรูปร่างและโครงสร้างทั้งภายในและภายนอกแตกต่างกัน แต่โดยหน้าที่แล้วไม่แตกต่างกันเลย ทั้งลมดูด ( vacuum ) และลมอัด ( compressed air ) จะ

เป็นตัวเสริมแรงหรือเสริมกำลังเบรคให้ระบบเบรคไฮดรอลิก โดยกระทำในรูปแบบที่เป็นแบบเดียวกัน การควบคุมแรงเสริมหรือกำลังเสริมควบคุมโดยกลไกของลิ้นต่าง ๆ และอุปกรณ์ที่เคลื่อนที่ไปและกลับ ซึ่งเป็นตัวเปลี่ยนลมดูดและลมอัดเป็นแรงเสริมเบรคอุปกรณ์ที่เปลี่ยนลมดูดเป็นแรงเสริมเบรคคือ หม้อลมดูดเบรค และลมอัดคือ หม้อลมอัดเบรค



รูปที่ 2.52 แหล่งกำลังของเบรคกำลังช่วยเบรค

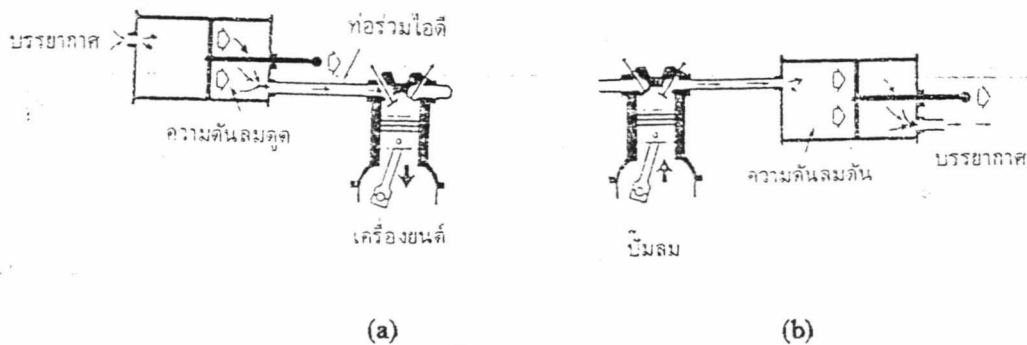
รูป a) ลมดูดจากท่อไอดี

รูป b) พลังไฮดรอลิกจากพวงมาลัยกำลัง

- |                                 |                            |
|---------------------------------|----------------------------|
| (1) ป้อนไฮดรอลิกพวงมาลัยกำลัง   | (5) พวงมาลัยกำลัง          |
| (2) ถังไฮดรอลิก                 | (6) กระบอกช่วยเบรคไฮดรอลิก |
| (3) วาล์วควบคุมความดัน/อัตราไหล | (7) แม่ปั๊มเบรค 2 ตอน      |
| (4) โคมไฮดรอลิก                 |                            |

จำนวนแรงเสริมที่ได้มาจากทั้งลมดูดและลมอัด เป็นความแตกต่างของความดันบรรยากาศที่ 1 บาร์ หรือ 760 มม.ปรอท (14.7 ปอนด์/ตารางนิ้ว หรือ 30 นิ้ว ปรอท) ณ ระดับน้ำทะเลออก ไปลมดูดหรือสูญญากาศซึ่งได้โดยตรงมาจากท่อร่วมไอดีของเครื่องยนต์ในเครื่องยนต์ที่อยู่ในสภาพดี จะดึงเอาความดันออกไป 63-86 มม. ปรอท (10-22 นิ้ว ปรอท)

ลมดูดที่เตรียมพร้อมจะทำงานของระบบอยู่ในช่วงความดัน 0.56-0.8 บาร์ (8-11 ปอนด์/ตารางนิ้ว) ซึ่งเป็นความดันที่ต่ำกว่าความดันของบรรยากาศ ในทางกลับลมอัดที่ค้องสร้าง ขึ้นโดยปั๊มลม (compressor) ที่ขับเคลื่อนด้วย เครื่องยนต์และมีช่วงความดันใช้งาน 5.5-7.5 บาร์ (80-105 ปอนด์/ตารางนิ้ว) เป็นความดันที่สูงกว่าความดันบรรยากาศ ถ้าแรงจากลมดูดมี ประมาณหนึ่งในสิบของลมอัด อุปกรณ์กำลังของลมดูดหรือหม้อลมดูดเบรคจะต้องมีขนาด โดกว่ามากดังตัวอย่าง แรงเสริมใช้งาน 1.246 นิวตัน ( 280 ปอนด์) ที่ลมดูดความดัน 50 มม.ปรอท ( 20 นิ้วปรอท ) หรือประมาณ 0.7 บาร์ ( 10 ปอนด์/ ตารางนิ้ว ) ต้องใช้ตัวรับ ความดันของอุปกรณ์กำลังขนาด 180.6 ตารางมิลลิเมตร ( 28 ตารางนิ้ว) หรือขนาดเส้นผ่า ศูนย์กลางประมาณ 15.25 ซม. และด้วยแรงดันใช้งานดั้งเดิมที่ความดัน 7 บาร์ ( 100ปอนด์ /ตารางนิ้ว ) จะใช้ตัวรับความดันที่มีพื้นที่เพียง 70 ตารางมิลลิเมตร ( 2.8 ตารางนิ้ว ) หรือ ขนาดโต 20-25 มม.เท่านั้น



รูปที่ 2.53 การเปลี่ยนความดันของลมดูดและลมอัดเป็นแรงช่วยเหยียบเบรค

รูป a) ระบบลมดูด

รูป b) ระบบลมอัด

### 2.12.2 วาล์วทางเดียวและการป้องกันระบบ

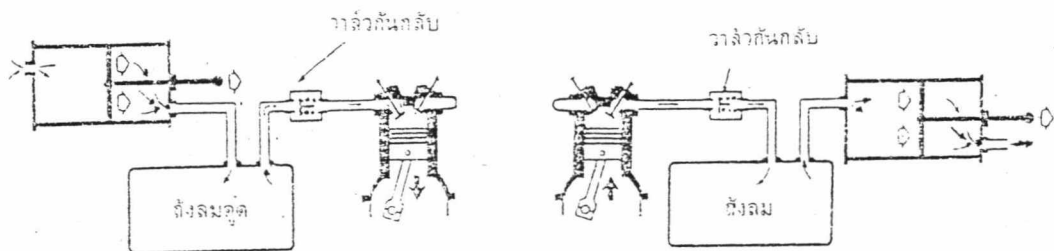
วาล์วทางเดียวหรือวาล์วกันกลับในท่อทางเดินของอุปกรณ์ที่สร้างลมดูด ( สูญญากาศ ) หรือลมอัด (ความดัน) จะติดตั้งอยู่ใกล้ ๆ กับถังเก็บ (reservoir) หรือถ้าไม่มีถังเก็บก็จะติดตั้งอยู่ใกล้ ๆ หรือที่อุปกรณ์สร้างลมดูดหรือลมอัด เพื่อเป็นการป้องกันโดยการกันรั่วในระบบเมื่อ

1. ท่อทางเดินของลมดูด (สูญญากาศ) หรือลมอัด (ความดัน) จากแหล่งกำเนิดแตกหรือรั่ว

2. เครื่องยนต์หรือปั๊มลมชำรุดเสียหาย

3. ในสภาพที่ลมดูดน้อย (สูญญากาศไม่พอ) เพราะโดยปกติจะใช้ลมดูดใช้งานที่ลิ้นเร่งเปิดที่วาล์วทางเคียวนี้ จะเปิดอยู่เมื่อความดันในห้องสูงระหว่างค้ำตรงข้ามของลิ้นไม่เท่ากัน และวาล์วนี้จะปิดเมื่อความแตกต่างนี้เท่ากัน ดังนั้นวาล์วในระบบลมดูดและลมอัดจึงติดตั้งในทิศทางเดินของความดันหรือกำลังที่ใช้ตรงกันข้ามกัน

ในระบบเบรคลม ถึงลมจะมีแก๊จวัดความดันและวาล์วระบายความดันติดอยู่วาล์วระบายจะปล่อยลมทิ้งออกจากถังลมเมื่อความดันลมสูงเกินไป โดยปกติจะปรับตั้งให้ปล่อยลมทิ้งที่ความดัน 10.5 บาร์ (150 ปอนด์/ตารางนิ้ว) และถ้าเมื่อใดความดันลมอัดในถังลมต่ำถึง 3.5-4.9 บาร์ ( 50-70 ปอนด์/ตารางนิ้ว ) จะมีเสียงสัญญาณเตือนหรือหลอดไฟเตือนความดันลมเบรคที่หน้าปัดคิดสว่างเพื่อเตือนคนขับ



รูปที่ 2.54 การติดตั้งวาล์วกันกลับ และถังลมหรือถังลมดูด

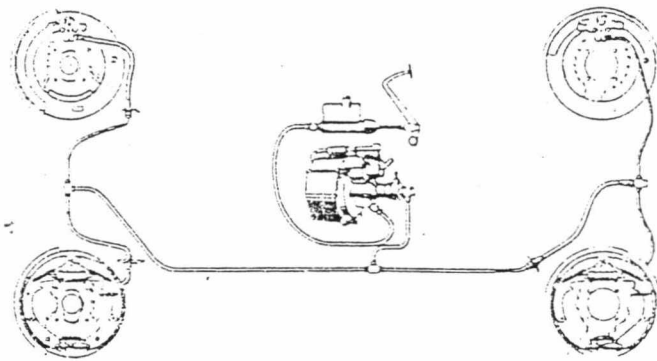
### 2.12.3 ระบบเบรคกำลัง

เบรคกำลังที่นำมาใช้ในรถยนต์มีได้ 2 ระบบคือ

#### 2.12.3.1. ระบบช่วยเสริมเบรค (Booster System)

คือ นำกำลังจากลมดูด (vacuum) หรือลมอัด (compressed air) มาช่วยในการเพิ่มการเบรคร่วมกับคนขับ ฉะนั้นแรงที่จะไปเหยียบเบรคให้ระบบเบรคไฮดรอลิกทำการเบรค เกิดขึ้นจากกำลังของลมดูดหรือลมอัดและคนขับ ใช้แรงเพียงเล็กน้อยเบรคและควบคุมให้เบรค

ทำงานเท่านั้น เมื่อชุดอุปกรณ์กำลัง (power brake unit) เกิดการขัดข้อง ก็ยังสามารถเบรกได้โดยแรงจากคนขับ แต่สมรรถนะการเบรกจะเปลี่ยนไป ระบบเบรคกำลังแบบนี้จะทำงานร่วมกับระบบเบรคไฮดรอลิก



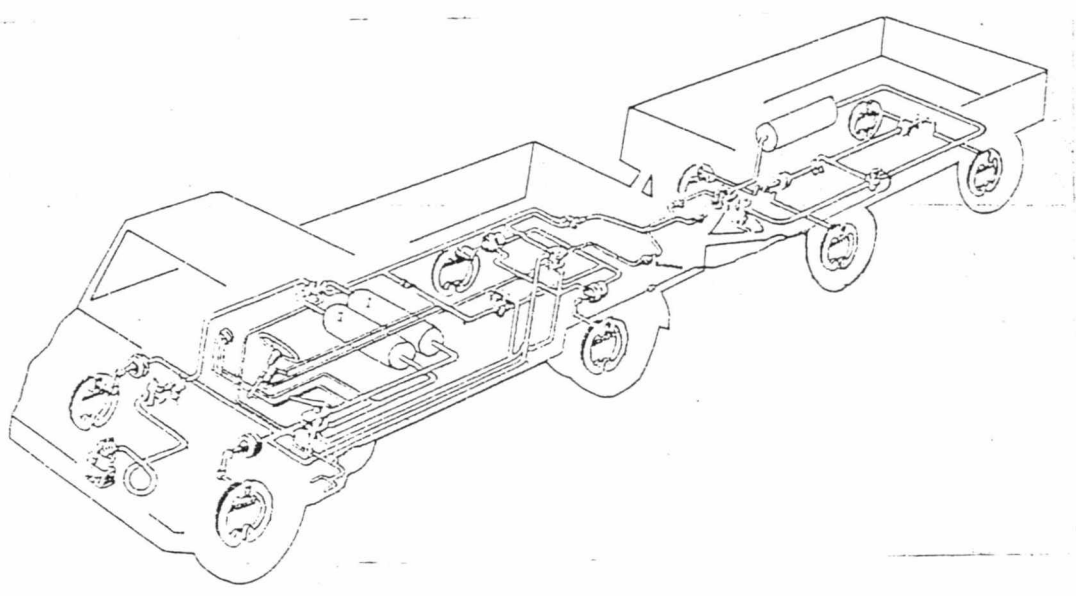
รูปที่ 2.55 การติดตั้งหม้อลมลูกเบรกซึ่งเป็นอุปกรณ์ในระบบเบรคกำลังช่วยเสริมเบรก

#### 2.12.3.2. ระบบเบรคกำลังลมล้วน (Full Powered Air Brake)

##### หรือ เบรคลม (Air Brake)

ซึ่งแตกต่างกับระบบเบรก คือ การใช้แรงเบรก การควบคุมและการทำงานของระบบเบรกทั้งหมดใช้ลมอัดเป็นตัวกลางสร้างและส่งกำลังทั้งหมด โดยมีอุปกรณ์ปิด-เปิดและตัวคั้งคั้น ทำหน้าที่ภายในระบบของมัน คนขับเป็นเพียงแต่ส่งสัญญาณให้ระบบเบรกทำงานเท่านั้น ระบบนี้เบรกของเรามีสมรรถนะสูงและไวมาก แต่ถ้าไม่มีลมในระบบคนขับไม่สามารถที่จะทำการเบรครถยนต์ได้ โดยทั่วไปรถที่ใช้เบรคระบบนี้ จะมีคำเตือนติดที่ท้ายรถยนต์ว่า "เบรคลม" ( air Brake )

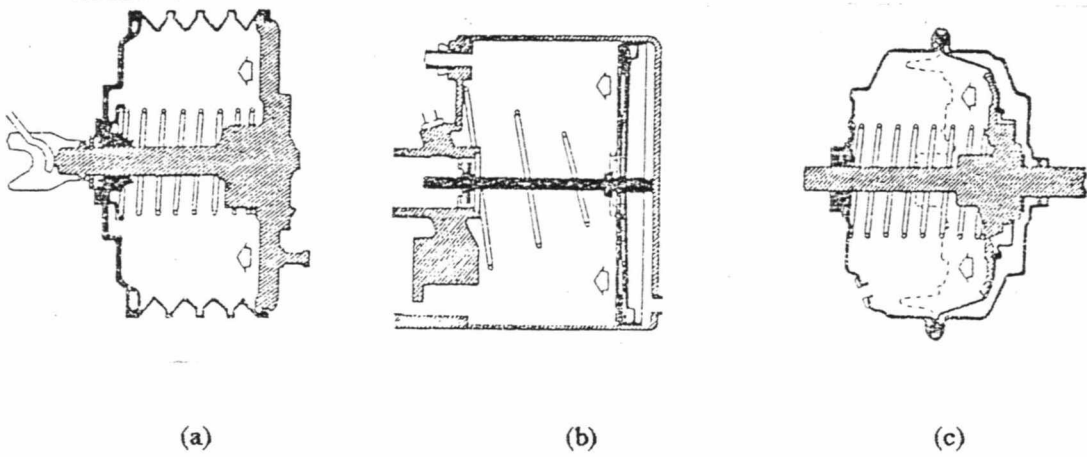
ระบบเบรคกำลังที่ใช้ในรถยนต์นั่งและรถยนต์ที่ใช้งานในธุรกิจการค้าต่าง ๆ จึงเป็นระบบช่วยเสริมการเบรก และส่วนมากกำลังที่นำมาใช้เป็นกำลังที่ได้มาจากลมลูกหรือสูญญากาศ



รูปที่ 2.56 ระบบเบรคในรถบรรทุกและรถพ่วง

2.12.4 ตัวกำลังช่วยเสริมการเบรค ( Power Boosters ) หรืออุปกรณ์กำลัง

ตัวเปลี่ยนกำลังของลมดูดหรือลมอัดเป็นแรงกระทำไปเหยียบเบรค หรือค้ำกันเบรค ทำเป็น "หม้อลมดูด" (Vacuum Booster) หรือ "กระบอกเบรคลม" (brake cylinder) โดยมีแผ่นไดอะแฟรมหรือลูกสูบเป็นตัวรับความดัน แล้วเปลี่ยนไปเป็นการเคลื่อนที่เป็นเส้นตรงค้ำไป หรือดึงกลับกลายเป็นแรงกระทำ ถ้าเป็นลูกสูบจะมีซีลกันรั่วหรือลูกยางที่มีสปริงขยายให้ริมขอบลูกยางติดสนิทแนบกับผนังกระบอกสูบ คั้งนั้นจึงต้องมีน้ำมันเพื่อหล่อลื่นและกันรั่วที่ริมขอบลูกยาง



รูปที่ 2.57 หม้อลมนคลูเบรคแบบต่าง ๆ

รูป a) แบบไคอะแฟรม

รูป b) แบบลูกสูบ

รูป c) แบบสูบแอกคอยเดียน

ในอุปกรณ์กำลังที่ต้องการแรงกระทำมาก ๆ จะใช้ลูกสูบสองตัวหรือไคอะแฟรมสองแผ่นติดเรียงลำดับเป็นการเพิ่มพื้นที่รับความดันเพิ่มกำลังได้เป็นสองเท่า

ในหม้อลมนคลูเบรคแบบลูกสูบต้องทำการหล่อลื่นตามเวลาที่กำหนด โดยน้ำมันหล่อลื่นเฉพาะหรือน้ำมัน SAE 10 ที่ไม่มีส่วนผสมของสารเคมีซักฟอกอยู่ในทางกลับกันถ้าชิ้นส่วนข้างในไม่ได้รับการหล่อลื่นหรือแห้ง ทำให้เกิดการรั่วซึมและทำงานมีเสียงคัง ให้หยอดน้ำมันโดยตรงเข้าไปในหม้อลมนคลูเบรคผ่านทางหัวต่อท่อ หรือรูด้านตรงข้ามกับด้านลมนคลู

#### 2.12.5 การควบคุมการทำงานของวาล์ว

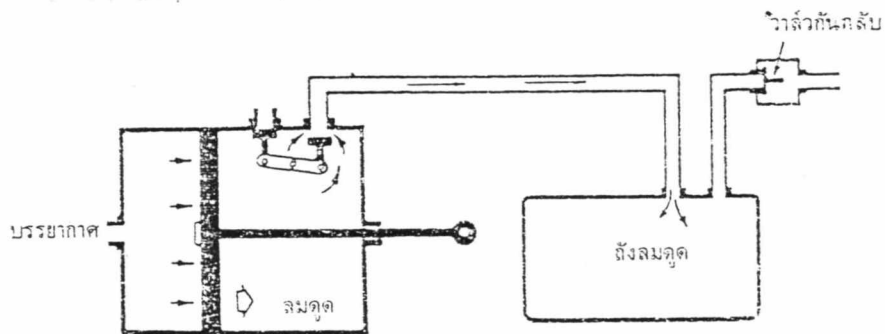
กลไกวาล์วของเบรคกำลังทั้งหมดจะทำหน้าที่ปรับการไหลของสควมดัน ที่ต้องควบคุมตาม หน้าที่ในการเบรคมีสามตำแหน่งและมีลำดับการทำงานที่เหมือนกันทุกแบบ มีการทำงานที่กลับทิศทางไหลทางเดียวตรงข้ามกันสองตำแหน่ง คือ ตำแหน่งปล่อยเบรค ( release position ) และตำแหน่งเบรคเต็ม ( full braking position ) หรือขณะเบรคเบา ๆ โดยลิ้นทั้งสอง ปิดอยู่พร้อม ๆ กันแต่ยังไม่สนิทเป็นจุดที่เปลี่ยนทิศทางการไหลของสควมดันให้ตรงข้ามกันหรือลิ้นอยู่ในตำแหน่งเตรียมพร้อมที่จะทำงาน

### 2.12.6 หลักการทำงานพื้นฐานของระบบเบรคกำลัง

การทำงานพื้นฐานของระบบเบรคกำลัง โดยอาศัยกลไกวาล์วที่เหมือนกันมี 3 อย่าง คือ

#### 2.12.6.1. ระบบลมคูดที่รองรับด้วยบรรยากาศ ("Atmospheric Suspended Vacuum System)

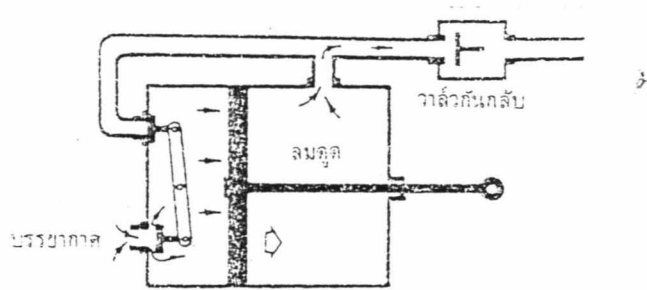
ในตำแหน่งปล่อยสเบรคตามปกติทั้งสองข้างของลูกสูบ หรือไคอะแฟรมที่รับความดันจะมีความดันที่บรรยากาศอยู่ ในการเบรคต้องถ่ายเทบรรยากาศผ่าน วาล์วลมคูด (vacuum valve) หรือดีนเบรค ( applying valve ) เพื่อสร้างลมคูด หรือ สูญญากาศทาง ด้านหนึ่ง การปล่อยเบรควาล์วลมคูดปิดและอากาศเข้ามาที่เดิมของทางด้านนั้น โดยผ่าน วาล์วบรรยากาศ ( atmos pheric valve ) หรือ วาล์วปล่อยเบรค ( releasing valve ) ส่วน ทางอีกด้านหนึ่งของลูกสูบหรือ ไคอะแฟรมจะเปิดอยู่ตลอดเวลาให้บรรยากาศเข้ามา โดยปกติระบบนี้ติดตั้งแยกออกจากกันกับถังลมคูด ( vacuum reservoir ) ซึ่งเป็นตัวเก็บลมคูดไว้ในปริมาณที่เพียงพอต่อการใช้งาน และเมื่อปล่อยเบรคจะเกิดเสียงคูดอากาศ ผ่านกรอง



รูปที่ 2.58 หม้อลมคูดเบรคระบบรองรับด้วยบรรยากาศ

### 2.12.6.2. ระบบลมดูดที่รองรับด้วยลมดูด ("Vacuum Suspended" Vacuum System )

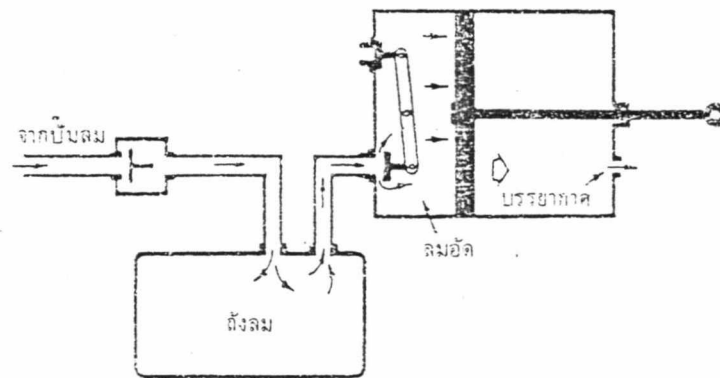
ในตำแหน่งปล่อยเบรคปกติ ลมดูดจะอยู่ที่ทั้งสองข้างของลูกสูบหรือโคอะแฟรมในหม้อลมดูดเบรค การเบรควาล์วลมดูดหรือวาล์วปล่อยเบรคจะปิดและวาล์วบรรยากาศหรือวาล์วจะเปิดให้อากาศเข้าอีกด้านหนึ่งการปล่อยเบรควาล์วทั้งสองจะทำงานกลับเข้าอยู่ที่เดิมให้ลมดูดกลับเข้าหม้อลมดูดเบรค ส่วนด้านตรงข้ามของลูกสูบหรือโคอะแฟรมจะเป็นลมดูดตลอดเวลา หน้าที่ของวาล์วลมดูดและบรรยากาศจะทำงานกลับกันแบบเดียวกับวาล์วทั้งสองของระบบที่รองรับด้วยบรรยากาศ ระบบนี้จะใช้ลมดูดหรือสูญญากาศน้อยเพียงลมดูดในหม้อลมดูดเบรคก็มีเพียงพอไม่จำเป็นต้องมีถังลมดูด และขณะเบรคจะได้ยินเสียงดูดอากาศผ่านกรอง



รูปที่ 2.59 หม้อลมดูดเบรคระบบรองรับด้วยลมดูด

### 2.12.6.3. ระบบเบรคลมอัด ( Compressed Air System )

ในตำแหน่งปล่อยเบรคปกติ ความดันบรรยากาศจะอยู่ที่ทั้งสองด้านของลูกสูบหรือโคอะแฟรมการเบรควาล์วปล่อยบรรยากาศ ( atmospheric exhaust valve ) เปิดให้ลมอัดเข้ามาทางอีกด้านหนึ่ง การปล่อยเบรควาล์วทั้งสองจะทำงานตรงกันข้ามกัน คือปิดกันไม่ให้ลมที่มีความดันไหลเข้าและเปิดให้ลมอัดที่เข้ามาแล้วคอนเบรคไหลออกเป็นบรรยากาศการทำงานเหมือนกับระบบลมดูดที่รองรับด้วยลมดูดยกเว้นแต่ว่า ขณะเบรคใช้ความดันของลมอัดซึ่งให้กำลังดีกว่า ระบบนี้เวลาปล่อยเบรคจะได้ยินเสียงปล่อยลม อัดที่ใช้ในการเบรคออกสู่บรรยากาศมีเสียงดัง ได้ยินชัดเจน



รูปที่ 2.60 กระบอกเบรคลมดีระบบเบรคลมอัด

บทที่ 3

วิธีการสร้างและผลการทดสอบ

3.1 วงจรแปลงอนาลอกเป็นดิจิตอล (Analog to digital converter)

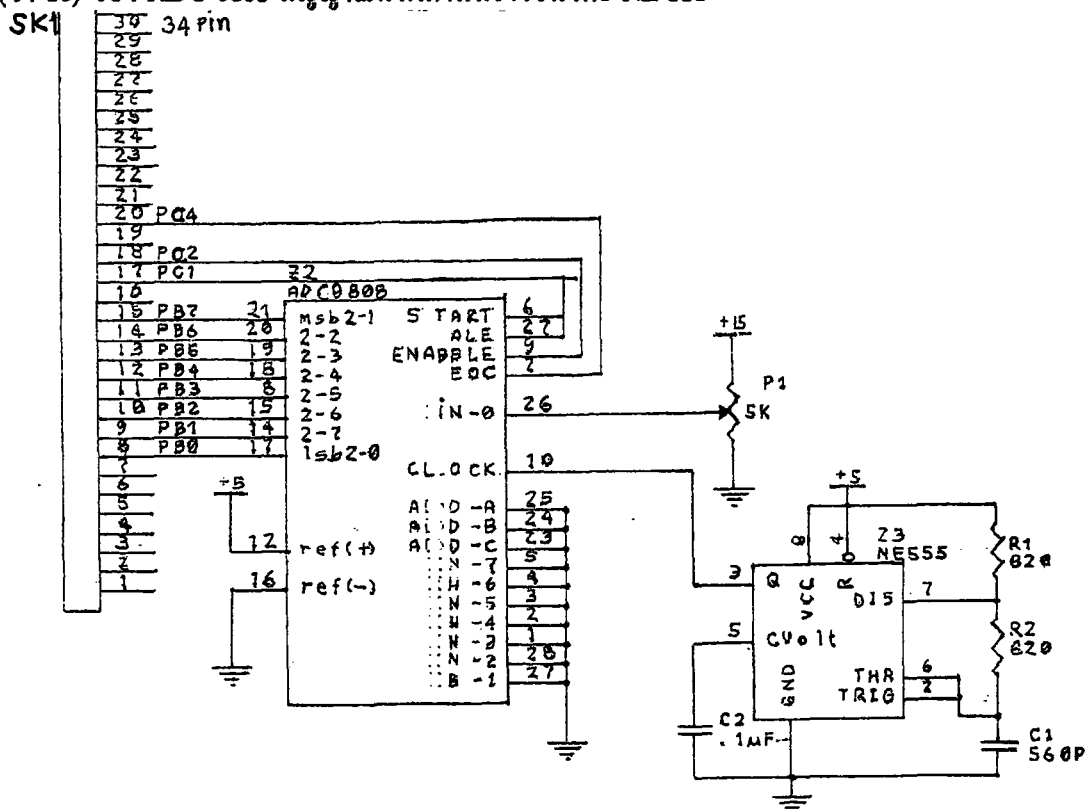
จากรูปที่ 3.1 ใช้ ADC 0808 เป็นตัวแปลงค่าอนาลอกจาก P<sub>1</sub> เป็นค่าดิจิตอลขนาด 8 บิต เพื่อนำค่าเข้าสู่ CPU โดยผ่านทางพอร์ต B ของ 8255 ในการทำงานของ ADC 0808 จะต้องมียุสัญญาณจากภายนอกมาควบคุมการทำงาน โดยใช้

- PC1 ของ 8255 เป็นส่วนที่ใช้สั่งให้เริ่มแปลงค่าอนาลอกเป็นดิจิตอล
- PC2 ของ 8255 เป็นส่วนที่ใช้สั่งให้ส่งค่าดิจิตอลที่แปลงเสร็จแล้วไปยังพอร์ต B ของ 8255

8255

- PC4 ของ 8255 เป็นส่วนที่รอรับสัญญาณ End Of Converse (EOC) จาก ADC 0808 เนื่องจากเป็นสัญญาณที่บอกว่าการแปลงข้อมูลเสร็จแล้วให้ CPU รับข้อมูลไปได้

การทำงานของ ADC 0808 จะต้องป้อนสัญญาณนาฬิกาความถี่ 1 Mhz เข้าที่ขา clock (ขา 10) ของ ADC 0808 สัญญาณนาฬิกาที่สร้างขึ้นโดย NE 555



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรแปลงอนาลอกเป็นดิจิตอล

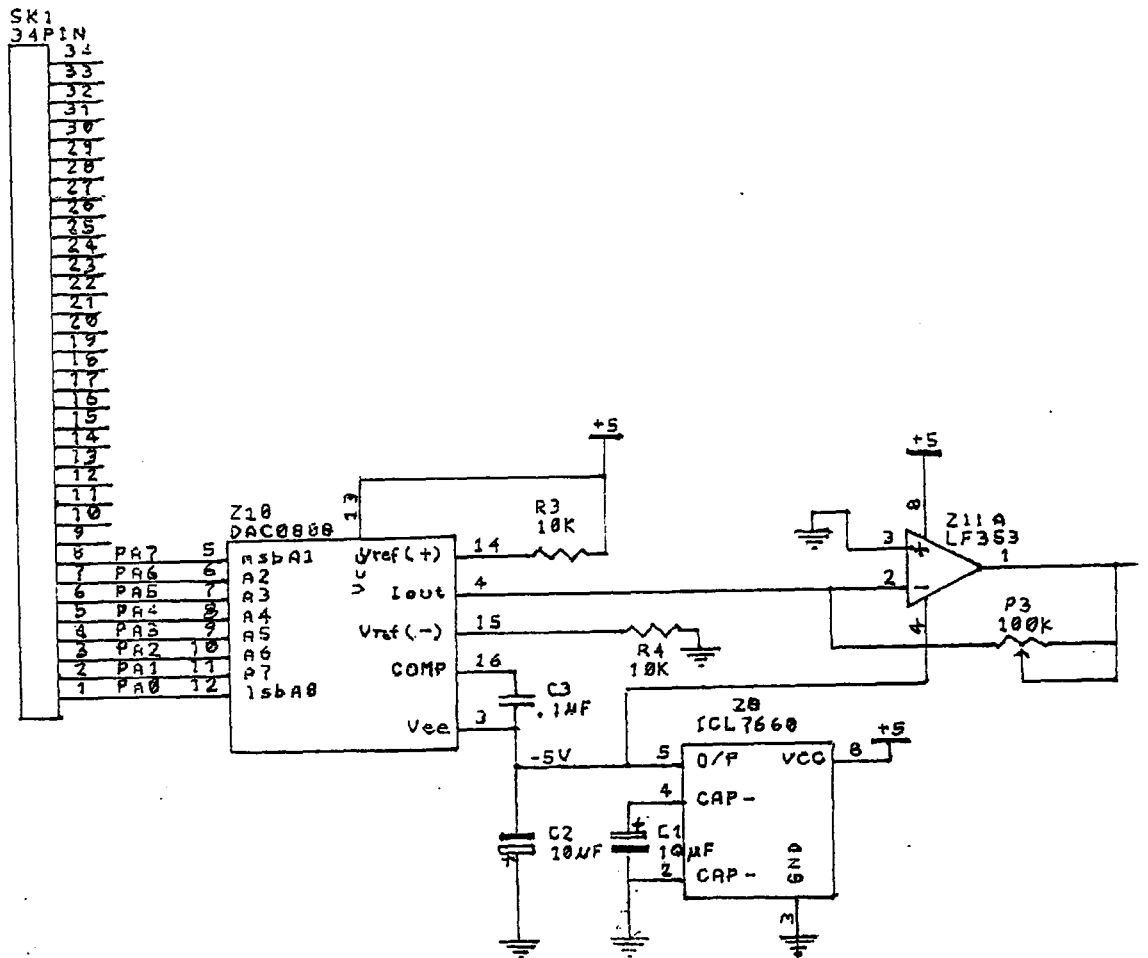
**การใช้งาน**

วงจรนี้ใช้ในการแปลงแรงดันที่ขา 26 ไปเป็นค่าดิจิทัล ที่ใช้สำหรับตั้งค่าความเร็วสูงสุดของรถยนต์ กล่าวคือในขณะที่ระบบเริ่มทำงานจะมีการวัดความเร็วของรถยนต์ตลอดเวลา หากความเร็วของรถยนต์มากกว่าความเร็วสูงสุดที่ตั้งไว้ ระบบจะพยายามปรับความเร็วของรถยนต์ให้ลดลงจนเท่ากับความเร็วสูงสุดที่ตั้งไว้ ทำได้โดยการถอนคันเร่ง ในทางตรงกันข้ามหากความเร็วรถยนต์มีค่าน้อยกว่าความเร็วสูงสุดดังกล่าว ระบบก็จะสั่งให้เหยียบคันเร่ง

**3.2 วงจรแปลงค่าดิจิทัลเป็นอนาลอก (digital to analog converter)**

จากรูปที่ 3.2 ใช้ DAC 0808 เป็นตัวแปลงค่าดิจิทัลขนาด 8 บิตให้เป็นค่าอนาลอกในรูปของกระแส ดังนั้นจึงต้องใช้ LF 353 ในการสร้างวงจร current to voltage converter เพื่อแปลงค่าเอาต์พุตที่เป็นกระแสจาก DAC 0808 นั้นให้เป็นค่าแรงดัน

ในการทำงานของ DAC 0808 จะต้องใช้ dual supply คือ +5 โวลต์ และ -5 โวลต์ ดังนั้นจึงใช้ ICL 7660 ซึ่งเป็น ไอซี voltage converter ใช้ในการแปลงแรงดัน +5 โวลต์ ให้เป็น -5 โวลต์ เพื่อป้อนให้กับ DAC 0808



**รูปที่ 3.2 แสดงวงจรแปลงค่าดิจิทัลเป็นอนาลอก**

### การใช้งาน

วงจรจะรับค่าดิจิตอลขนาด 8 บิตจากพอร์ต A ของ 8255 แล้วแปลงให้เป็นค่าอนาลอกเพื่อนำไปใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงที่ใช้ในการขับเคลื่อนแรงและเบรก

### 3.3 วงจรดับเบิลโวลต์เตจ (double voltage)

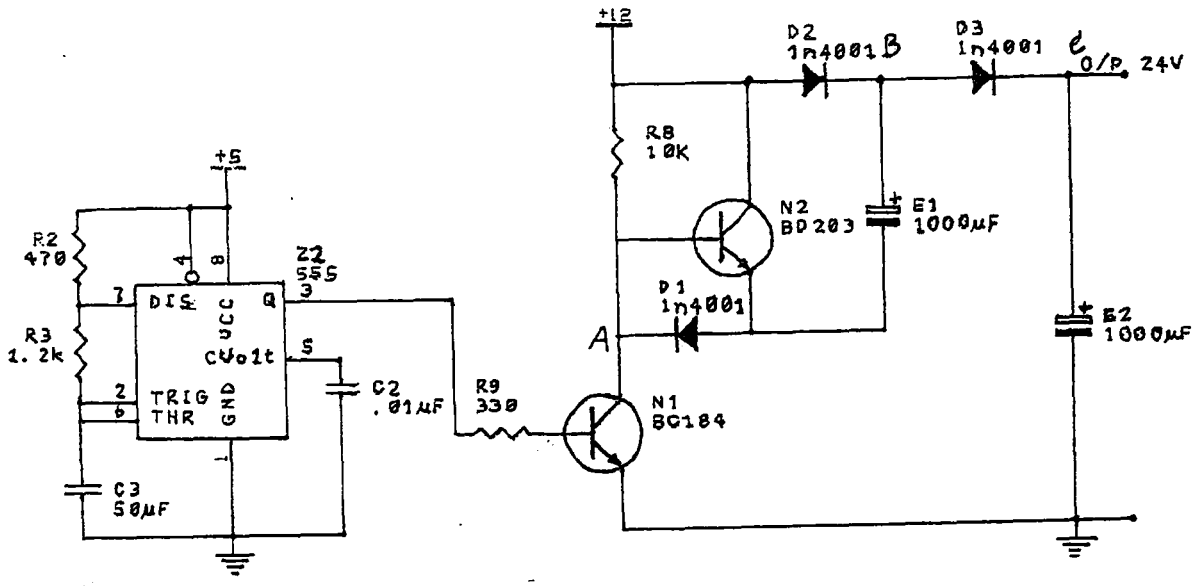
เนื่องจากมอเตอร์, แมกเนติกคลัทช์และโซลินอยด์วาล์วที่ใช้ในระบบนี้ต้องการไฟเลี้ยงกระแสตรงขนาด 24 โวลต์ แต่แบตเตอรี่ในรถยนต์มีขนาดแรงดันเพียง 12 โวลต์ จึงจำเป็นต้องเพิ่มแรงดันเป็นสองเท่าเพื่อนำไปป้อนให้กับอุปกรณ์ดังกล่าวข้างต้น

#### การทำงานของวงจร

จะต้องมีการป้อนสัญญาณนาฬิกาให้กับขาของ  $N_1$  (BC 184) โดยเลือกใช้ความถี่เท่ากับ 10 kHz เมื่อสัญญาณนาฬิกามีสถานะเป็น 1 จะทำให้  $N_1$  นำกระแสและ  $E_1$  จะได้รับการประจุจนกระทั่งมีค่าแรงดันเท่ากับไฟเลี้ยง 12 โวลต์ แต่เมื่อสัญญาณนาฬิกามีสถานะเป็น 0  $N_1$  จะหยุดนำกระแส ขณะเดียวกัน  $N_2$  จะเริ่มนำกระแสทำให้แรงดันที่ขั้วลบของ  $E_1$  เพิ่มขึ้นจนมีค่าเท่ากับไฟเลี้ยง 12 โวลต์ ทำให้แรงดันที่ขาบวกของ  $E_1$  จะมีค่าประมาณสองเท่าของแหล่งจ่ายไฟ และแรงดันที่มีค่าสองเท่าของแหล่งจ่ายไฟนี้จะไปประจุให้  $E_2$  ทำให้ได้แรงดันขนาด 24 โวลต์ ที่เรียกขาน

จากรูปที่ 3.3 เป็นวงจรป้อนกระแสให้กับแมกเนติกคลัทช์ และ โซลินอยด์วาล์วซึ่งถูกควบคุมด้วยพอร์ต 1 ของ 8031 โดย

- P1.0 เป็นส่วนที่ใช้ควบคุมแมกเนติกคลัทช์ของแป้นเหยียบคันเร่ง
- P1.1 เป็นส่วนที่ใช้ควบคุมแมกเนติกคลัทช์ของแป้นเหยียบเบรก
- P1.2 เป็นส่วนที่ใช้ควบคุมโซลินอยด์วาล์วของหม้อลมคลัทช์



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรคัมเบิ้ลโวลท์เคท

การทำงาน

เมื่อ P1.X มีสถานะ 1 จะทำให้  $N_1$  นำกระแส ที่ขาคอลเลกเตอร์ของ  $N_1$  จะมีค่าแรงดันประมาณ 0 โวลท์ ดังนั้น  $N_2$  จะไม่นำกระแส ทำให้ไม่มีการทำงานของขดลวด หาก P1.X มีสถานะ 0 จะทำให้  $N_1$  ไม่นำกระแส ดังนั้นที่ขาคอลเลกเตอร์ของ  $N_1$  จะมีค่าแรงดันประมาณ 5 โวลท์ ดังนั้น  $N_2$  จะนำกระแสทำให้ขดลวดทำงาน

### 3.4 วงจรรีเซตและวงจรตรวจวัดความเร็วรอนต์

#### วงจรรีเซต

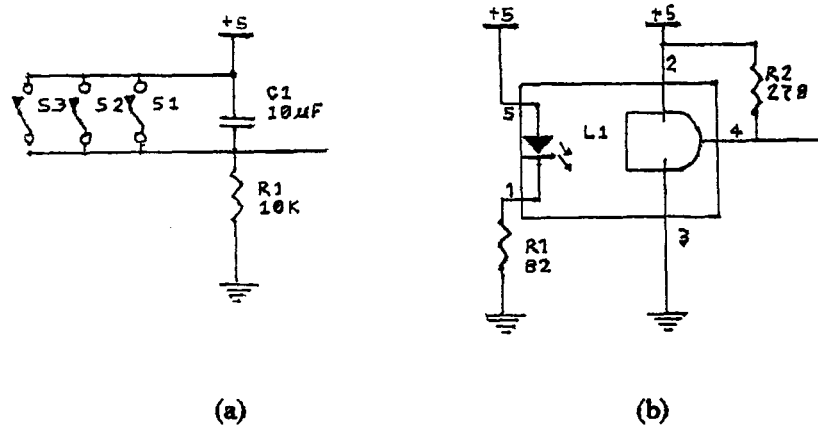
วงจรรีเซตมีส่วนประกอบหลักคือสวิตช์ 3 ตัว แต่ละตัวจะติดอยู่กับแป้นเหยียบคีย์บอร์ด, เบริค และคันเร่ง ในขณะที่แป้นเหยียบคีย์บอร์ด, เบริค หรือคันเร่ง วงจรจะส่งสัญญาณเอาต์พุตไปยัง CPU เพื่อทำการรีเซต ดังนั้นระบบจะหยุดทำงานกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ เป็นการออกจากระบบ AUTO เข้าสู่ระบบ MANUAL นั่นเอง จนกว่าจะมีการกดแป้นเหยียบทั้งสาม ระบบ AUTO ก็จะเริ่มทำงานใหม่อีกครั้ง

#### วงจรตรวจวัดความเร็วรอนต์

อุปกรณ์หลักของวงจรมีคือ Slotted Optical Switches logic output หรือ Opto Interruptor ซึ่งภายในประกอบด้วยตัวเปล่งแสง (Emitter) และ ตัวรับแสง (Detector) โดยเอาต์พุตของอุปกรณ์นี้จะมีลักษณะเป็นลอจิก

#### หลักการทำงาน

โดยปกติเมื่อตัวเปล่งแสงส่องแสงไปยังตัวรับแสง เอาต์พุตของอุปกรณ์จะมีสถานะเป็นลอจิก 0 และเมื่อนำเฟืองที่ติดอยู่กับเข็มนาฬิกาความเร็วรอนต์ มาตัดผ่านแสงระหว่างตัวเปล่งแสงและตัวรับแสงจะทำให้เอาต์พุตมีสถานะเป็นลอจิก 1 เราจะนำขอบขาของสถานะ 1 นี้ ไปป้อนให้กับขาอินพุตของ CPU เมื่อลูปหมุนไป 1 รอบ เฟืองตัวนี้ก็จะหมุนไป 1 รอบด้วย ดังนั้นเมื่อ CPU รับสัญญาณเข้าที่ขาอินพุตจึงกล่าวได้ว่า นำไปเปรียบเทียบกับขอบขาของสัญญาณก่อนหน้า ก็จะทราบค่าความเร็วของรอนต์ได้

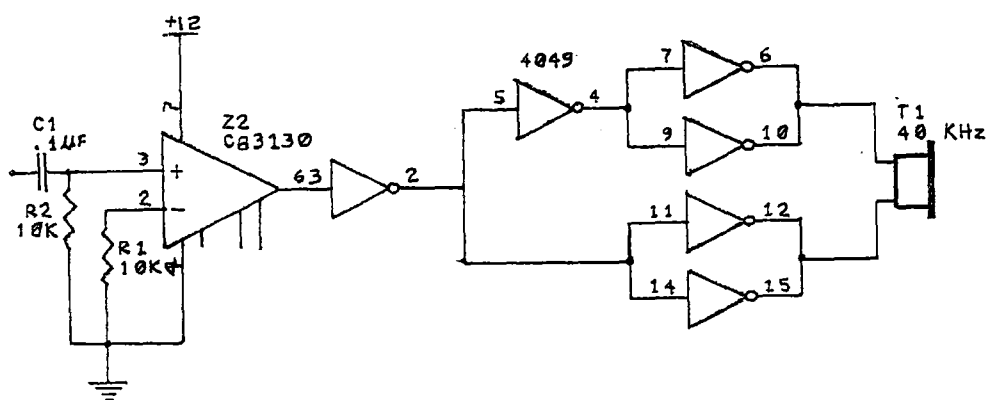


รูปที่ 3.4 (a) วงจรรีเซต

(b) วงจรตรวจวัดความเร็วรอนต์

### 3.5 วงจรภาคส่งคลื่นอุลตราโซนิค

วงจรภาคส่งคลื่นอุลตราโซนิคจะใช้ไอซี  $Z_2$  เบอร์ 4049 ภายในจะประกอบด้วยอินเวอร์เตอร์ 6 ตัว ซึ่ง 4 ตัวแรกคือ  $Z_{21}$  กับ  $Z_{22}$  และ  $Z_{25}$  กับ  $Z_{26}$  ซึ่งจะจับคู่กัน โดยค่อในลักษณะขนานกันเพื่อขับตัวส่ง วิธีการเช่นนี้จะเป็นการเพิ่มขนาดของสัญญาณที่คกรอบตัวส่งให้สูงขึ้นเป็น 2 เท่า เมื่อเทียบกับการค่อตัวส่งเข้ากับเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์เพียงตัวเดียว ทรานสดิวเซอร์ตัวส่งนี้ ถูกออกแบบมาให้แปลงสัญญาณไฟฟ้าที่จ่ายให้แก่ตัวมันซึ่งมีความถี่ประมาณ 40 KHz มาเป็นคลื่นเสียงย่านอุลตราโซนิคเพื่อส่ง ไปให้กับตัวจับค่อไป



รูปที่ 3.5 วงจรภาคส่งคลื่นอุลตราโซนิค

### 3.6 วงจรจ่ายกระแส

วงจรจ่ายกระแสให้คัลท์แม่เหล็ก (magnetic clutch) และ โซลินอยด์วาล์ว (solenoid valve) ซึ่งถูกควบคุมจากพอร์ท 1 ของ 8031 โดย

P1.0 ควบคุมคัลท์แม่เหล็กของแป้นเหยียบคันเร่ง

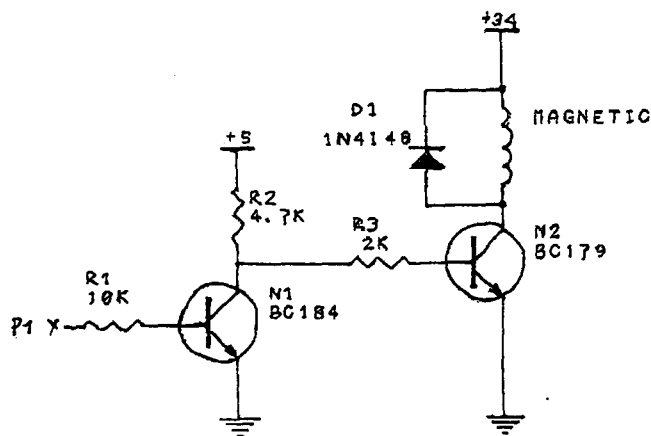
P1.1 ควบคุมคัลท์แม่เหล็กของแป้นเหยียบเบรก

P1.2 ควบคุมโซลินอยด์วาล์วสำหรับหม้อลมคัลท์

การทำงาน

เมื่อ P1.X เป็นลอจิก "1" จะทำให้  $N_1$  นำกระแส ทำให้ขาคอลเลกเตอร์ของ  $N_1$  มีค่าประมาณ 0 โวลต์ ดังนั้น  $N_2$  ไม่นำกระแสจึงไม่มีการทำงานของขดลวด

หาก P1.X เป็นลอจิก "0" จะทำให้  $N_1$  ไม่นำกระแส ทำให้ขาคอลเลกเตอร์ของ  $N_1$  มีค่าประมาณ 5 โวลต์ ดังนั้น  $N_2$  นำกระแสจึงมีการทำงานของขดลวด



รูปที่ 3.6 วงจรจ่ายกระแส

### 3.7 ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรม

ในการทำงานของโปรแกรม โปรแกรมจะสั่งให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

1. ส่งคลื่น 40 kHz จำนวน 40 ลูกคลื่น ใช้เวลา 1 ms.
2. หน่วงเวลาไว้ประมาณ 1 ms.
3. รับ cruise ( ความเร็วสูงสุดสำหรับล้อคลื่นแรงในกรณีวิ่งอิสระ )
4. รอรับคลื่นที่สะท้อนกลับมา

- ในขณะที่รอรับจะเพิ่มค่า counter ขึ้นทีละ 1 ในทุก ๆ 104 cycle คลื่นสะท้อนไปและกลับมาในระยะห่าง 5 เมตร ซึ่งเท่ากับว่าระยะทางทั้งหมดเป็น 10 เมตร จะได้ค่า counter = 250d = 0FAh เพราะฉะนั้น 1 counter จะเท่ากับระยะห่าง 2 เซนติเมตร

ที่อุณหภูมิ 40 องศาเซลเซียส

$$\begin{aligned} \text{เสียงเดินทางในอากาศด้วยความเร็วเสียง} &= 331+0.6T \\ &= 355 \text{ m/s} \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} \text{เพราะฉะนั้นระยะทาง 10 เมตร เสียงใช้เวลาเดินทาง} &= (10/355) \\ &= 28.169 \text{ ms} \end{aligned} \quad (3.2)$$

เวลา 28.169 ms จะต้องสามารถ counter ได้เท่ากับ 0FAH

$$\begin{aligned} \text{เพราะฉะนั้นช่วงเวลาในการนับ 1 counter} &= (28.169 \text{ ms})/250 \\ &= 112.676 \text{ microsec.} \\ &= 103.8 \text{ cycles} \\ \text{หรือประมาณ} &= 104 \text{ cycles} \end{aligned} \quad (3.3)$$

#### หมายเหตุ

- หากรอรับคลื่นจนกระทั่ง counter = 250D แล้วยังไม่ได้รับคลื่นสะท้อน ไมโครคอนโทรลเลอร์ก็จะประมวลผลแล้วส่งคลื่นชุดใหม่ออกไปอีก นั่นก็คือกระบวนการจะเริ่มต้นทำซ้ำตั้งแต่ข้อ 1 ใหม่

- หากได้รับคลื่นสะท้อนก่อนที่ counter = 250D ไมโครคอนโทรลเลอร์จะนำค่า counter ที่ได้ไปประมวลผล เมื่อทำการประมวลผลเสร็จแล้วก็จะกลับมานับเพิ่มค่า counter อีกให้ถึง 250D แล้วไมโครคอนโทรลเลอร์จึงจะกลับไปกระทำซ้ำที่ข้อ 1 ใหม่ เพื่อให้เกิดการส่งคลื่นออกไปในทุก ๆ 28 ms

### 3.8 ขั้นตอนการประมวลผล

การประมวลผลของไมโครคอนโทรลเลอร์ จะแบ่งออกได้เป็น 2 กรณีใหญ่ ๆ ดังต่อไปนี้คือ

3.8.1. เมื่อไม่มีวัตถุมาขวางด้านหน้ารถยนต์ภายในระยะทาง 5 เมตร โปรแกรมจะสั่งให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

1. ตรวจสอบความเร็วของรถยนต์ในขณะนั้น
2. ทำการเปรียบเทียบกับ cruise ที่ได้รับไว้หลังจากส่งคลื่นออกไป ซึ่งจะให้ผลที่เป็นไปได้ 2 กรณีคือ

2.1  $speed < cruise$  ไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำงานตามโปรแกรมคือ สั่งให้เหยียบคันเร่งลงไป แล้วกลับไปทำการส่งคลื่นชุดต่อไป

2.2  $speed > cruise$  ไมโครคอนโทรลเลอร์จะเปรียบเทียบกับ  $(cruise + 5 \text{ กิโลเมตรต่อชั่วโมง})$

- ถ้า  $speed < (cruise + 5 \text{ กิโลเมตรต่อชั่วโมง})$  ไมโครคอนโทรลเลอร์จะกลับไปทำการส่งคลื่นในชุดต่อไป

- ถ้า  $speed > (cruise + 5 \text{ กิโลเมตรต่อชั่วโมง})$  ไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำงานตามโปรแกรมคือ สั่งให้ถอนคันเร่งออก แล้วจึงทำการส่งคลื่นในชุดต่อไปออกไป

3.8.2. เมื่อมีวัตถุมาขวางด้านหน้ารถยนต์ภายในระยะ 5 เมตร โปรแกรมจะสั่งให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

1. ทำการหาผลต่างของระยะทางที่วัดได้ กับ ค่าของระยะทางของการส่งคลื่นในครั้งที่ผ่านมา  $differential = counter - old\ counter$

2. เมื่อได้ค่า differential ไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการแบ่งค่า differential นั้นออกเป็น 7 ช่วง เพื่อทำการประมวลผลให้เหมาะสมกับสถานการณ์ต่าง ๆ

differential ทั้ง 7 ช่วงประกอบไปด้วย

- ก. ช่วง differential มากกว่า 8
- ข. ช่วง differential มากกว่าหรือเท่ากับ 2 ถึง น้อยกว่าหรือเท่ากับ 8
- ค. ช่วง differential เท่ากับ 1
- ง. ช่วง differential เท่ากับ 0
- จ. ช่วง differential เท่ากับ -1
- ฉ. ช่วง differential มากกว่าหรือเท่ากับ -8 ถึง น้อยกว่าหรือเท่ากับ -2
- ช. ช่วง differential น้อยกว่า -8

#### ช่วง ก. differential มากกว่า 8

หมายความว่า ที่เวลานั้น ๆ รถยนต์ของเรามีความเร็วน้อยกว่าของรถยนต์คันข้างหน้ามากกว่า 20 กิโลเมตรต่อชั่วโมง ไมโครคอนโทรลเลอร์จะสั่งเหยียบคันเร่งด้วยแรงสูงสุดค่าหนึ่ง

#### ช่วง ข. differential มากกว่าหรือเท่ากับ 2 ถึง น้อยกว่าเท่ากับ 8

หมายความว่า ความเร็วของรถยนต์ของเราน้อยกว่าของรถยนต์คันข้างหน้าอยู่ในช่วง 5 - 20 กิโลเมตรต่อชั่วโมง ไมโครคอนโทรลเลอร์จะสั่งเหยียบคันเร่งด้วยแรงที่เป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างความเร็ว

#### ช่วง ค. differential เท่ากับ 1 แบ่งออกได้เป็น 2 กรณีคือ

##### 1. differential เท่ากับ 1 หลังจาก differential อยู่ใน

ช่วง ข. มาก่อน ( ข. มา ค. ) ไมโครคอนโทรลเลอร์จะสั่งเหยียบคันเร่งด้วยแรงที่น้อยที่สุดค่าหนึ่ง

##### 2. differential เท่ากับ 1 หลังจาก differential อยู่ใน

ช่วง ง. มาก่อน ( ง. มา ค. ) ไมโครคอนโทรลเลอร์จะสั่งให้หยุดเป็นเหยียบต่าง ๆ ให้นิ่งคงที่ และยอมให้เกิดสภาวะนี้ได้ 10 ครั้ง คือ รถยนต์จะค่อช ๆ ถอยห่างออกมา 20 เซนติเมตร แล้วไมโครคอนโทรลเลอร์จึงจะสั่งให้ค่อช ๆ เหยียบคันเร่งลงไป

#### หมายเหตุ

เหตุที่ยอมให้เกิดการสั่งงานในช่วง ค.2 เพราะค่า differential เท่ากับ 1 ซึ่งเท่ากับผลห่าง 2 เซนติเมตรอาจจะมาจาก differential เท่ากับ 0 คือมีผลห่างน้อยกว่า 2 เซนติเมตรหลายๆ ครั้งรวมกันจนได้ผลห่างมากกว่า 2 เซนติเมตร นั่นก็คือ differential เท่ากับ 1

### ช่วง จ. differential เท่ากับ 0

หมายความว่า ในช่วงเวลา 30 ms. เกิดผลทางน้อยกว่า 2 เซนติเมตร เพราะฉะนั้น speed จะมากกว่าหรือน้อยกว่ารถยนต์คันหน้าน้อยกว่า 2.5 กิโลเมตรต่อชั่วโมงซึ่งถือว่าน้อยมาก ไมโครคอนโทรลเลอร์จะสั่งให้หยุดเป็นเหยียบ เพื่อที่จะพยายามรักษาสถานะสมดุลนี้ไว้ และทำการตรวจสอบว่า ถ้า speed เท่ากับ 0 กิโลเมตรต่อชั่วโมงแสดงว่ารถยนต์หยุดนิ่ง ไมโครคอนโทรลเลอร์จะสั่งให้ถอนเบรคออก ( ในกรณีที่มี differential เท่ากับ 0 หลังจาก differential มีค่าเป็นลบ )

### ช่วง จ. differential เท่ากับ -1

คล้ายกับช่วง differential เท่ากับ 1 จะแบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ

1. differential เท่ากับ -1 หลังจาก differential อยู่ใน ช่วง จ. มาก่อน  
( จ. มา จ. ) ไมโครคอนโทรลเลอร์จะสั่งให้ทำการเหยียบเบรคด้วยแรงที่ น้อยที่สุดค่าหนึ่ง

2. differential เท่ากับ -1 หลังจาก differential อยู่ใน ช่วง จ. มาก่อน  
( จ. มา จ. ) ไมโครคอนโทรลเลอร์จะสั่งให้ทำการหยุดเป็นเหยียบต่าง ๆ หนึ่งครั้งที่ และจะยอมให้เกิดสภาวะนี้ได้ 10 ครั้ง คือ เข้าใกล้รถยนต์คันหน้าเข้าไปในระยะ 20 เซนติเมตร แล้วไมโครคอนโทรลเลอร์จะสั่งให้ถอนคันเร่งออก เพื่อลดความเร็วลงเล็กน้อยแล้วทำการตรวจสอบถ้า speed น้อยกว่า 10 กิโลเมตรต่อชั่วโมง ไมโครคอนโทรลเลอร์จะสั่งให้ทำการเหยียบคลัทช์ด้วย และภายใน 10 ครั้งที่ยอมให้เกิดสภาวะนี้ ไมโครคอนโทรลเลอร์ จะทำการตรวจระยะห่างด้วยว่า ระยะห่างจะต้องมากกว่า 1.5 เมตรเพื่อความปลอดภัย หาก ระยะห่างน้อยกว่า 1.5 เมตร ไมโครคอนโทรลเลอร์จะสั่งให้ถอนคันเร่งออก แล้วเหยียบเบรคด้วยแรงน้อย ๆ ค่าหนึ่ง

### ช่วง ฉ. differential มากกว่าหรือเท่ากับ -8 ถึง น้อยกว่าหรือเท่ากับ -2

หมายความว่า รถยนต์ของเรากำลังวิ่งเข้าหารถยนต์คันข้างหน้าด้วยความเร็วในช่วง 2.5 ถึง 20 กิโลเมตรต่อชั่วโมง ไมโครคอนโทรลเลอร์จะสั่งให้เหยียบเบรคด้วยแรงที่เป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างของความเร็ว

### ช่วง ช. differential น้อยกว่าหรือเท่ากับ -8

หมายความว่า รถยนต์ของเรากำลังวิ่งเข้าหารถยนต์คันข้างหน้าด้วย speed มากกว่า 20 กิโลเมตรต่อชั่วโมง ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 กรณีคือ

1. speed มากกว่า 20 กิโลเมตรต่อชั่วโมง หมายความว่า รถยนต์ คันข้างหน้ามีการเบรคอย่างกระทันหันหรือมีคนเดินตัดหน้ารถยนต์ของเรา ไมโครคอนโทรลเลอร์จะสั่งให้ทำการเหยียบเบรคด้วยแรงที่สูงที่สุด

2. speed น้อยกว่า 20 กิโลเมตรต่อชั่วโมง หมายความว่า มีวัตถุ บางอย่างผ่านด้านหน้ารถยนต์ของเรา เช่น คนเดินผ่าน มอเตอร์ไซด์วิ่งผ่าน ( เหตุที่พิจารณา ว่าเป็นวัตถุ เพราะขณะที่รถยนต์มีความเร็ว น้อยกว่า 20 กิโลเมตรต่อชั่วโมงจึงเป็นไปได้ว่ารถยนต์ จะวิ่งเข้าหาวัตถุด้านหน้าด้วยความเร็วมากกว่า 20 กิโลเมตรต่อชั่วโมง นอกจากว่ารถยนต์คันข้างหน้ากำลังถอยหลังเข้ามาหรือกำลังวิ่งตรงเข้ามาหารถยนต์ของเรา แต่กรณีที่เป็นไปได้คือ มีวัตถุตัดผ่านด้านหน้า ทำให้ภายในเวลา 30 ms เกิดระยะเปลี่ยนแปลงได้มากกว่า 16 เซนติเมตร หรือ differential น้อยกว่า -8 ทำให้รถยนต์ของเราวิ่งเข้าหาด้วย speed มากกว่า 20 กิโลเมตรต่อชั่วโมง ) ไมโครคอนโทรลเลอร์จะยังไม่ทำอะไรเลย แล้วสักครู่จึงกลับไปส่งคลื่นในชุดต่อไป

#### หมายเหตุ

- ตลอดเวลาที่ differential มีค่าเป็นลบ ไมโครคอนโทรลเลอร์จะคอยตรวจสอบ speed ด้ว่าถ้า speed น้อยกว่า 10 กิโลเมตรต่อชั่วโมง จะสั่งให้เหยียบคลัทช์ด้วย

- ทุกครั้งที่สั่งเหยียบคันเร่ง ไมโครคอนโทรลเลอร์จะต้องทำการตรวจสอบด้วยว่าเบรคและคลัทช์ ได้ถูกสั่งให้ถอนออกแล้ว

- ทุกครั้งที่สั่งเหยียบเบรคและคลัทช์ ไมโครคอนโทรลเลอร์จะต้องทำการตรวจสอบด้วยว่าคันเร่งถูกสั่งให้ถอนออกแล้ว

### 3.9 Magnetic clutch (ชุดควบคุมเบรกและคันเร่ง)

ชุดควบคุมเบรกและคันเร่งนี้ ประกอบด้วยเหล็ก (ชิ้น A,B,C,D,) และอลูมิเนียม (ชิ้นE,F) และลักษณะดังรูป รายละเอียดของชุดควบคุมเบรกและคันเร่งมีดังนี้

ชุดควบคุมเบรกและคันเร่งนี้จะแยกเป็น 2 แต่ละชุดอยู่บนแกนเดียวกัน

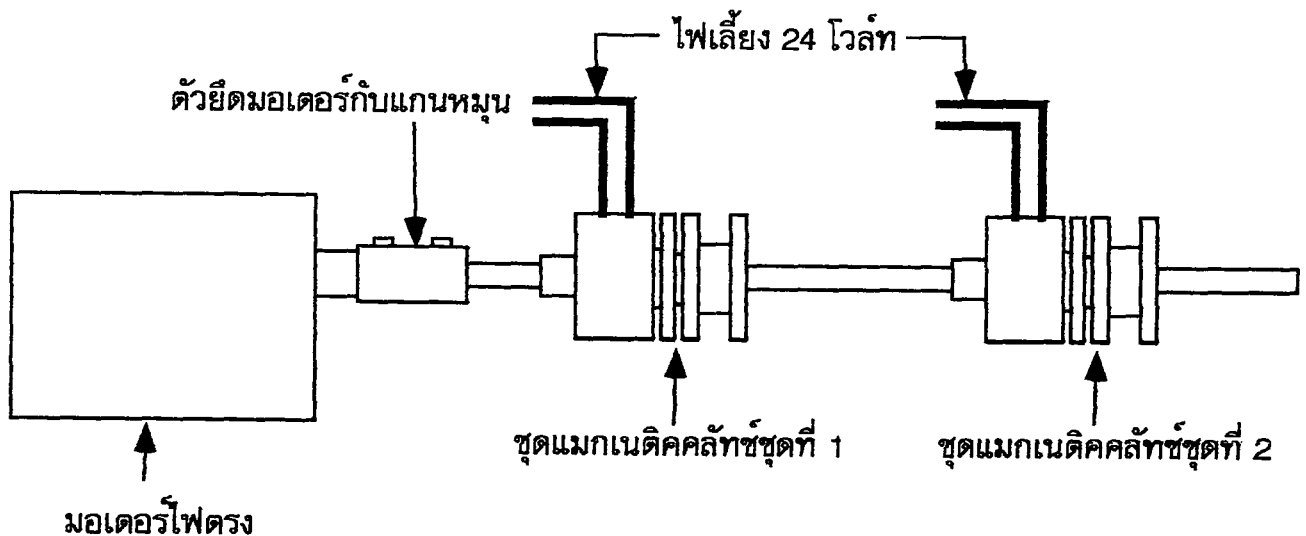
- ชิ้น A จะถูกตรึงให้อยู่กับที่ด้วยแหวนเกือกม้าทางด้านหลัง
- ชิ้น B จะถูกวางไว้ภายในชิ้น A โดยให้บ่าของชิ้น B ประกบให้สนิท และบนชิ้นงานจะต้องเจาะร่องไว้เพื่อใส่แหวนเกือกม้าสำหรับยึดชิ้นงาน A และชิ้น B จะถูกตรึงติดกับแกนด้วยสลัก

- ชิ้น C จะเป็นแหวนสปริง จะวางอยู่ระหว่างชิ้นงาน B และ D ทำหน้าที่ผลักดันให้ชิ้นงานทั้งสองออกห่างจากกัน

- ชิ้น D จะเป็นชิ้นงานที่สามารถเคลื่อนที่อยู่ระหว่างชิ้นงาน B และ E ได้ ทางด้านหลังจะเจาะร่องไว้และปักสลักเอาไว้เพื่อให้หมุนตามแกนและสามารถเคลื่อนที่เข้า - ออกได้ ชิ้น D นี้ จะเจาะรูไว้ 4 รูให้สมมาตรกัน

- ชิ้น E จะถูกตรึงให้อยู่กับที่ด้วยแหวนเกือกม้าจากทั้งสองด้าน(แต่ละส่วนสามารถหมุนได้โดยเป็นอิสระจากแกน) และด้านที่สัมผัสกับชิ้น D จะมีสลักยื่นออกมา โดยมีระยะตรงกับรูที่เจาะไว้กับชิ้นงาน D ส่วนที่อยู่ลงไปตรงกลางนั้นจะมีสายเอ็นผูกไว้ โดยปลายอีกด้านหนึ่งยึดอยู่กับแป้นเหยียบของเบรกและคันเร่ง

- ชิ้น F เป็นแกนทำจากอลูมิเนียม เป็นตัวส่งผ่านแรงจากมอเตอร์



รูปที่ 3.7 แสดงส่วนต่าง ๆ ของแกนที่ใช้ดึงเบรกและคันเร่ง

การทำงาน

หลักการการทำงานของชุดควบคุมเบรกและคันเร่งเป็นดังนี้

1. ขณะขับขีเมื่อ CPU ประมวลผลพบว่า ความเร็วสัมพัทธ์ของรถยนต์เป็นบวก ซึ่งอาจเกิดจาก

- วัตถุด้านหน้าเคลื่อนที่ออกจากรถยนต์ที่หยุดนิ่ง
  - วัตถุด้านหน้าเคลื่อนที่ไปในทิศทางเดียวกับรถยนต์แต่มีความเร็วสูงกว่า
- หากวัตถุอยู่ห่างจากรถยนต์เกินกว่าระยะที่กำหนดไว้ (ซึ่งวัดด้วยทรานสดิวเซอร์)

CPU จะสั่งให้ชุดควบคุมเหยียบคันเร่ง โดยการส่งมอเตอร์ให้หมุนโดยปกติ ชิ้นงาน E จะสัมผัสอยู่กับชิ้นงาน D โดยมีสลักอยู่ในรูบนเนื่องมาจากแรงผลึกของแหวนสปริง(ชิ้นงาน C) ดังนั้นเมื่อมอเตอร์หมุนชิ้น D จะหมุน เอ็นที่ผูกปลาสติวกับก้านคันเร่งจะถูกม้วนเก็บเข้าไว้ในร่องของชิ้นงาน E ซึ่งเป็นการเหยียบคันเร่งนั่นเอง

2. ขณะขับขีเมื่อ CPU ประมวลผลพบว่า ความเร็วสัมพัทธ์ของรถยนต์เป็นลบ ซึ่งอาจเกิดจาก

- รถยนต์เคลื่อนที่เข้าหาวัตถุด้านหน้าที่หยุดนิ่ง
- รถยนต์กับวัตถุด้านหน้าเคลื่อนที่ไปในทิศทางเดียวกัน แต่วัตถุเคลื่อนที่ช้ากว่ารถยนต์
- รถยนต์กับวัตถุเคลื่อนที่ไปในทิศทางตรงกันข้าม (สวนทางกัน)

เมื่อวัตถุอยู่ห่างจากรถยนต์น้อยกว่าระยะทางที่ตั้งไว้ CPU จะสั่งให้ชุดควบคุมถอนคันเร่งและเหยียบเบรก โดยการถอนคันเร่งสามารถทำได้ดังนี้

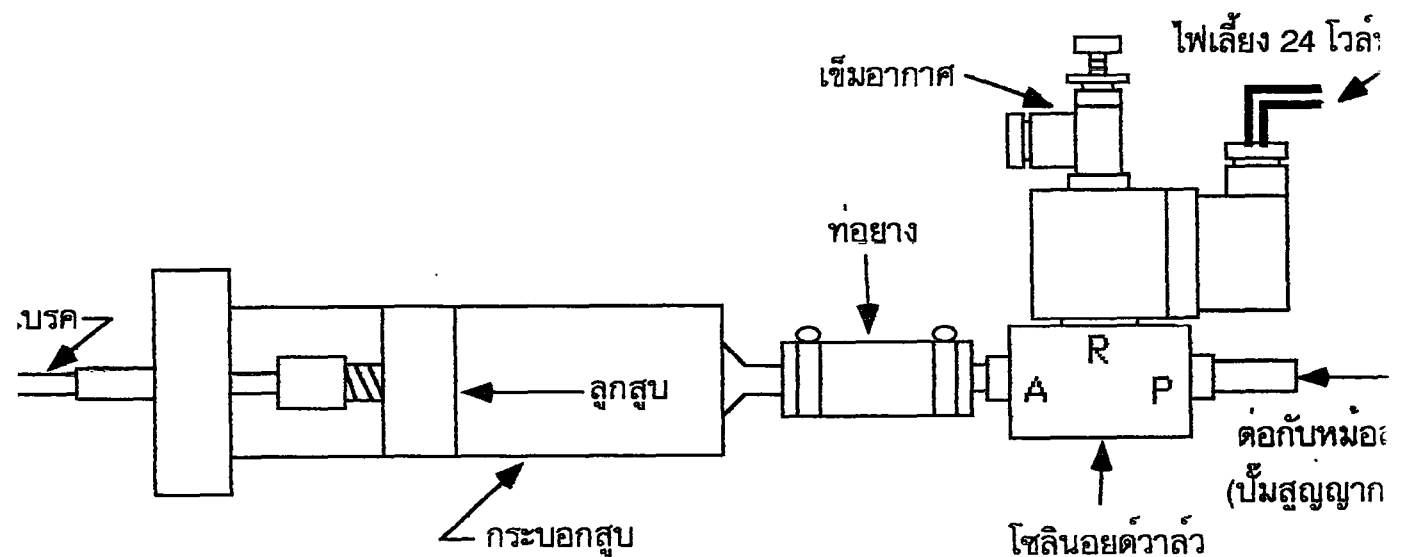
ชุดวงจรจะจ่ายไฟให้กับชิ้นงาน A ของชุดควบคุมคันเร่ง ซึ่งเป็นขดลวดโซลินอยด์ ขดลวดโซลินอยด์จะสร้างสนามแม่เหล็กเพื่อคูดชิ้นงาน C และ D ให้ติดกับชิ้นงาน B ตามลำดับ ทำให้สลักของชิ้นงาน E หลุดออกจากรูในชิ้นงาน D (เมื่อชิ้นงาน E เป็นอิสระจากการหมุนของมอเตอร์) จากข้อ 1 ที่มีการเหยียบคันเร่ง สายเอ็นก็จะถูกดึงกลับไปด้วยแรงสปริงของก้านคันเร่งเอง การเหยียบเบรกสามารถทำได้ดังนี้

เมื่อชิ้นงาน E ของชุดควบคุมคันเร่งเป็นอิสระจากมอเตอร์ ขณะเดียวกัน CPU ก็สั่งมอเตอร์เพื่อเป็นการเหยียบเบรก ซึ่งมีหลักการเคียวกับการเหยียบคันเร่งนั่นเอง

### 3.10 ชุดควบคุมคลัทช์

ชุดควบคุมคลัทช์ประกอบไปด้วย

1. ระบายอากาศพร้อมลูกสูบซึ่งป้องกันการรั่วซึมโดยการรัศด้วยโอริงค์ (O - ring) ที่ลูกสูบจะมีสายเบรคติดอยู่ โดยให้ปลายอีกด้านติดอยู่กับก้านคลัทช์
2. เข็มอากาศ (control speed valve) ซึ่งเป็นตัวควบคุมปริมาณการไหลของอากาศ
3. โซลินอยด์วาล์ว จากรูปที่ 3.8 ให้ปลายทางด้าน P ต่อกับหม้อลมรถยนต์ ทางด้าน A ต่อกับกระบอกสูบ และทางด้าน R ต่อเข้ากับเข็มอากาศ



รูปที่ 3.8 รูปแสดงส่วนต่าง ๆ ของชุดกระบอกสูบซึ่งใช้คิงคลัทช์

#### การทำงาน

เมื่อระบบต้องการให้มีการเหยียบคลัทช์ ชุดวงจรจะจ่ายไฟให้กับโซลินอยด์วาล์ว ทำให้ด้าน A ต่อเข้ากับด้าน P ซึ่งหม้อลมจะดูดอากาศออกจากกระบอกสูบจากด้าน P นี้ จนเป็นสูญญากาศ จึงทำให้กระบอกสูบเคลื่อนที่มาจากด้านท้ายของหม้อลม ก้านคลัทช์ที่ถูกดึงจึงเป็นการเหยียบคลัทช์นั่นเอง

เมื่อระบบต้องการจะปล่อยอิเล็กตรอน ชุดวงจรก็จะหยุดจ่ายไฟให้กับโซลินอยด์วาล์ว ทำให้ด้าน A ค่อยเข้ากับด้าน R อากาศจากภายนอกจะไหลเข้าสู่กระบอกสูบ ทำให้ภายในกระบอกสูบเป็นบรรยากาศ ลูกสูบก็จะถูกดึงกลับไปทางด้านฝาปิดด้วยแรงสปริงของเบ้าเหยียบอิเล็กตรอน ความเร็วในการปล่อยอิเล็กตรอนนี้สามารถควบคุมได้ด้วยเข็มอากาศนั่นเอง อย่างไรก็ตาม การเหยียบหรือการปล่อยอิเล็กตรอนจะต้องทำงานสัมพันธ์กันกับชุดควบคุมเบรกและคันเร่ง

## บทที่ 4

### ผลการทดลองและแนวทางการพัฒนา

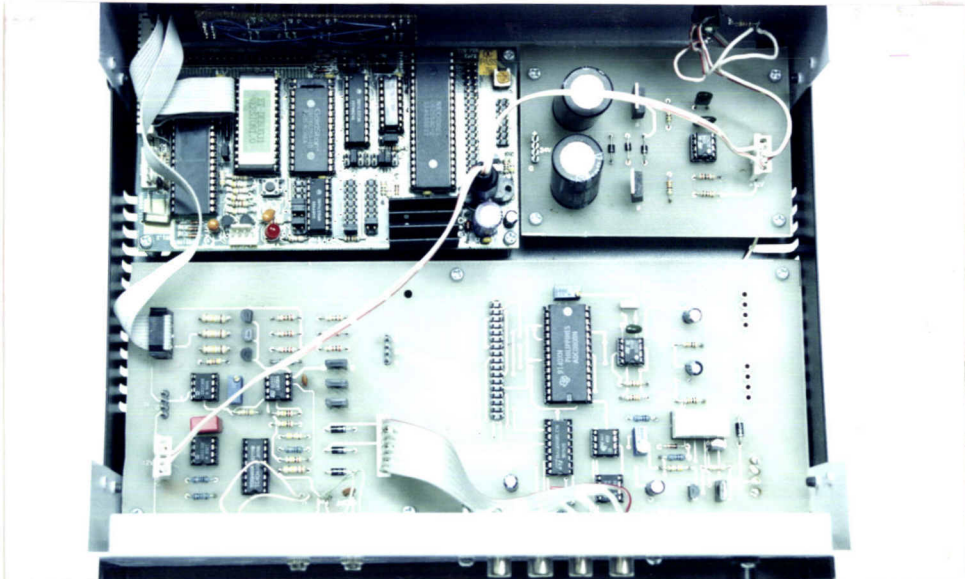
4.1 ชุดของวงจรรวมทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ เมื่อบรรจุลงกล่องแล้วจะประกอบไปด้วย

4.1.1 แผ่นวงจรรวม 3 แผ่น ประกอบด้วย

- แผ่นวงจรด้านบนเป็นวงจรภาครับ - ส่งคลื่นอุลตราโซนิค และวงจรแปลงสัญญาณระหว่างอนาล็อกและดิจิทัล

- แผ่นวงจรด้านล่างซ้ายเป็นวงจรแปลงไฟกระแสตรง 12 โวลต์เป็น 24 โวลต์

- แผ่นวงจรด้านล่างขวาเป็นวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ PC-SB31



รูปที่ 4.1 แผ่นวงจรรวมซึ่งบรรจุลงกล่อง

4.1.2 ชุดแสดงผลด้านหน้า ซึ่งประกอบด้วย

- สวิตช์ปิด-เปิด

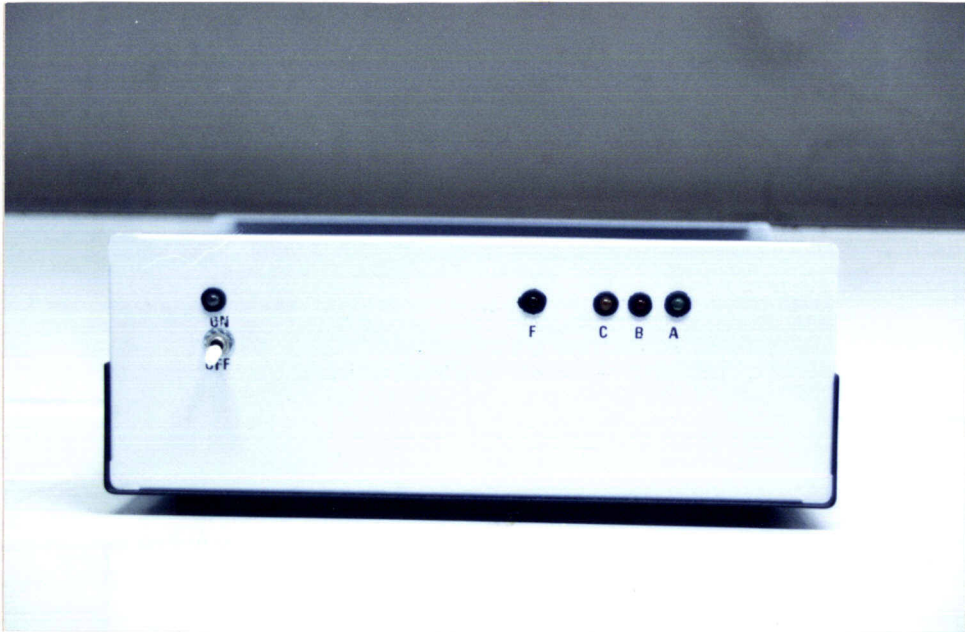
- หลอดไฟ(LED)แสดงสถานะการทำงาน ประกอบด้วยหลอดไฟ 4 ดวงเรียงจากซ้ายไปขวาค้างนี้

1. หลอดไฟ F จะกระพริบด้วยความถี่ 3 ครั้งต่อวินาที เมื่อระบบไม่สามารถตรวจจับวัตถุค้ำได้ (ระยะมากกว่า 5 เมตร)

2. หลอดไฟ C จะสว่างเมื่อระบบสั่งเหยียบคัทซ์

3. หลอดไฟ B จะสว่างเมื่อระบบสั่งเหยียบเบรค

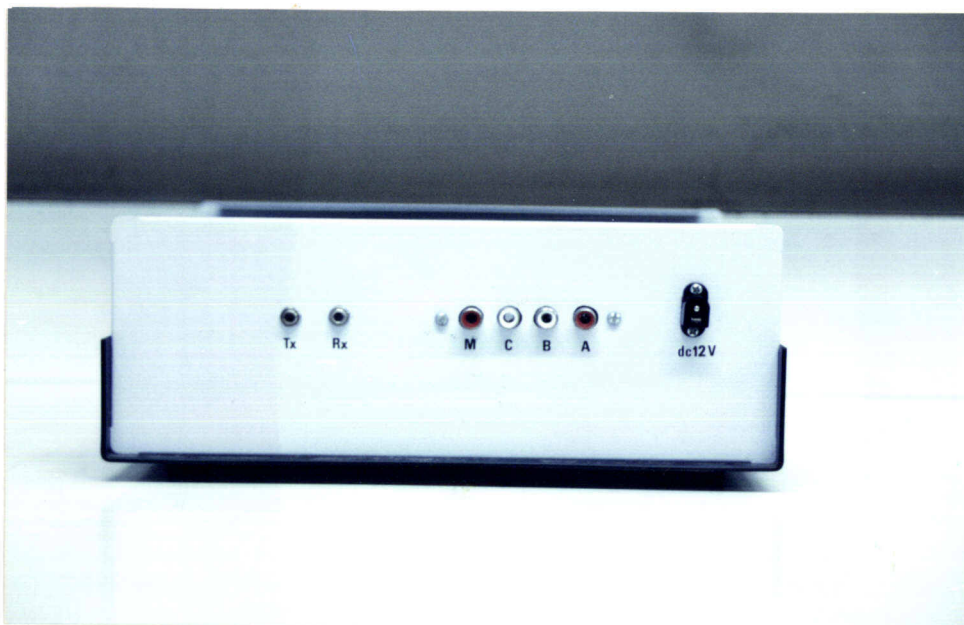
4. หลอดไฟ A จะสว่างเมื่อระบบสั่งเหยียบคันเร่ง



รูปที่ 4.2 ลักษณะด้านหน้าของกล่อง

4.1.3. ส่วนเชื่อมต่อด้านหลัง ซึ่งประกอบด้วย

- Tx ใช้เชื่อมต่อกับทรานสดิวเซอร์ตัวส่ง
- Rx ใช้เชื่อมต่อกับทรานสดิวเซอร์ตัวรับ
- M ใช้เชื่อมต่อกับมอเตอร์
- C ใช้เชื่อมต่อกับโซลินอยวาล์วของหม้อต้มเพื่อควบคุมคลัทช์
- B ใช้เชื่อมต่อกับแมกเนติกคลัทช์เพื่อควบคุมการทำงานของเบรค
- A ใช้เชื่อมต่อกับแมกเนติกคลัทช์เพื่อควบคุมการทำงานของคันเร่ง
- DC 12 V ใช้สำหรับรับไฟเลี้ยงกระแสตรง 12 โวลต์จากภายนอก



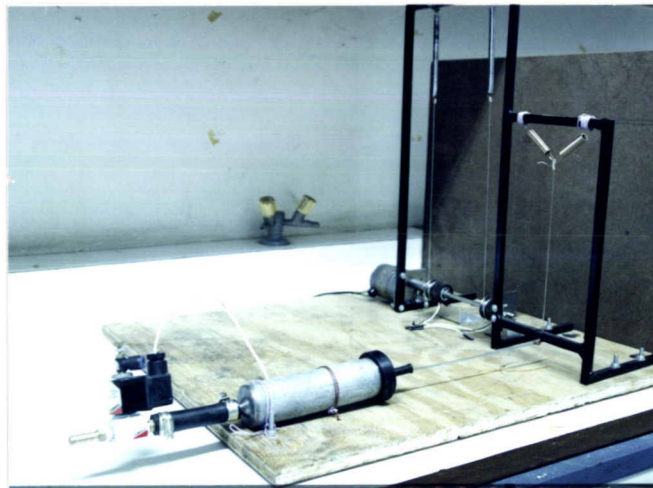
รูปที่ 4.3 ลักษณะด้านหลังของกล่อง

#### 4.2 ชุดจำลองทางค้ำเครื่องกล

ซึ่งจำลองการทำงานของแป้นเหยียบรถยนต์ ประกอบไปด้วยส่วนต่างๆดังนี้

##### 4.2.1. ชุดจำลองการควบคุมแป้นเหยียบคลัทช์

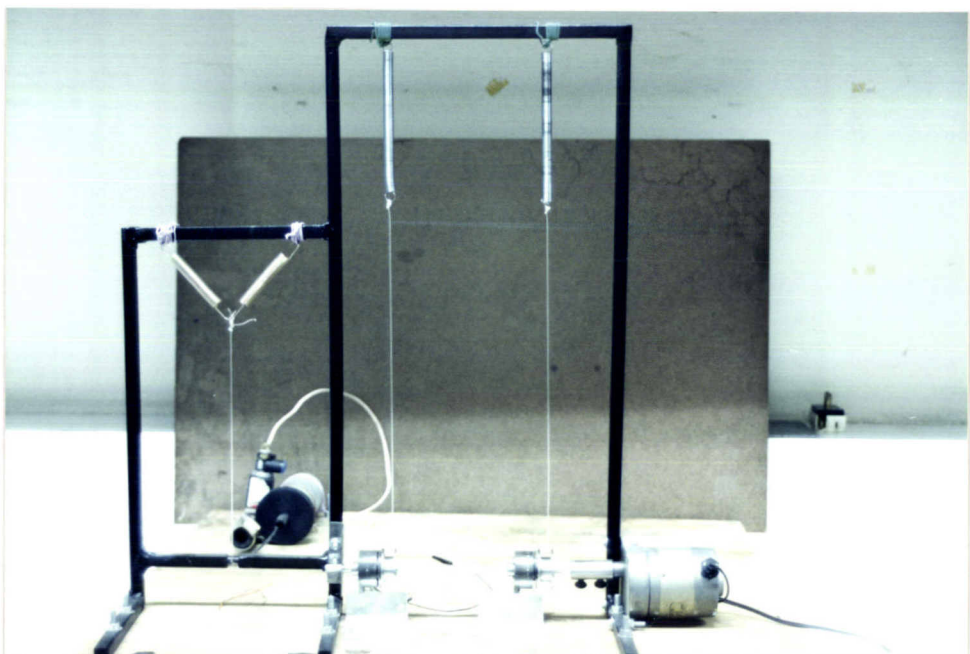
ชุดจำลองการควบคุมแป้นเหยียบคลัทช์ โดยใช้หม้อลมสูญญากาศค้ำ-ปล่อยสปริงแทนการเหยียบ-ถอนคลัทช์ การค้ำและปล่อยลูกสูบในหม้อลมสูญญากาศถูกควบคุมโดยโซลินอยด์วาล์ว และควบคุมความเร็วในการปล่อยลูกสูบด้วยเข็มอากาศ (CONTROL SPEED VALVE)



รูปที่ 4.4 ชุดจำลองการควบคุมแป้นเหยียบคลัทช์

##### 4.2.2 ชุดจำลองการควบคุมแป้นเหยียบเบรกและคันเร่ง

ชุดจำลองการควบคุมแป้นเหยียบเบรกและคันเร่ง โดยใช้หม้อเตอร์กระแสตรงหมุนแกนชุดแมกเนติกคลัทช์เพื่อค้ำ-ปล่อยสปริง แทนการเหยียบ-ปล่อยเบรกและคันเร่ง



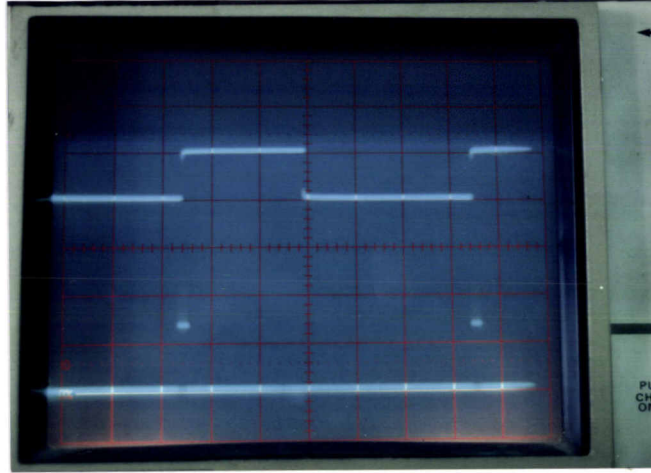
รูปที่ 4.5 ชุดจำลองการควบคุมแป้นเหยียบเบรกและคันเร่ง

#### 4.3 ผลการทดลอง

ขั้นตอนในการสร้างและทดลองนั้นสามารถแบ่งการทดลองออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ๆคือด้วยกันคือทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ และ เครื่องกล ซึ่งสามารถสรุปผลการทดลองได้ดังนี้

##### 1. ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ได้ผลการทดลองดังนี้

- สามารถส่งคลื่นได้ทุก 30 มิลลิวินาที

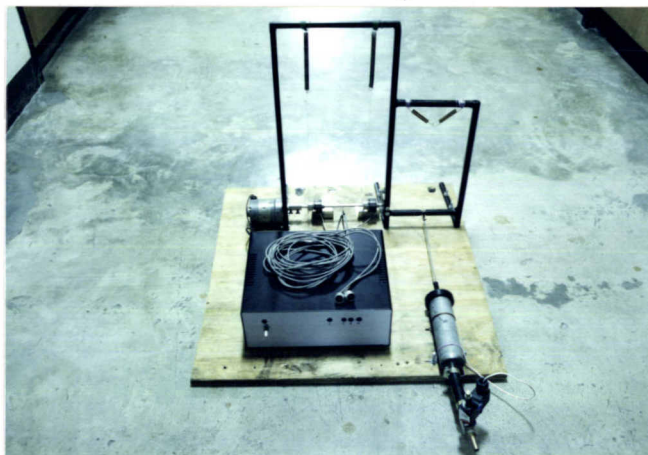


รูปที่ 4.6 แสดงช่วงเวลาในการส่งคลื่น

จากรูป 4.6 ช่องคามแกนนอน = 5 มิลลิวินาที โดยจะส่งคลื่นออกมาใน 1 มิลลิวินาทีแรกแล้วรอสัญญาณสะท้อนกลับอีก 29 มิลลิวินาที

- สามารถตรวจจับวัตถุที่อยู่ด้านหน้าได้ดีในระยะ 3 เมตร และตรวจจับไม่ได้ในระยะมากกว่า 5 เมตรซึ่งหลอดไฟ F ด้านหน้ากล่องของเครื่องต้นแบบจะกระพริบเพื่อเป็นสัญญาณบอก ในช่วงระยะ 4-5 เมตรรับได้ไม่ดี กล่าวคือในขณะที่ระยะที่จะสามารถตรวจจับวัตถุที่อยู่ด้านหน้าได้บ้างไม่ได้บ้าง ซึ่งก็สามารถแก้ไขให้ดีขึ้นได้โดยใช้โปรแกรมช่วยในการวิเคราะห์สัญญาณตามความน่าจะเป็นที่จะเกิดขึ้นได้

##### 2. ทางด้านเครื่องกลสร้างขึ้นเป็นต้นแบบดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 ชุดเครื่องเป็นเหยียบต้นแบบ

- ชุดแมกเนติกคลัทช์สามารถจับและปล่อยวงล้อหมุนกับแกนมอเตอร์ได้ ในขณะที่ไม่มีแรงดึงจากเส้นเอ็นซึ่งเป็นตัวแทนของแป้นเหยียบคันเร่งและเบรก แต่เมื่อวงล้อหมุนไปกับแกนมอเตอร์แล้วดึงเส้นเอ็น ทำให้เกิดแรงเสียดทานขึ้นระหว่างวงล้อหมุนกับเหล็กที่ยึดวงล้อ ทำให้ขดลวดแม่เหล็กไฟฟ้าไม่สามารถดึงเหล็กที่ยึดวงล้อหมุนกับแกนมอเตอร์ให้แยกออกจากกันได้

- ชุดหม้อลมดูดสูญญากาศนี้ สามารถดึงเส้นเอ็นที่เป็นตัวแทนแป้นเหยียบคลัทช์ได้ 20 เซนติเมตรภายในเวลา 1 วินาที และสามารถควบคุมความเร็วในการถอนลูกสูบออกมาได้ โดยใช้วาล์วควบคุม (CONTROL SPEED VALVE)

#### 4.4 สรุปผลการทดลอง

1. ในการรับส่งคลื่นอุลตราโซนิคนั้น คลื่นสะท้อนกลับจะมีขนาดใหญ่ที่สุดก็ต่อเมื่อผิวของวัตถุที่คลื่นตกกระทบนั้นขนานกับหน้าคลื่น ในการทดลองที่ระยะห่างๆ (4-5 เมตร) จะควบคุมมุมตกกระทบได้ยาก ทำให้คลื่นที่สะท้อนกลับมามีสัญญาณเล็กลงไป ทำให้การจับเวลาที่คลื่นใช้ในการเดินทาง ไปและกลับเกิดผิดพลาดได้ แต่สามารถแก้ไขได้โดยใช้โปรแกรมวิเคราะห์จากความเร็วสัมพันธ์ที่คำนวณได้ว่าเป็นไปได้หรือไม่ ก่อนที่จะยอมรับว่าเป็นระยะห่างของวัตถุที่เกิดขึ้นจริง และใช้ในการประมวลผลครั้งต่อไป

2. ชุดแมกเนติกคลัทช์ที่ใช้ดึงแป้นเหยียบคันเร่งและเบรก เมื่อติดตั้งกับชุดจำลองสามารถดึงสปริงได้ในระดับหนึ่ง แต่เมื่อเพิ่มความแข็งของสปริงให้มีค่าใกล้เคียงกับแรงที่ใช้กับเบรกและคันเร่งของรถยนต์ จะไม่สามารถดึงได้ กล่าวคือเมื่อมอเตอร์ถูกสั่งให้หมุนเพื่อดึงสปริง ชิ้นงานส่วนที่มีสลักจะหลุดออกจากรูของชิ้นงานที่เป็นตัวกับสายเอ็นเพื่อดึงสปริง ซึ่งเป็นผลของแรงแม่เหล็กจากขดลวดแม่เหล็ก ไฟฟ้าที่ใช้ในการดึงชิ้นงานทั้งสองให้ประกบติดกัน โดยมีสลักเป็นตัวส่งผ่านแรงดึงกล่าวว่ามีแรงดึงไม่เพียงพอ

3. หม้อลมดึงแป้นเหยียบคลัทช์สามารถดึงคลัทช์ได้เป็นอย่างดีโดยหม้อลมจะต้องออกแบบให้มีขนาดพอเหมาะ เนื่องจากใช้ระบบลมดูดในการดึงเบรก ดังนั้นถ้าการออกแบบผิดพลาดจะต้องมีผลกระทบดังนี้

- เมื่อหม้อลมมีขนาดใหญ่เกินไป แรงที่ใช้ดึงจะมีมากเนื่องจากลูกสูบมีพื้นที่หน้าตัดกว้าง แต่เวลาที่ใช้ในการดึงก็จะมากตามไปด้วย เนื่องจากต้องดูดลมออกจากหม้อลมที่มีปริมาณอากาศมาก ดังนั้นการเหยียบคลัทช์จะไม่สัมพันธ์กับเบรกและคันเร่ง

- เมื่อหม้อลมมีขนาดเล็กเกินไปหม้อลมจะดึงคลัทช์ได้เร็วขึ้นเนื่องจากปริมาณอากาศในหม้อลมน้อย แต่แรงที่ใช้ในการดึงก็จะน้อย ไม่เพียงพอในการดึงคลัทช์เนื่องจากพื้นที่หน้าตัดของลูกสูบมีขนาดเล็กนั่นเอง

นอกจากนี้ จะต้องออกแบบให้ความยาวของหม้อลม มีขนาดยาวกว่าระยะในการเหยียบคลัทช์เล็กน้อย และจะต้องมีวิธีการป้องกันการรั่วระหว่างหม้อลมและกระบอกสูบที่ดี เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้ระบบมีความแม่นยำมากขึ้น

4. อุตสาหกรรมยานยนต์ใช้ไฮดรอลิกที่ใช้ในโครงการนี้ จากการทดลองสามารถวัดระยะของวัตถุได้แม่นยำในช่วงเพียง 5 เมตร

#### 4.5 แนวทางการพัฒนา

1. ในการติดตั้งกับรถยนต์ควรติดตั้งชุดแมกเนติกคลัทช์และหม้อลมคิงคลัทช์ให้แกนส่งแรงดึงเป็นเหยียบทำมุม 90 องศา กับเป็นเหยียบเพื่อให้เกิดแรงดึงสูงสุด และไม่ทำให้มอเตอร์หรือหม้อลมทำงานหนักจนเกินไป

2. การปัญหาของชุดแมกเนติกคลัทช์ควรออกแบบระบบแม่เหล็กในชุดแมกเนติกคลัทช์ให้มีแรงดึงสูงเพียงพอและควรเพิ่มสลักในชิ้นงานให้มีจำนวนมากขึ้นเพื่อความแข็งแรง

อนึ่งแรงที่ใช้ในการเหยียบเบรกและคันเร่งนั้น จะมีค่าแตกต่างกันออกไปตามสภาพของรถยนต์แต่ละคัน ดังนั้นจึงควรออกแบบแรงแม่เหล็กดังกล่าวให้มีแรงดึงสูงพอครอบคลุมรถยนต์ทุกคัน เพื่อให้ง่ายแก่การปรับแต่งตามสภาพของรถยนต์

3. ในชุดควบคุมการเหยียบคลัทช์นี้ มีการติดตั้ง control speed valve เฉพาะที่อลุมที่เข้าสู่หม้อลม เพื่อให้ระบบสมบูรณ์ยิ่งขึ้นควรติดตั้ง control speed valve ที่ที่อลุมคู่ออกด้วย เพื่อควบคุมความเร็วของลมลุด ซึ่งจะสามารถปรับความเร็วของการคิงคลัทช์ให้สอดคล้องกับจังหวะในการเหยียบเบรกและคันเร่งและเหมาะสมกับสภาพรถยนต์แต่ละคัน

4. โครงการนี้ใช้อุตสาหกรรมยานยนต์ที่สามารถวัดระยะได้เพียง 10 เมตร ซึ่งยังไม่ปลอดภัยนักสำหรับเป็นระบบเบรก ควรหาอุตสาหกรรมยานยนต์ที่สามารถวัดระยะทางได้มากขึ้น นอกจากจะทำให้มีระบบเบรกที่ปลอดภัยแล้ว ระบบยังสามารถตั้งค่าความเร็วสูงสุดของรถยนต์ให้เพิ่มขึ้นได้ด้วย

5. ควรหาแนวทางในการควบคุมเบรกและคันเร่งให้เป็นอิสระต่อกัน เช่น ใช้มอเตอร์ในการควบคุมเบรกและคันเร่งอย่างละ 1 ตัว เพื่อให้สะดวกต่อการควบคุมแต่อาจจะทำให้ระบบมีขนาดใหญ่ยากแก่การติดตั้ง

## บรรณานุกรม

1. ยืน ภู่วรวรรณ, "ทฤษฎีและการทำงานของอิเล็กทรอนิกส์ เล่ม 2", บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน), 2521 : 233-241
2. รศ. กฤษฎา วิศววิธานนท์, "เรียน/เล่น/ใช้ ไอซีดีจิตอล", บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน), 2521 : 203-217
3. เขียวชัย บุญยะกุล, "ทฤษฎีช่างเทคนิคยานยนต์ เล่ม 2 (เบรคไฮดรอลิก)", พิมพ์ครั้งที่ 2, สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย - ญี่ปุ่น), 2534 : 91-97
4. ณรงค์ อังสุขนิรันดร์, "เครื่องรับ - ส่ง สัญญาณผ่านอัลตราโซนิก", วารสารเคมีคอนดักเตอร์ฯ, 128 (2536) : 29-34
5. สุภชัย พุคยาภรณ์, "เครื่องวัดระยะทางด้วยอัลตราโซนิก", วารสารเคมีคอนดักเตอร์ฯ, 129 (2536) : 24-30
6. อุทัย จีงภักดี, "อุปกรณ์กำเนิดเสียงเปียโซอิเล็กทริก", วารสารเคมีคอนดักเตอร์ฯ, 144 (2537) : 92-95
7. Edward Bannon, "Operational Amplifiers : Theory and Servicing", Reston Publishing Company, Inc., 1975 : 1-38
8. Warring, R. H. ( Ronald Horace ), Stan Gibilisco, "Fundamentals of Transducers", First Edition, Tab Books Inc., 1985 : 70-75
9. Robert G. Seippel, "Transducer, Sensor and Detectors", Reston Publishing Company, Inc., 1983 : 115-116, 217-222
10. Ira M. Freeman, "All About Sound and Ultrasonics", First British Edition, W.H. Allen London, 1967 : 98-115

ภาคผนวก ก

## โปรแกรมการทำงานระบบเบรคอัตโนมัติ

; DETAIL FOR THIS SYSTEM

; 1: TEMPERATURE = 40° C AS SAME AS  $V_{air} = 355 \text{ m/s}$

; 2: LIMIT DISTANCE = 5 METERS ,COUNTER = 250 d

; 3: FROM 2:  $F_{count} = 8875 \text{ HERTZ} = 103 \text{ CYCLES}$

EQU CLOCK,30H	;TO COUNT ULTRASONIC FOR 40 CYCLES
EQU DELAY,31H	;USE IN GENERAL DELAY
EQU COUNTER,32H	;COUNTER OF DISTANCE
EQU OLD COUNT,33H	;COUNTER OF OLD DISTANCE
EQU DIFF,34H	;SAVE DIFFERENT OF COUNTER
EQU FAR,35H	;SAVE DISTANCE TO RUN AGAIN
EQU CRUISE,36H	;SAVE SPEED OF THE FRONT CAR
EQU RISE,37H	;INCREASE SPEED SLOWLY
EQU NEAR,38H	;CHECK DISTANCE STOP ACCELERATER
EQU SUBD,39H	;COUNT SUB-DISTANCE
EQU SPDATBRK,3AH	;SAVE SPEED FOR RELEASE BRAKE
EQU SPEED,3BH	;SAVE SPEED OF CAR
EQU SPEEDCNT,3CH	;SPEED COUNTER
EQU CONV CNT,3DH	;CONVERT COUNTER
EQU DIVIDER0,3EH	;SPEED COUNTER OF TIMER0
EQU DIVIDER1,3FH	;SPEED COUNTER OF TIMER1
EQU MOTOR,0F0H	;CONTROL SPEED MOTOR FROM PORT A
EQU GETSPEED,0F1H	;RECEIVE SPEED OF CAR FROM PORT B
EQU CLTR,0F2H	;CONTROL ADC FROM PORT C(low)
EQU OUTPUT,0F3H	;CONTROL WORD 8255
EQU SLOW,00H	;SET WHEN BRAKE
EQU OFFPEDAL,01H	;SET WHEN WAIT FOR RELEASE PEDALS
	;COMPLETE

```

EQU FALL,02H           ;SET WHEN DECREASE SPEED
EQU ENERGY,03H       ;SET WHEN STOP ALL PEDALS
EQU BASE,04H           ;SET FOR CHECK BASE-TIME
EQU ST_ADC,ACC.1       ;SET TO ENABLE ADC
EQU OPT_EN,ACC.2       ;SET TO RECEIVE DATA FROM ADC
EQU REVERSE,ACC.3      ;REVERSE MOTOR
EQU EOC,ACC.4          ;END OF CONVERT ANALOG TO DIGITAL
EQU MAN,ACC.5          ;CHECK PRESS CLUTCH BY MAN
EQU ACCELERA,P1.0      ;CONTROL ACCLERATER
EQU BRAKE,P1.1         ;CONTROL BRAKE
EQU CLUTCH,P1.2        ;CONTROL VALVE CLUTCH
EQU RECV,P1.4          ;CLEAR WHEN RECEIVE ULTRA SONIC
EQU TX,P1.6            ;TRANSMIT ULTRASONIC,SELECT CRUISE
EQU RX,P1.7            ;RECEIVE ULTRASONIC

```

```

.ORG 2200H
SJMP START

```

```

.ORG 2203H
SJMP CNVSPEED
RETI

```

```

.ORG 220BH
SJMP SPDCNT

```

```

;*** SUB ROUTINE OF INTERRUPT 0 ***

```

```

;***** CONVERSE SPEED *****

```

```

CNVSPEED: MOV  CONVCNT,#00H
           MOV  DPTR,#CONV3
CONV1:    MOVC A,@A+DPTR
           CLR  C
           SUBB A,SPEEDCNT

```

```

        JC      CONV2
        INC    DPTR
        INC    CONVCNT
        SJMP  CONV1
CONV2:  MOV    A,CONVCNT
        MOV    DPTR,#CONV4
        MOVC  A,@A+DPTR
        MOV    SPEED,A
        SJMP  CNVSPEED
CONV3:  DB    184,138,110,92,79,69,61,55,50,46,43
        DB    40,37,35,33,31,29,28,26,25,24,23,00
CONV4:  DB    11,15,20,25,30,35,40,45,50,55,60,65
        DB    70,75,80,85,90,95,100,105,110,115,120
        RETI

```

;\*\*\* SUB ROUTINE OF TIMER 0 \*\*\*\* FOR BASE-TIME OF SPEED COUNTER

```

SPDCNT: DJNZ  DIVIDER0,BACKI
        CPL   P1.2
        MOV  DIVIDER0,#03H
        INC  SPEEDCNT
        DJNZ DIVIDER1,BACKI
        SETB BASE
        MOV  DIVIDER1,#40
BACKI:  RETI

```

##### MAIN #####

```

START:  MOV    SP,#67H
        MOV    IE,#83H    ;ENABLE INTO,INT1,TF0
        SETB  IT0

```

```

MOV    P1,#80H      ;P1.7 = 1 FOR WAIT ULTRASONIC
                        ;COMEBACK
                        ;P1.6 = 0 FOR START 40 KHz WITH LOGIC 1
                        ;P1.2 = 0 RELEASE CLUTCH
                        ;P1.1 = 0 RELEASE BRAKE
                        ;P1.0 = 0 RELEASE ACCLERATER

MOV    A,#8AH      ;SET PORT_A,PORT_CL IS O/P
                        ;PORT_B,PORT_CH IS I/P

MOV    R0,#OUTPUT

MOVX   @R0,A

SETB   SLOW        ;CAN SAVE FAR WHEN START

CLR    TX

SETB   BASE

MOV    TMOD,#02H

MOV    TH0,#30

SETB   TR0

MOV    DIVIDER0,#03H

MOV    DIVIDER1,#40

```

\*\*\*\*\* Send\_ult \*\*\*\*\* START TO SENT ULTRASONIC

```

SEND_ULT: JNB    BASE,SEND_ULT
           CLR    BASE
           SETB   RECV
           MOV    CLOCK,#84D      ;SEND 42 KHz FOR 42 CYCLES ( 1 mS )
           CLR    TR0

TRANSMIT: CPL    TX                ;SEND ULTRASONIC PASS P1.6
           MOV    DELAY,#03H      ; 2 CYCLES

LOOP:     DJNZ   DELAY,LOOP        ; 16 CYCLES
           DJNZ   CLOCK,TRANSMIT   ; 2 CYCLES ,TOTAL 22 CYCLES
           INC    SPEEDCNT
           INC    SPEEDCNT
           SETB   TR0

```

```

                MOV     5EH,#20d      ;DELAY FOR 1 mS BEFORE COUNTER
mS1:           MOV     5FH,#21d
mS2:           DJNZ    5FH,mS2
                DJNZ    5EH,mS1
                ACALL   ADC

```

```

;***** COUNTER DISTANCE *****

```

```

                MOV     COUNTER,#24D   ;COMPENSATE 2 mS ( 24 = 18+6 )
                MOV     R0,#COUNTER
COUNT1:       MOV     SUBD,#16D
COUNT2:       MOV     C,RX
                JNC     RECEIVE        ;WAIT ULTRASONIC COME BACK
                DJNZ    SUBD,COUNT2
                INC     COUNTER        ;1 COUNTER = 104 CYCLE
                CJNE    @R0,#00H,COUNT3
                ACALL   MORE           ;IF DISTANCE > 5 Meters THEN MORE
                SJMP    SEND_ULTR
COUNT3:       SJMP    COUNT1
RECEIVE:       ACALL   GETULTRA
                SJMP    SEND_ULTR

```

```

;***** DISTANCE > 5 m *****

```

```

MORE:          MOV     OLDCOUNT,#0FFH
                MOV     A,SPEED        ;CHECK SPEED
                SUBB    A,CRUISE
                JC      PRESS          ;IF SPEED < CRUISE THEN PRESS
                JB      FALL,RELEASE   ;CRUISE < SPEED < CRUISE+20 =>
                                        ;RETURN
                                        ;IF INTERVAL RELEASE
                SUBB    A,#20D
                JNC     RELEASE        ;IF SPEED - CRUISE > 10Km/h THEN
                                        ;RELEASE

```

```

ACALL CALM           ;STOP ACCELERATER PEDAL
SETB ACCELERA       ;SAVE ENERGY OF MAGNETIC CLUTCH
SETB BRAKE          ;SAVE ENERGY OF MAGNETIC CLUTCH
SETB ENERGY
DJNZ RISE,BACK0    ;INCREASE SPEED EVERY 7 SECONDS
CLR BRAKE
MOV DELAY,#10D
ACALL DELAY_0S
MOV A,#90D
MOV R0,#MOTOR
MOVX @R0,A
MOV DELAY,#30D     ;PRESS ACCELERATER FOR 0.3 SECOND
ACALL DELAY_0S
ACALL CALM
BACK0: RET
PRESS: JNB BRAKE,PRESS1
CLR BRAKE
MOV DELAY,#10D
ACALL DELAY_0S
PRESS1: SETB ACCELERA ;DISTANCE > 5 Meters
CLR FALL
MOV R0,#MOTOR
MOV A,#200D        ;200d = SPEED OF ACCELERATER
MOVX @R0,A
RET
RELEASE: ACALL CALM
CLR ACCELERA       ;RELEASE SPEED
SETB FALL
RET

```

;\*\*\*\*\* Getultra \*\*\*\*\*

```
GETULTRA: MOV  A,COUNTER
          CLR  RECV
          JBC  OFFPEDAL,BACK0 ;IF PROGRAM HAVE DELAY THEN
                                ;RETURN
          CLR  C
          SUBB A,OLDCOUNT      ;A = COUNTER - OLDCOUNT
          JNC  RUN              ;COUNTER > OLDCOUNT THEN RUN
          CPL  A                ;DIFF -1 BECAME 0
          CJNE A,#08D,OVERNEAR ;CAN'T BRAKE IF Vabsolute > 20 Km/h
OVERNEAR: JC   BRAKE0          ;IF A < 08D THEN GO TO BRAKE0
          MOV  A,SPEED
          SUBB A,#20D           ;IF SPEED < 10 Km/h AND DIFF > 08D
          JC   BACK             ;MAY BE MAN ACROSS
          MOV  A,#07D           ;IF SPEED > 10Km/h THE FRONT CAR
          SJMP BRAKE0          ;MAY BE HAVE EMERGENCY BRAKE
```

;\*\*\*\*\* Run \*\*\*\*\*

```
RUN:     MOV  OLDCOUNT,COUNTER
          CJNE A,#09D,OVERFAR  ;CAN'T RUN IF Vrelative < -20 Km/h
OVERFAR: JNC  BACK             ;IF DIFF > 8 THEN RETURN
          JNB  SLOW,RUN1
          CLR  OFFPEDAL        ;FOR SURE
          CLR  SLOW
          MOV  A,COUNTER
          ADD  A,#20D           ;20 = 40 cm
          MOV  FAR,A           ;SAVE DISTANCE TO FORWARD AGAIN
          AJMP CALM            ;STOP PEDALS THEN RETURN

RUN1:    JNZ  RUN3             ;DIFF > 0 THEN RUN3
          ACALL CALM           ;DIFF = 0
          JNB  BRAKE,RUN2
```

```

MOV  A,SPEED          ;DIFF = 0 AFTER CAR WAS BRAKED
CLR  C
SUBB A,#10D
JNC  RUN2             ;FRONT CAR IS RUNNING
CLR  BRAKE            ;CAR IS STOPING
MOV  DELAY,#50D      ;WAIT FOR RELEASE BRAKE COMPLETE
ACALL DELAY_0S       ;RETURN AFTER DELAY

RUN2: SETB ACCELEERA   ;SAVE ENERGY OF MAGNETIC CLUTCH
      SETB BRAKE       ;SAVE ENERGY OF MAGNETIC CLUTCH
      SETB ENERGY
      RET

RUN3: DEC  A           ;1 <= DIFF <= 8
      JNZ  RUN4
      JNB  ENERGY,RUN4 ;DIFF = 1
      DJNZ NEAR,BACK   ;HAVE A LITTLE FAR FOR 20cm

RUN4: MOV  NEAR,#10D   ;2 <= DIFF <= 8
      MOV  DIFF,A     ;SAVE DIFFERENT COUNTER
      MOV  A,COUNTER
      CLR  C
      SUBB A,FAR      ;FAR AWAY FOR 40 cm TO FORWARD AGAIN
      JC   BACK       ;COUNTER < FAR THEN RETURN
      MOV  FAR,#00H   ;CAR CAN RUN CONTINUOUS AFTER FORWARD
      MOV  C,BRAKE    ;CHECK BRAKE&CLUTCH BEFORE PRESS
                        ;ACCELERATER

      ORL  C,CLUTCH
      JNC  FORWARD
      CLR  BRAKE      ;RELEASE BRAKE
      CLR  CLUTCH     ;RELEASE CLUTCH

```

```

MOV    DELAY,#50D    ;RELEASE PEDALS .5 S BEFOR PRESS
                        ;ACCELERATER
ACALL  DELAY_0S     ;RETURN AFTER DELAY

FORWARD: SETB  ACCELEA
CLR    ENERGY
MOV    A,DIFF
ADD    A,#12D       ;AMPLIFIER Diff.. FROM 12 TO 19
MOV    B,#09D       ;AMPLIFIER Diff.. FROM 99 TO 171
MUL    AB
MOV    R0,#MOTOR
MOVX   @R0,A
MOV    NEAR,#10D

BACK:  MOV    OLDCOUNT,COUNTER ;SAFE COUNTER AFTER OFFPEDAL
RET

```

\*\*\*\*\* BRAKE \*\*\*\*\*

```

BRAKE0: MOV    OLDCOUNT,COUNTER
JNZ    BRAKE1      ;DIFF < -1 THEN BRAKE
JNB    ENERGY,BRAKE1 ;DIFF = -1 AFTER DIFF IS NEGATIVE
                        ;THEN BRAKE CONTINOUS
ACALL  CALM        ;DIFF = -1 AFTER SAVE ENERGY
MOV    A,COUNTER
CLR    C
SUBB   A,#75D
JC     BRAKE1      ;IF DISTANCE < 1.5 m THEN BRAKE
DJNZ   NEAR,BACK   ;STOP ACCELERATER FOR 20 cm
CPL    ACCELEA     ;RELEASE ACCELERATER
MOV    A,SPEED     ;WHEN CAR RELEASE ACCELERATER , THE
                        FRONT
CLR    C           ;IS BRAKED SO PROGRAM MUST
                        SAFE SPEED

```

```

SUBB A,#20D           ;AT FIRST BRAKE
MOV  SPDATBRK,A
RET

BRAKE1: JNB  ACCELEA,BRAKE2
CLR  ACCELEA
MOV  DELAY,#24D      ;RELEASE ACCELERATER 0.3 Sec BEFORE
                        ;BRAKE
ACALL DELAY_03S
PUSH ACC             ;(PUSH)SAVE DIFF
MOV  A,SPEED         ;GET SPEED WHEN START BRAKE
CLR  C
SUBB A,#20D          ;RELEASE BRAKE WHEN SPEED
                        ;DECREASE 10 Km/h
MOV  SPDATBRK,A     ;SAVE SPEED FOR RALEASE BRAKE
POP  ACC             ;A = DIFF
BRAKE2: SETB BRAKE   ;PRESS BRAKE
SETB SLOW           ;TELL PROGRAM THAT CAR IS BRAKED
CLR  ENERGY
MOV  NEAR,#10D
ADD  A,#03D         ;AMPLIFIER Diff.. FROM 3 TO 10D
MOV  B,#25D         ;AMPLIFIER Diff.. FROM 75 TO 250D
MUL  AB
MOV  R0,#MOTOR
MOVX @R0,A          ;CONTROL FORCE OF BRAKE
MOV  A,SPEED
CJNE A,SPDATBRK,BRAKE3
BRAKE3: JNC  BRAKE4
ACALL CALM          ;SPDATBRK - SPEED > 10Km/h
CLR  BRAKE
CLR  C

```

```

SUBB A,#20D
MOV SPDATBRK,A
ADD A,#20D
BRAKE4: CLR C
SUBB A,#20D ;CHECK SPEED TO CONTROL CLUTCH
JNC BACK ;IF SPEED > 10 Km/h THEN RETURN
SETB CLUTCH ;IF SPEED < 10 Km/h THEN PRESS CLUTCH
RET

```

```

;***** CALM *****

```

```

CALM: MOV R0,#MOTOR
CLR A
MOVX @R0,A ;STOP PEDALS
RET

```

```

;***** ADC *****

```

```

ADC: CLR A ;RECEIVE CRUISE SPEED
MOV R0,#CLTR
SETB ST_ADC
MOVX @R0,A
NOP
NOP
CLR ST_ADC
MOVX @R0,A
WAIT: MOVX A,@R0
JNB EOC,WAIT
SETB OPT_EN
MOVX @R0,A
NOP
NOP
MOV R0,#GETSPEED
MOVX A,@R0

```

```
MOVX A,@R0
CPL A
MOV R0,#MOTOR
MOVX @R0,A
MOV R0,#CLTR
CLR OPT_EN
MOVX @R0,A
RET
```

```
,***** Delay_os *****
```

```
DELAY_cS: MOV SEH,#98d
cS1: MOV SPH,#45d
cS2: DJNZ SPH,cS2
DJNZ SEH,cS1
DJNZ DELAY,DELAY_cS
SETB OFFPEDAL
RET
```

ภาคผนวก ข



## DAC0808/DAC0807/DAC0806 8-Bit D/A Converters

### General Description

The DAC0808 series is an 8-bit monolithic digital-to-analog converter (DAC) featuring a full scale output current settling time of 150 ns while dissipating only 33 mW with  $\pm 5V$  supplies. No reference current ( $I_{REF}$ ) trimming is required for most applications since the full scale output current is typically  $\pm 1$  LSB of  $255 I_{REF} / 256$ . Relative accuracies of better than  $\pm 0.19\%$  assure 8-bit monotonicity and linearity while zero level output current of less than  $4 \mu A$  provides 8-bit zero accuracy for  $I_{REF} \geq 2$  mA. The power supply currents of the DAC0808 series are independent of bit codes, and exhibits essentially constant device characteristics over the entire supply voltage range.

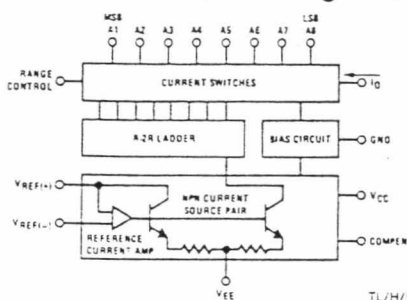
The DAC0808 will interface directly with popular TTL, DTL or CMOS logic levels, and is a direct replacement for the

MC1508/ $\psi$ C1408. For higher speed applications, see DAC0800 data sheet.

### Features

- Relative accuracy:  $\pm 0.19\%$  error maximum (DAC0808)
- Full scale current match:  $\pm 1$  LSB typ
- 7 and 5-bit accuracy available (DAC0807, DAC0806)
- Fast settling time: 150 ns typ
- Noninverting digital inputs are TTL and CMOS compatible
- High speed multiplying input slew rate: 8 mA/ $\mu s$
- Power supply voltage range:  $\pm 4.5V$  to  $\pm 18V$
- Low power consumption: 33 mW @  $\pm 5V$

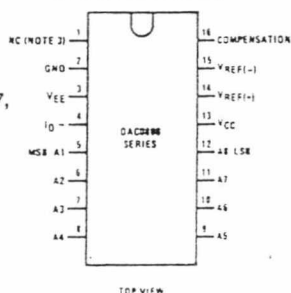
### Block and Connection Diagrams



TL/H/5687-1

Order Number  
DAC0808, DAC0807,  
or DAC0806  
See NS Package  
Number J16A,  
M16A or N16A

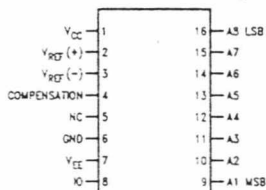
#### Dual-In-Line Package



TOP VIEW

TL/H/5687-2

#### Small-Outline Package



Top View

TL/H/5687-13

### Ordering Information

ACCURACY	OPERATING TEMPERATURE RANGE	ORDER NUMBERS				
		J PACKAGE (J16A)*		N PACKAGE (N16A)*		SO PACKAGE (M16A)
8-bit	$-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$	DAC0808LJ	MC1508L8	DAC0808LCN	MC1408P8	DAC0808LCM
8-bit	$0^{\circ}C \leq T_A \leq +75^{\circ}C$	DAC0808LCJ	MC1408L8	DAC0807LCN	MC1408P7	DAC0807LCM
7-bit	$0^{\circ}C \leq T_A \leq +75^{\circ}C$	DAC0807LCJ	MC1408L7	DAC0806LCN	MC1408P6	DAC0806LCM
6-bit	$0^{\circ}C \leq T_A \leq +75^{\circ}C$	DAC0806LCJ	MC1408L6			

\*Note. Devices may be ordered by using either order number.

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Power Supply Voltage	
$V_{CC}$	+18 $V_{DC}$
$V_{EE}$	-18 $V_{DC}$
Digital Input Voltage, V5-V12	-10 $V_{DC}$ to +18 $V_{DC}$
Applied Output Voltage, $V_O$	-11 $V_{DC}$ to +18 $V_{DC}$
Reference Current, $I_{14}$	5 mA
Reference Amplifier Inputs, V14, V15	$V_{CC}, V_{EE}$
Power Dissipation (Note 3)	1000 mW
ESD Susceptibility (Note 4)	TBD

Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
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

### Operating Ratings

Temperature Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
DAC0808L	-55°C $\leq T_A \leq$ +125°C
DAC0808LC Series	0 $\leq T_A \leq$ +75°C

### Electrical Characteristics

( $V_{CC} = 5V, V_{EE} = -15 V_{DC}, V_{REF}/R14 = 2 mA, DAC0808: T_A = -55^\circ C$  to +125°C, DAC0808C, DAC0807C, DAC0806C,  $T_A = 0^\circ C$  to +75°C, and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
	Relative Accuracy (Error Relative to Full Scale $I_O$ )	(Figure 4)				%
	DAC0808L (LM1508-8), DAC0808LC (LM1408-8)				$\pm 0.19$	%
	DAC0807LC (LM1408-7), (Note 5)				$\pm 0.39$	%
	DAC0806LC (LM1408-6), (Note 5)				$\pm 0.78$	%
	Settling Time to Within $\frac{1}{2}$ LSB (Includes $t_{PLH}$ )	$T_A = 25^\circ C$ (Note 6), (Figure 5)		150		ns
$t_{PH}, t_{PHL}$	Propagation Delay Time	$T_A = 25^\circ C$ , (Figure 5)		30	100	ns
$I_{CO}$	Output Full Scale Current Drift			$\pm 20$		ppm/ $^\circ C$
$V_{IH}, V_{IL}$	Digital Input Logic Levels High Level, Logic "1" Low Level, Logic "0"	(Figure 3)	2		0.8	$V_{DC}$ $V_{DC}$
$I_{SB}$	Digital Input Current High Level Low Level	(Figure 3) $V_{IH} = 5V$ $V_{IL} = 0.8V$		0 -0.003	0.040 -0.8	mA mA
$I_S$	Reference Input Bias Current	(Figure 3)		-1	-3	$\mu A$
	Output Current Range	(Figure 3) $V_{EE} = -5V$ $V_{EE} = -15V, T_A = 25^\circ C$	0 0	2.0 2.0	2.1 4.2	mA mA
	Output Current	$V_{REF} = 2.000V,$ $R14 = 1000\Omega,$ (Figure 3)	1.9	1.99	2.1	mA
	Output Current, All Bits Low	(Figure 3)		0	4	$\mu A$
	Output Voltage Compliance (Note 2) $V_{EE} = -5V, I_{REF} = 1 mA$ $V_{EE}$ Below -10V	$E_r \leq 0.19\%, T_A = 25^\circ C$			-0.55, +0.4 -5.0, +0.4	$V_{DC}$ $V_{DC}$



**Electrical Characteristics** (Continued)

( $V_{CC} = 5V, V_{EE} = -15V_{DC}, V_{REF}/R_{14} = 2mA, DAC0808: T_A = -55^{\circ}C$  to  $+125^{\circ}C, DAC0806C, DAC0807C, DAC0806C, T_A = 0^{\circ}C$  to  $+75^{\circ}C$ , and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$SRI_{REF}$	Reference Current Slew Rate	(Figure 6)	4	8		$mA/\mu s$
	Output Current Power Supply Sensitivity	$-5V \leq V_{EE} \leq -16.5V$		0.05	2.7	$\mu A/V$
$I_{CC}$ $I_{EE}$	Power Supply Current (All Bits Low)	(Figure 3)		2.3 -4.3	22 -13	$mA$ $mA$
$V_{CC}$ $V_{EE}$	Power Supply Voltage Range	$T_A = 25^{\circ}C, (Figure 3)$	4.5 -4.5	5.0 -15	5.5 -16.5	$V_{DC}$ $V_{DC}$
	Power Dissipation					$mW$
	All Bits Low	$V_{CC} = 5V, V_{EE} = -5V$		33	170	$mW$
	All Bits High	$V_{CC} = 5V, V_{EE} = -15V$ $V_{CC} = 15V, V_{EE} = -5V$ $V_{CC} = 15V, V_{EE} = -15V$		106 90 160	305	$mW$ $mW$ $mW$

**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:** Range control is not required.

**Note 3:** The maximum power dissipation must be derated at elevated temperatures and is dictated by  $T_{JMAX}, \theta_{JA}$ , and the ambient temperature,  $T_A$ . The maximum allowable power dissipation at any temperature is  $P_D = (T_{JMAX} - T_A)/\theta_{JA}$  or the number given in the Absolute Maximum Ratings, whichever is lower. For this device,  $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$ , and the typical junction-to-ambient thermal resistance of the dual-in-line J package when the board mounted is  $100^{\circ}C/W$ . For the dual-in-line N package, this number increases to  $175^{\circ}C/W$  and for the small outline M package this number is  $100^{\circ}C/W$ .

**Note 4:** Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 kΩ resistor.

**Note 5:** All current switches are tested to guarantee at least 50% of rated current.

**Note 6:** All bits switched.

**Note 7:** Pin-out numbers for the DAL080X represent the dual-in-line package. The small outline package pinout differs from the dual-in-line package.

**Typical Application**

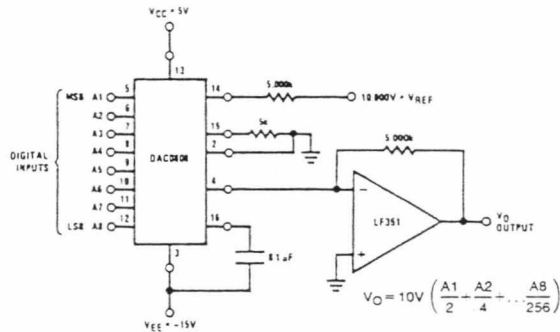


FIGURE 1. +10V Output Digital to Analog Converter (Note 7)

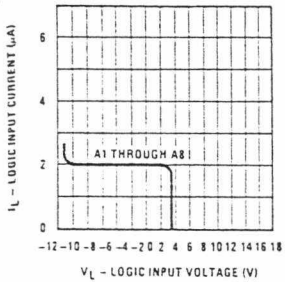
TL/H/5687-3

# Typical Performance Characteristics

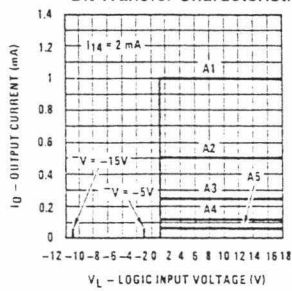
$V_{CC} = 5V$ ,  $V_{EE} = -15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , unless otherwise noted

DAC0808/DAC0807/DAC0806

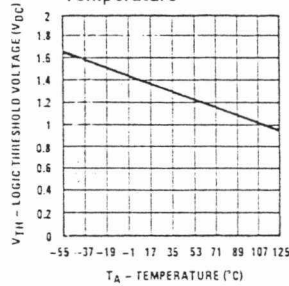
**Logic Input Current vs Input Voltage**



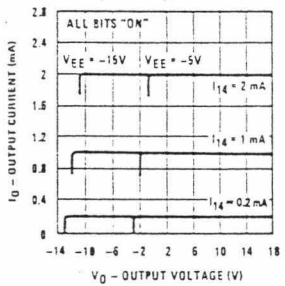
**Bit Transfer Characteristics**



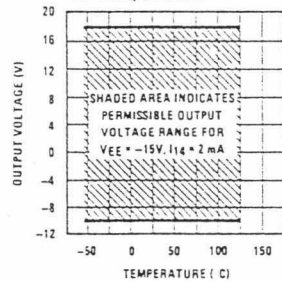
**Logic Threshold Voltage vs Temperature**



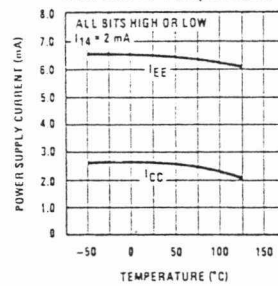
**Output Current vs Output Voltage (Output Voltage Compliance)**



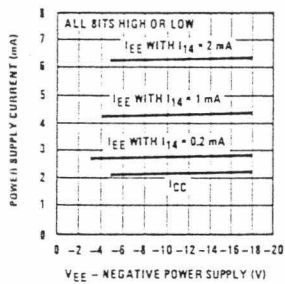
**Output Voltage Compliance vs Temperature**



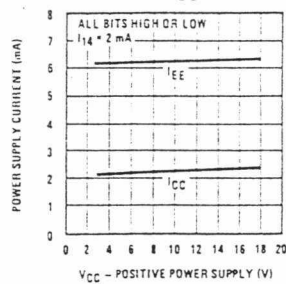
**Typical Power Supply Current vs Temperature**



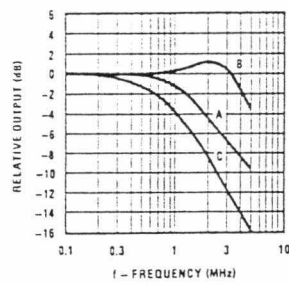
**Typical Power Supply Current vs V\_EE**



**Typical Power Supply Current vs V\_CC**



**Reference Input Frequency Response**



TL/H/5687-5

Unless otherwise specified:  $R_{14} = R_{15} = 1\text{ k}\Omega$ ,  $C = 15\text{ pF}$ , pin 16 to  $V_{EE}$ ;  $R_L = 50\Omega$ , pin 4 to ground.

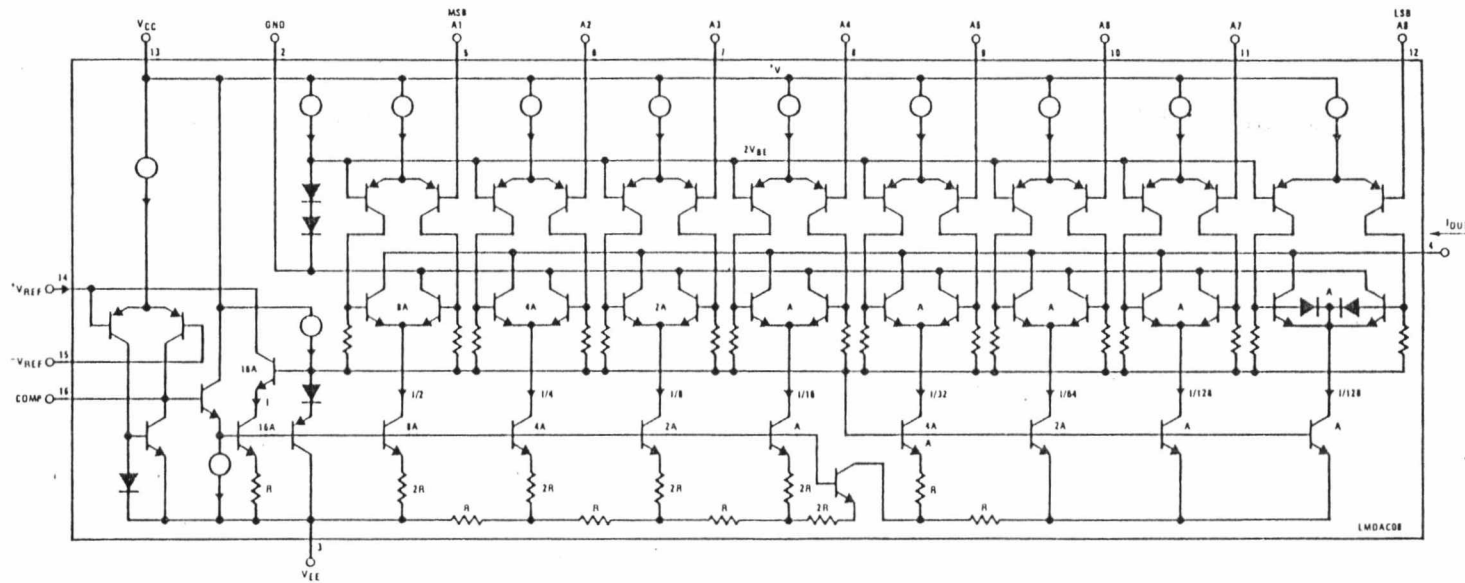
**Curve A:** Large Signal Bandwidth Method of Figure 7,  $V_{REF} = 2\text{ Vp-p}$  offset 1 V above ground.

**Curve B:** Small Signal Bandwidth Method of Figure 7,  $R_L = 250\Omega$ ,  $V_{REF} = 50\text{ mVp-p}$  offset 200 mV above ground.

**Curve C:** Large and Small Signal Bandwidth Method of Figure 9 (no op amp,  $R_L = 50\Omega$ ),  $R_S = 50\Omega$ ,  $V_{REF} = 2V$ ,  $V_S = 100\text{ mVp-p}$  centered at 0V.

4

4-34

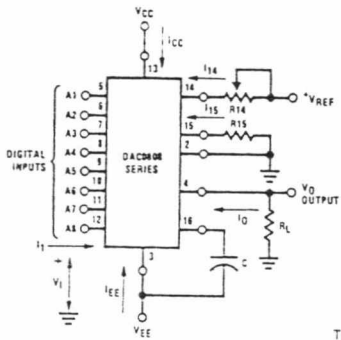


TL/H/5687-4

FIGURE 2. Equivalent Circuit of the DAC0808 Series (Note 7)

# Test Circuits

DAC0808/DAC0807/DAC0806



TL/H/5687-6

FIGURE 3. Notation Definitions Test Circuit (Note 7)

$V_i$  and  $I_i$  apply to inputs A1-A8.

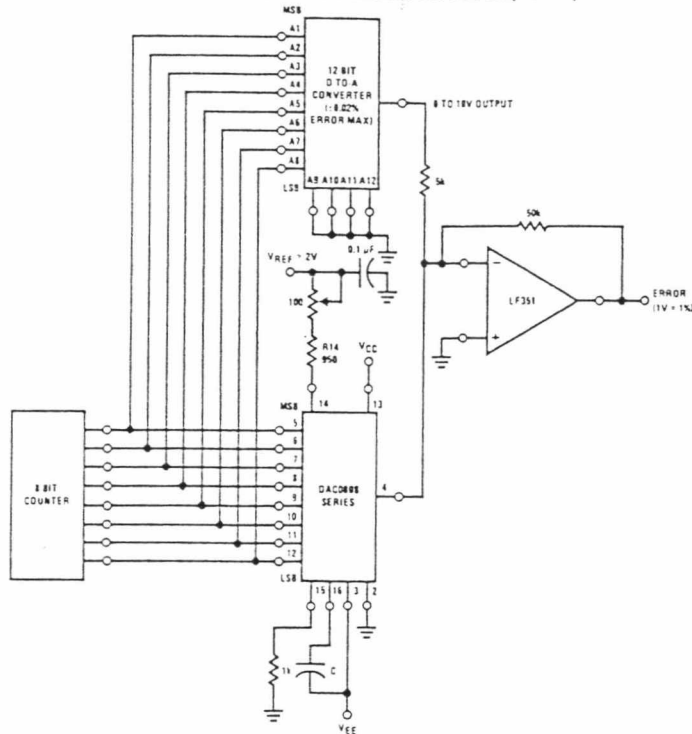
The resistor tied to pin 15 is to temperature compensate the bias current and may not be necessary for all applications.

$$I_O = K \left( \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} \right)$$

where  $K \approx \frac{V_{REF}}{R_{14}}$

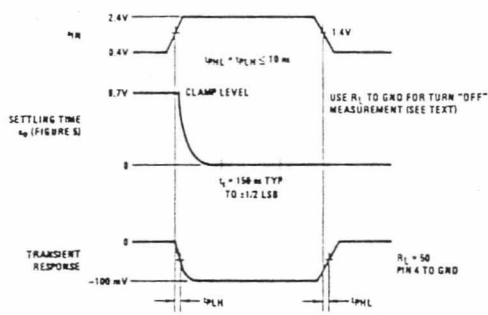
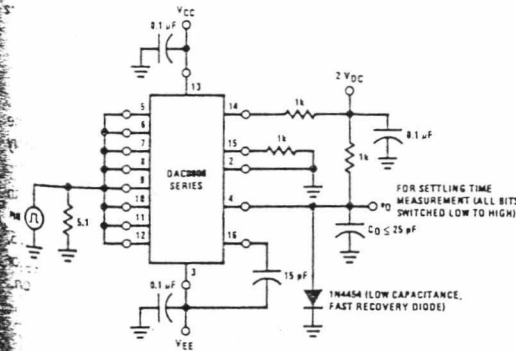
and:  $A_N = "1"$  if  $A_N$  is at high level

$A_N = "0"$  if  $A_N$  is at low level



TL/H/5687-7

FIGURE 4. Relative Accuracy Test Circuit (Note 7)



TL/H/5687-8

FIGURE 5. Transient Response and Settling Time (Note 7)

4

Test Circuits (Continued)

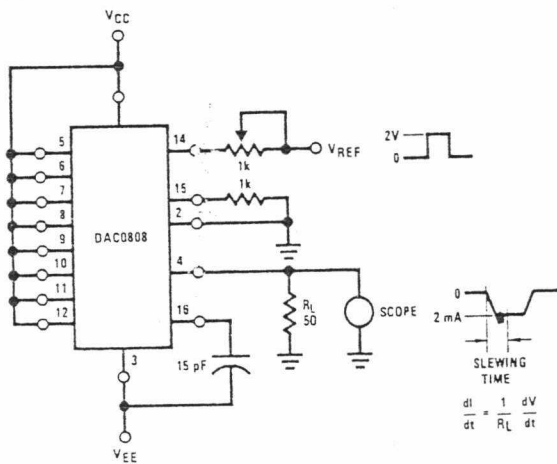


FIGURE 6. Reference Current Slew Rate Measurement (Note 7)

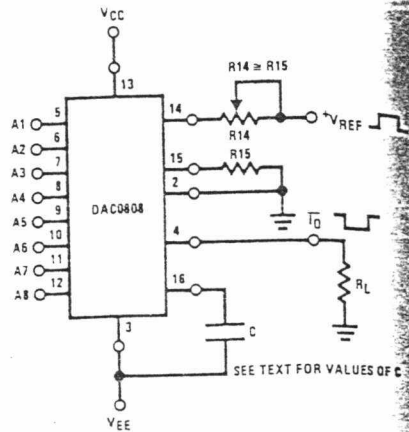


FIGURE 7. Positive VREF (Note 7)

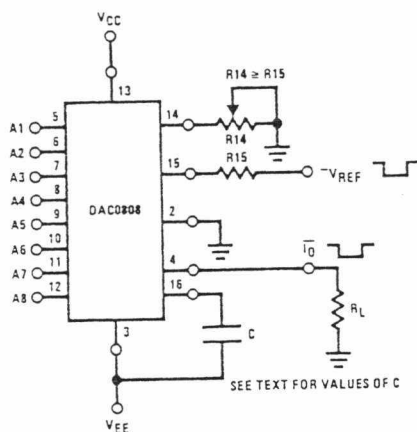


FIGURE 8. Negative VREF (Note 7)

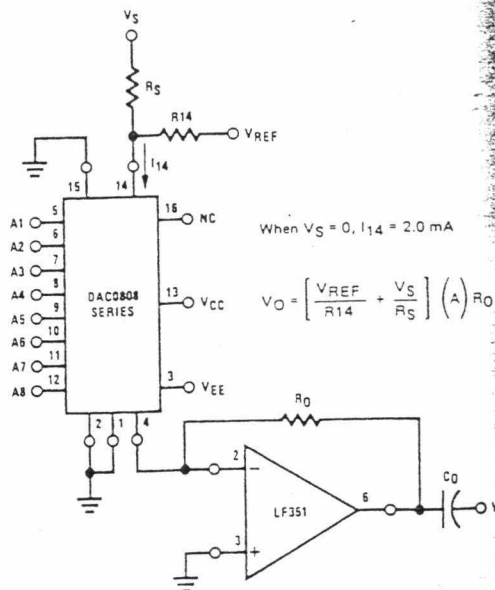


FIGURE 9. Programmable Gain Amplifier or Digital Attenuator Circuit (Note 7)

Application Hints

REFERENCE AMPLIFIER DRIVE AND COMPENSATION

The reference amplifier provides a voltage at pin 14 for converting the reference voltage to a current, and a turn-around circuit or current mirror for feeding the ladder. The reference amplifier input current,  $I_{14}$ , must always flow into pin 14, regardless of the set-up method or reference voltage polarity. Connections for a positive voltage are shown in Figure 7. The reference voltage source supplies the full current  $I_{14}$ . For bipolar reference signals, as in the multiplying mode,

$R_{15}$  can be tied to a negative voltage corresponding to the minimum input level. It is possible to eliminate  $R_{15}$  with only a small sacrifice in accuracy and temperature drift. The compensation capacitor value must be increased with increases in  $R_{14}$  to maintain proper phase margin; for  $R_{14}$  values of 1, 2.5 and 5 k $\Omega$ , minimum capacitor values are 15, 37 and 75 pF. The capacitor may be tied to either  $V_{EE}$  or ground, but using  $V_{EE}$  increases negative supply rejection.

## Application Hints (Continued)

A negative reference voltage may be used if R14 is grounded and the reference voltage is applied to R15 as shown in Figure 8. A high input impedance is the main advantage of this method. Compensation involves a capacitor to  $V_{EE}$  on pin 16, using the values of the previous paragraph. The negative reference voltage must be at least 4V above the  $V_{EE}$  supply. Bipolar input signals may be handled by connecting R14 to a positive reference voltage equal to the peak positive input level at pin 15.

When a DC reference voltage is used, capacitive bypass to ground is recommended. The 5V logic supply is not recommended as a reference voltage. If a well-regulated 5V supply which drives logic is to be used as the reference, R14 should be decoupled by connecting it to 5V through another resistor and bypassing the junction of the 2 resistors with 0.1  $\mu$ F to ground. For reference voltages greater than 5V, a clamp diode is recommended between pin 14 and ground.

If pin 14 is driven by a high impedance such as a transistor current source, none of the above compensation methods apply and the amplifier must be heavily compensated, decreasing the overall bandwidth.

### OUTPUT VOLTAGE RANGE

The voltage on pin 4 is restricted to a range of  $-0.55$  to  $0.4V$  when  $V_{EE} = -5V$  due to the current switching methods employed in the DAC0808.

The negative output voltage compliance of the DAC0808 is extended to  $-5V$  where the negative supply voltage is more negative than  $-10V$ . Using a full-scale current of 1.992 mA and load resistor of 2.5 k $\Omega$  between pin 4 and ground will yield a voltage output of 256 levels between 0 and  $-4.980V$ . Floating pin 1 does not affect the converter speed or power dissipation. However, the value of the load resistor determines the switching time due to increased voltage swing. Values of  $R_L$  up to 500 $\Omega$  do not significantly affect performance, but a 2.5 k $\Omega$  load increases worst-case settling time to 1.2  $\mu$ s (when all bits are switched ON). Refer to the subsequent text section on Settling Time for more details on output loading.

### OUTPUT CURRENT RANGE

The output current maximum rating of 4.2 mA may be used only for negative supply voltages more negative than  $-8V$ , due to the increased voltage drop across the resistors in the reference current amplifier.

### ACCURACY

Absolute accuracy is the measure of each output current level with respect to its intended value, and is dependent upon relative accuracy and full-scale current drift. Relative accuracy is the measure of each output current level as a fraction of the full-scale current. The relative accuracy of the DAC0808 is essentially constant with temperature due to

the excellent temperature tracking of the monolithic resistor ladder. The reference current may drift with temperature, causing a change in the absolute accuracy of output current. However, the DAC0808 has a very low full-scale current drift with temperature.

The DAC0808 series is guaranteed accurate to within  $\pm 1/2$  LSB at a full-scale output current of 1.992 mA. This corresponds to a reference amplifier output current drive to the ladder network of 2 mA, with the loss of 1 LSB (8  $\mu$ A) which is the ladder remainder shunted to ground. The input current to pin 14 has a guaranteed value of between 1.9 and 2.1 mA, allowing some mismatch in the NPN current source pair. The accuracy test circuit is shown in Figure 4. The 12-bit converter is calibrated for a full-scale output current of 1.992 mA. This is an optional step since the DAC0808 accuracy is essentially the same between 1.5 and 2.5 mA. Then the DAC0808 circuits' full-scale current is trimmed to the same value with R14 so that a zero value appears at the error amplifier output. The counter is activated and the error band may be displayed on an oscilloscope, detected by comparators, or stored in a peak detector.

Two 8-bit D-to-A converters may not be used to construct a 16-bit accuracy D-to-A converter. 16-bit accuracy implies a total error of  $\pm 1/2$  of one part in 65,536 or  $\pm 0.00076\%$ , which is much more accurate than the  $\pm 0.019\%$  specification provided by the DAC0808.

### MULTIPLYING ACCURACY

The DAC0808 may be used in the multiplying mode with 8-bit accuracy when the reference current is varied over a range of 256:1. If the reference current in the multiplying mode ranges from 16  $\mu$ A to 4 mA, the additional error contributions are less than 1.6  $\mu$ A. This is well within 8-bit accuracy when referred to full-scale.

A monotonic converter is one which supplies an increase in current for each increment in the binary word. Typically, the DAC0808 is monotonic for all values of reference current above 0.5 mA. The recommended range for operation with a DC reference current is 0.5 to 4 mA.

### SETTLING TIME

The worst-case switching condition occurs when all bits are switched ON, which corresponds to a low-to-high transition for all bits. This time is typically 150 ns for settling to within  $\pm 1/2$  LSB, for 8-bit accuracy, and 100 ns to  $1/2$  LSB for 7 and 6-bit accuracy. The turn OFF is typically under 100 ns. These times apply when  $R_L \leq 500\Omega$  and  $C_O \leq 25$  pF.

Extra care must be taken in board layout since this is usually the dominant factor in satisfactory test results when measuring settling time. Short leads, 100  $\mu$ F supply bypassing for low frequencies, and minimum scope lead length are all mandatory.



## ADC0808/ADC0809 8-Bit $\mu$ P Compatible A/D Converters with 8-Channel Multiplexer

### General Description

The ADC0808, ADC0809 data acquisition component is a monolithic CMOS device with an 8-bit analog-to-digital converter, 8-channel multiplexer and microprocessor compatible control logic. The 8-bit A/D converter uses successive approximation as the conversion technique. The converter features a high impedance chopper stabilized comparator, a 256R voltage divider with analog switch tree and a successive approximation register. The 8-channel multiplexer can directly access any of 8 single-ended analog signals.

The device eliminates the need for external zero and full-scale adjustments. Easy interfacing to microprocessors is provided by the latched and decoded multiplexer address inputs and latched TTL TRI-STATE<sup>®</sup> outputs.

The design of the ADC0808, ADC0809 has been optimized by incorporating the most desirable aspects of several A/D conversion techniques. The ADC0808, ADC0809 offers high speed, high accuracy, minimal temperature dependence, excellent long-term accuracy and repeatability, and consumes minimal power. These features make this device ideally suited to applications from process and machine control to consumer and automotive applications. For 16-channel multiplexer with common output (sample/hold port) see ADC0816 data sheet. (See AN-247 for more information.)

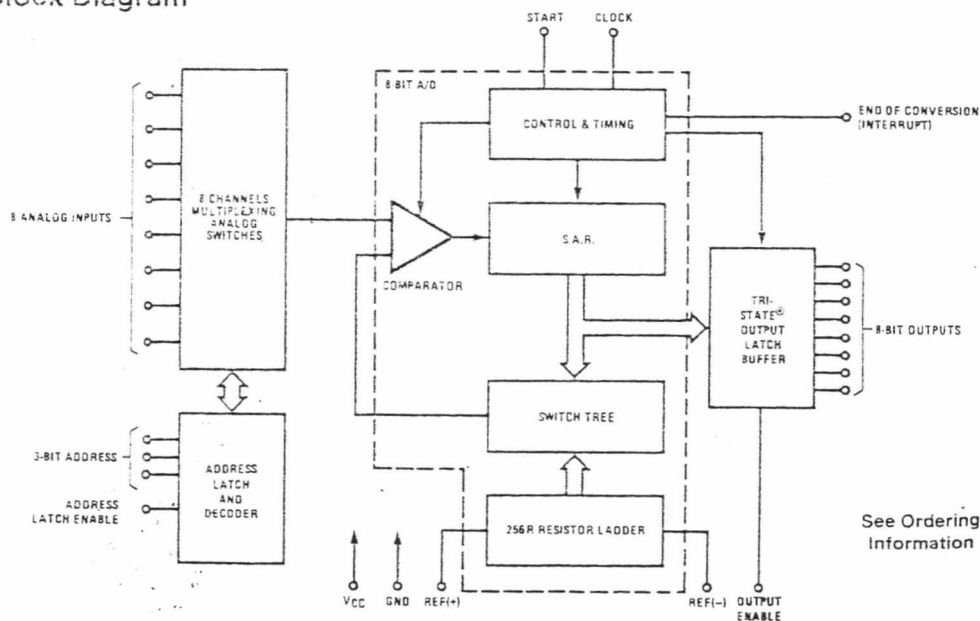
### Features

- Easy interface to all microprocessors
- Operates ratiometrically or with 5 V<sub>CC</sub> or analog span adjusted voltage reference
- No zero or full-scale adjust required
- 8-channel multiplexer with address logic
- 0V to 5V input range with single 5V power supply
- Outputs meet TTL voltage level specifications
- Standard hermetic or molded 28-pin DIP package
- 28-pin molded chip carrier package
- ADC0808 equivalent to MM74C949
- ADC0809 equivalent to MM74C949-1

### Key Specifications

- Resolution 8 Bits
- Total Unadjusted Error  $\pm 1/2$  LSB and  $\pm 1$  LSB
- Single Supply 5 V<sub>CC</sub>
- Low Power 15 mW
- Conversion Time 100  $\mu$ s

### Block Diagram



See Ordering Information

TL/H/5672-1

### Absolute Maximum

If Military/Aerospace specifications are required, please contact the National Semiconductor Office/Distributors for a complete specification. Supply Voltage (V<sub>CC</sub>) (Not Voltage at Any Pin)

Except Control Inputs Voltage at Control Inputs (START, OE, CLOCK, A)

Storage Temperature Range

Package Dissipation at T<sub>case</sub>

Lead Temp. (Soldering, 10

Dual-In-Line Package (P

Molded Chip Carrier Pack

Vapor Phase (60 second

Infrared (15 seconds)

ESD Susceptibility (Note 1)

### Electrical Character

Converter Specifications stated.

Symbol	Parameter
—	ADC
—	To
—	(N
—	ADC
—	To
—	(N
—	Input
—	Analog
V <sub>REF(+)</sub>	Voltage
V <sub>REF(+)</sub> + V <sub>REF(-)</sub>	Voltage
2	Voltage
V <sub>REF(-)</sub>	Voltage
—	Com

### Electrical Character

Digital Levels and DC

ADC0808CCJ, ADC0808CC

less otherwise noted

Symbol	Parameter
—	F
ANALOG MULTIPLEXER	
OFF(+)	OFF Chan
—	—
OFF(-)	OFF Chan

### 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
Voltage at Any Pin	-0.3V to ( $V_{CC} + 0.3V$ )
Except Control Inputs	
Voltage at Control Inputs (START, OE, CLOCK, ALE, ADD A, ADD B, ADD C)	-0.3V to -15V
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$	675 mW
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (plastic)	260°C
Dual-In-Line Package (ceramic)	300°C
Molded Chip Carrier Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
ESD Susceptibility (Note 11)	400V

### Operating Conditions (Notes 1 & 2)

Temperature Range (Note 1)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
ADC0808CJ	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$
ADC0808CCJ, ADC0809CCN, ADC0809CCN	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$
ADC0808CCV, ADC0809CCV	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +65^\circ\text{C}$
Range of $V_{CC}$ (Note 1)	4.5 $V_{CC}$ to 6.0 $V_{CC}$

### Electrical Characteristics

Converter Specifications:  $V_{CC} = 5V$ ,  $V_{CC} = V_{REF+}$ ,  $V_{REF-} = \text{GND}$ ,  $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$  and  $f_{CLK} = 640$  kHz unless otherwise stated.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
	ADC0808					
	Total Unadjusted Error (Note 5)	$25^\circ\text{C}$ $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			$\pm 1/2$ $\pm 1/4$	LSB LSB
	ADC0809					
	Total Unadjusted Error (Note 5)	$0^\circ\text{C}$ to $T_D$ $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			$\pm 1$ $\pm 1/4$	LSB LSB
	Input Resistance	From Ref(+) to Ref(-)	1.0	2.5		k $\Omega$
	Analog Input Voltage Range	(Note 4) $V(-)$ or $V(+)$	GND - 0.10		$V_{CC} - 0.10$	$V_{CC}$
$V_{REF+}$	Voltage, Top of Ladder	Measured at Ref(-)		$V_{CC}$	$V_{CC} - 0.1$	V
$\frac{V_{REF+} + V_{REF-}}{2}$	Voltage, Center of Ladder		$V_{CC}/2 - 0.1$	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2 + 0.1$	V
$V_{REF-}$	Voltage, Bottom of Ladder	Measured at Ref(-)	-0.1	0		V
$I_{IN-}$	Comparator Input Current	$f_c = 640$ kHz, (Note 6)	-2	$\pm 0.5$	2	$\mu\text{A}$

### Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ,  $4.5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$ ,  $-65^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$  unless otherwise noted  
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV,  $4.75V \leq V_{CC} \leq 5.25V$ ,  $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$  unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>ANALOG MULTIPLEXER</b>						
$I_{OFF+}$	OFF Channel Leakage Current	$V_{CC} = 5V$ , $V_{IN} = 5V$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$		10	200 1.0	nA $\mu\text{A}$
$I_{OFF-}$	OFF Channel Leakage Current	$V_{CC} = 5V$ , $V_{IN} = 0$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	-200 -1.0	-10		nA $\mu\text{A}$

### Electrical Characteristics (Continued)

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ,  $4.5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$ ,  $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$  unless otherwise noted  
 ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV,  $4.75 \leq V_{CC} \leq 5.25V$ ,  $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$  unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>CONTROL INPUTS</b>						
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage		$V_{CC} - 1.5$			V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage				1.5	V
$I_{IN(1)}$	Logical "1" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN} = 15V$			1.0	$\mu A$
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN} = 0$	-1.0			$\mu A$
$I_{CC}$	Supply Current	$f_{CLK} = 640 \text{ kHz}$		0.3	3.0	mA
<b>DATA OUTPUTS AND EOC (INTERRUPT)</b>						
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -250 \mu A$	$V_{CC} - 0.4$			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$I_O = 1.6 \text{ mA}$			0.45	V
$V_{OUT(EOC)}$	Logical "0" Output Voltage EOC	$I_O = 1.2 \text{ mA}$			0.45	V
$I_{OUT}$	TRI-STATE Output Current	$V_O = 5V$ $V_O = 0$	-3		3	$\mu A$ $\mu A$

### Electrical Characteristics

Timing Specifications  $V_{CC} = V_{REF(-)} = 5V$ ,  $V_{REF(+)} = GND$ ,  $t_r = t_f = 20 \text{ ns}$  and  $T_A = 25^\circ C$  unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$t_{WS}$	Minimum Start Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
$t_{WALE}$	Minimum ALE Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
$t_s$	Minimum Address Set-Up Time	(Figure 5)		25	50	ns
$t_h$	Minimum Address Hold Time	(Figure 5)		25	50	ns
$t_D$	Analog MUX Delay Time From ALE	$R_S = 0\Omega$ (Figure 5)		1	2.5	$\mu S$
$t_{L1}, t_{L0}$	OE Control to Q Logic State	$C_L = 50 \text{ pF}$ , $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
$t_{L1}, t_{LH}$	OE Control to Hi-Z	$C_L = 10 \text{ pF}$ , $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
$t_c$	Conversion Time	$f_c = 640 \text{ kHz}$ , (Figure 5) (Note 7)	90	100	116	$\mu S$
$f_c$	Clock Frequency		10	640	1280	kHz
$t_{EOC}$	EOC Delay Time	(Figure 5)	0		$8 + 2 \mu S$	Clock Periods
$C_{IN}$	Input Capacitance	At Control Inputs		10	15	pF
$C_{OUT}$	TRI-STATE Output Capacitance	At TRI-STATE Outputs, (Note 12)		10	15	pF

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.

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

Note 4: Two on-chip diodes are tied to each analog input which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the  $V_{CC}$  supply. The spec allows 100 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 100 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0 $V_{DD}$  to 5 $V_{DD}$  input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.930  $V_{DD}$  over temperature variations, initial tolerance and loading.

Note 5: Total unadjusted error includes offset, full-scale, linearity, and multiplexer errors. See Figure 3. None of these A/Ds requires a zero or full-scale adjustment. However, if an all zero code is desired for an analog input other than 0.0V, or if a narrow full-scale span exists (for example: 0.5V to 4.5V full-scale) the reference voltages can be adjusted to achieve this. See Figure 13.

Note 6: Comparator input current is a bias current into or out of the chopper stabilized comparator. The bias current varies directly with clock frequency and has little temperature dependence (Figure 6). See paragraph 4.0.

Note 7: The outputs of the data register are updated one clock cycle before the rising edge of EOC.

Note 8: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k $\Omega$  resistor.

Function  
Multiplexed analog selected by input states address is position of the

ANALOG

CONVERTER

The Converter  
The heart of bit analog-to

## Functional Description

**Multiplexer.** The device contains an 8-channel single-ended analog signal multiplexer. A particular input channel is selected by using the address decoder. Table I shows the input states for the address lines to select any channel. The address is latched into the decoder on the low-to-high transition of the address latch enable signal.

TABLE I

SELECTED ANALOG CHANNEL	ADDRESS LINE		
	C	B	A
IN0	L	L	L
IN1	L	L	H
IN2	L	H	L
IN3	L	H	H
IN4	H	L	L
IN5	H	L	H
IN6	H	H	L
IN7	H	H	H

## CONVERTER CHARACTERISTICS

### The Converter

The heart of this single chip data acquisition system is its 8-bit analog-to-digital converter. The converter is designed

to give fast, accurate, and repeatable conversions over a wide range of temperatures. The converter is partitioned into 3 major sections: the 256R ladder network, the successive approximation register, and the comparator. The converter's digital outputs are positive true.

The 256R ladder network (*Figure 1*) was chosen over the conventional R/2R ladder because of its inherent monotonicity, which guarantees no missing digital codes. Monotonicity is particularly important in closed loop feedback control systems. A non-monotonic relationship can cause oscillations that will be catastrophic for the system. Additionally, the 256R network does not cause load variations on the reference voltage.

The bottom resistor and the top resistor of the ladder network in *Figure 1* are not the same value as the remainder of the network. The difference in these resistors causes the output characteristic to be symmetrical with the zero and full-scale points of the transfer curve. The first output transition occurs when the analog signal has reached  $\pm 1/2$  LSB and succeeding output transitions occur every 1 LSB later up to full-scale.

The successive approximation register (SAR) performs 8 iterations to approximate the input voltage. For any SAR type converter, n-iterations are required for an n-bit converter. *Figure 2* shows a typical example of a 6-bit converter. In the ADC0808, ADC0809, the approximation technique is extended to 8 bits using the 256R network.

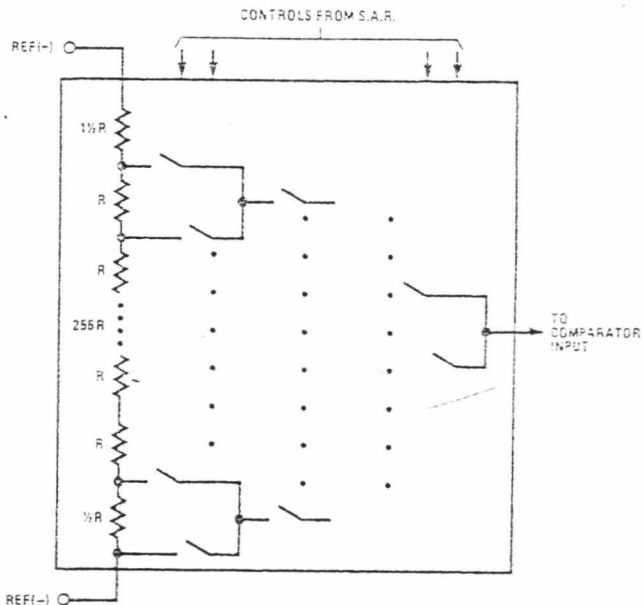


FIGURE 1. Resistor Ladder and Switch Tree

## Functional Description (Continued)

The A/D converter's successive approximation register (SAR) is reset on the positive edge of the start conversion (SC) pulse. The conversion is begun on the falling edge of the start conversion pulse. A conversion in process will be interrupted by receipt of a new start conversion pulse. Continuous conversion may be accomplished by tying the end-of-conversion (EOC) output to the SC input. If used in this mode, an external start conversion pulse should be applied after power up. End-of-conversion will go low between 0 and 9 clock pulses after the rising edge of start conversion. The most important section of the A/D converter is the comparator. It is this section which is responsible for the ultimate accuracy of the entire converter. It is also the

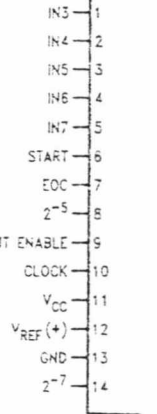
comparator drift which has the greatest influence on the repeatability of the device. A chopper-stabilized comparator provides the most effective method of satisfying all the converter requirements.

The chopper-stabilized comparator converts the DC input signal into an AC signal. This signal is then fed through a high gain AC amplifier and has the DC level restored. This technique limits the drift component of the amplifier since the drift is a DC component which is not passed by the AC amplifier. This makes the entire A/D converter extremely insensitive to temperature, long term drift and input offset errors.

Figure 4 shows a typical error curve for the ADC0808 as measured using the procedures outlined in AN-179.

## Connection Diagram

Dual-In-Line



Order Number ADC0808  
ADC0808CCJ  
See NS Package

## Timing Diagram

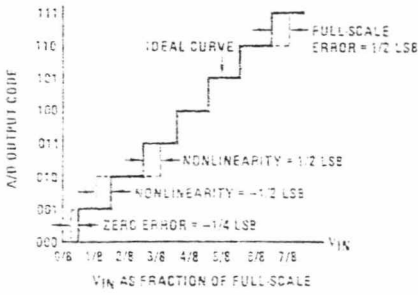
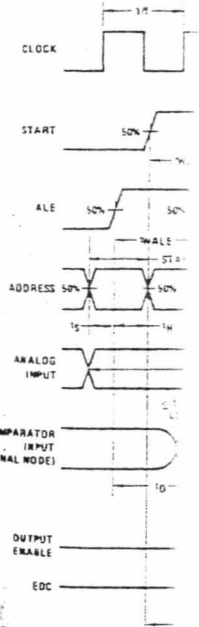


FIGURE 2. 3-Bit A/D Transfer Curve

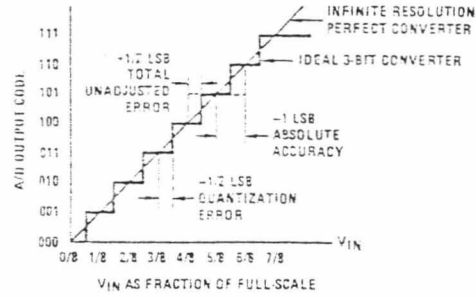


FIGURE 3. 3-Bit A/D Absolute Accuracy Curve

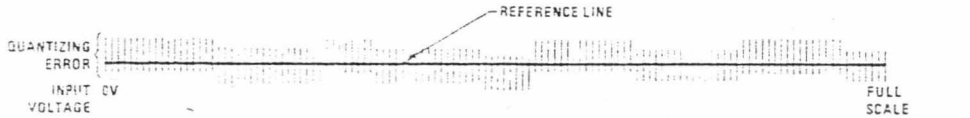
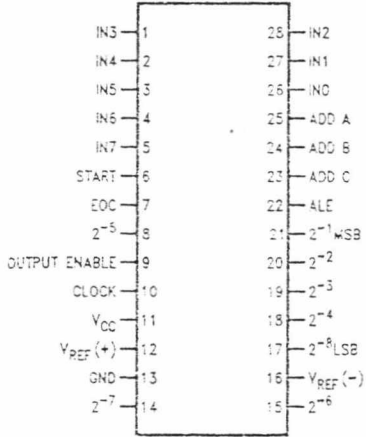


FIGURE 4. Typical Error Curve

# Connection Diagrams

ADC0808/ADC0809

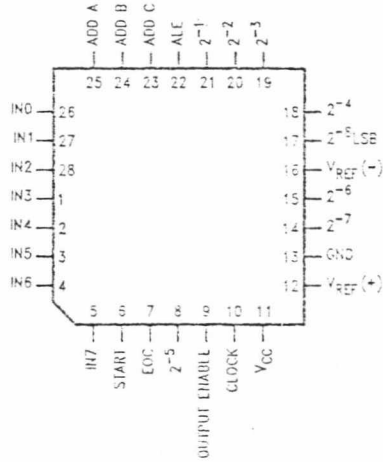
Dual-In-Line Package



TL/H/5672-11

Order Number ADC0808CCN, ADC0809CCN,  
ADC0808CCJ or ADC0808CJ  
See NS Package J26A or N26A

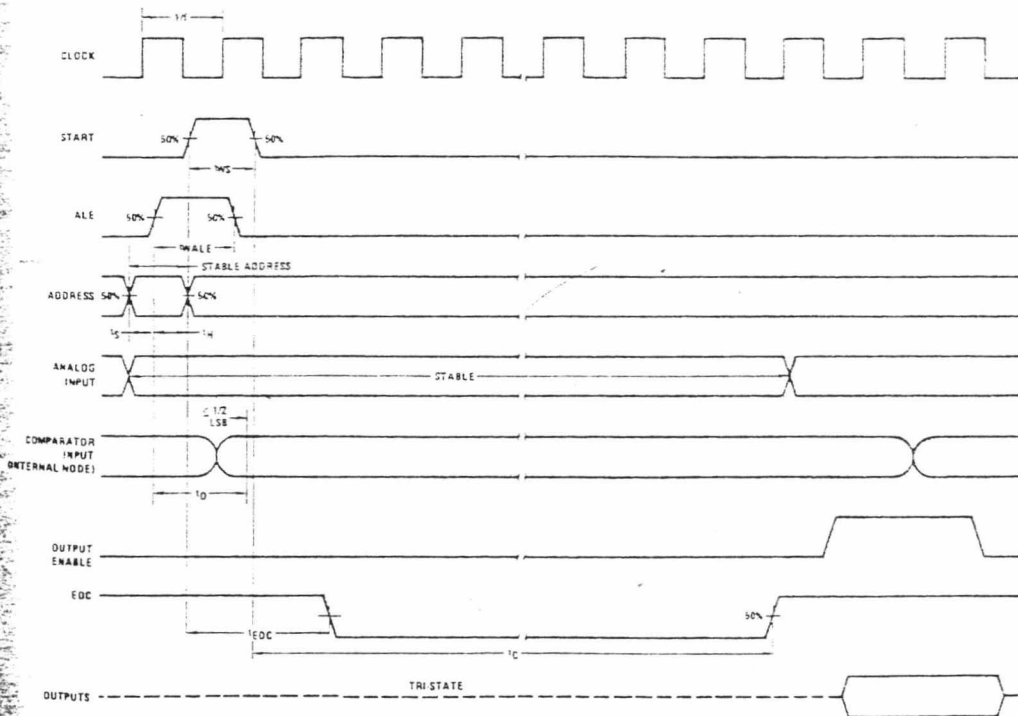
Molded Chip Carrier Package



TL/H/5672-12

Order Number ADC0808CCV or ADC0809CCV  
See NS Package V28A

# Timing Diagram



TL/H/5672-4

FIGURE 5

## Typical Performance Characteristics

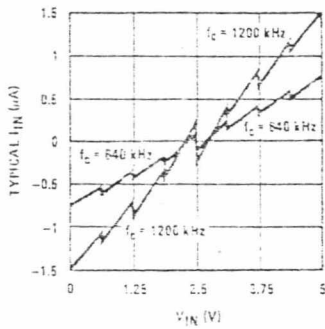


FIGURE 6. Comparator  $I_{IN}$  vs  $V_{IN}$   
( $V_{CC} = V_{REF} = 5V$ )

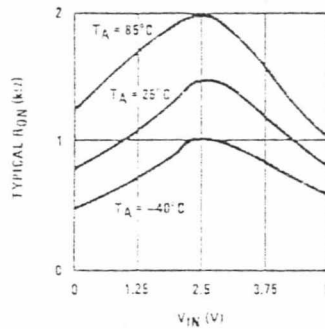


FIGURE 7. Multiplexer  $R_{ON}$  vs  $V_{IN}$   
( $V_{CC} = V_{REF} = 5V$ )

TL/H/5672-5

## Applications Info

### OPERATION

#### 1.0 RATIO-METRIC CONVERSION

The ADC0808, ADC0809 is an 8-bit Analog-to-Digital Acquisition System (DAS) in ratiometric system terms. In a ratiometric system, the measured value is expressed as a ratio of the input voltage to the full-scale voltage.

$$\frac{V_{IN}}{V_{FS} - V_Z} = \frac{D_X}{D_{MAX} - D_{MIN}}$$

$V_{IN}$  = Input voltage into the ADC  
 $V_{FS}$  = Full-scale voltage  
 $V_Z$  = Zero voltage  
 $D_X$  = Data point being measured  
 $D_{MAX}$  = Maximum data point  
 $D_{MIN}$  = Minimum data point

A good example of a ratiometric system is a position sensor used as a position sensor. The output voltage is directly proportional to the position of the sensor. The full-scale voltage across the sensor is expressed as a proportion of full-scale voltage, greatly reduced, eliminating the need for a separate supply for many applications. A major advantage of the ADC0809 is that the input voltage range is the same as the supply range so the transducer can be connected across the supply and their outputs measured at the multiplexer inputs. (Figure 8)

## TRI-STATE Test Circuits and Timing Diagrams

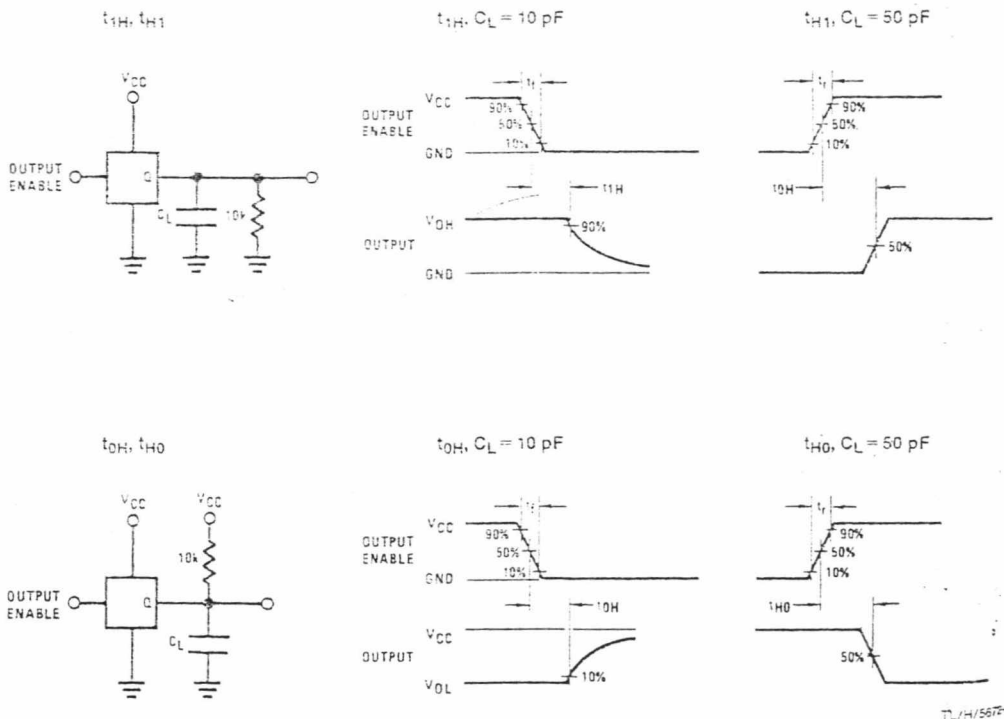


FIGURE 8

TL/H/5672-4

## Applications Information

### OPERATION

#### RATIOMETRIC CONVERSION

The ADC0808, ADC0809 is designed as a complete Data Acquisition System (DAS) for ratiometric conversion systems. In ratiometric systems, the physical variable being measured is expressed as a percentage of full-scale which is not necessarily related to an absolute standard. The voltage input to the ADC0808 is expressed by the equation

$$\frac{V_{IN} - V_Z}{V_{FS} - V_Z} = \frac{D_X}{D_{MAX} - D_{MIN}} \quad (1)$$

$V_{IN}$  = Input voltage into the ADC0808

$V_{FS}$  = Full-scale voltage

$V_Z$  = Zero voltage

$D_X$  = Data point being measured

$D_{MAX}$  = Maximum data limit

$D_{MIN}$  = Minimum data limit

A good example of a ratiometric transducer is a potentiometer used as a position sensor. The position of the wiper is directly proportional to the output voltage which is a ratio of the full-scale voltage across it. Since the data is represented as a proportion of full-scale, reference requirements are greatly reduced, eliminating a large source of error and cost in many applications. A major advantage of the ADC0808, ADC0809 is that the input voltage range is equal to the supply range so the transducers can be connected directly across the supply and their outputs connected directly into the multiplexer inputs, (Figure 9).

Ratiometric transducers such as potentiometers, strain gauges, thermistor bridges, pressure transducers, etc., are suitable for measuring proportional relationships; however, many types of measurements must be referred to an absolute standard such as voltage or current. This means a system reference must be used which relates the full-scale voltage to the standard volt. For example, if  $V_{CC} = V_{REF} = 5.12V$ , then the full-scale range is divided into 256 standard steps. The smallest standard step is 1 LSB which is then 20 mV.

#### 2.0 RESISTOR LADDER LIMITATIONS

The voltages from the resistor ladder are compared to the selected into 8 times in a conversion. These voltages are coupled to the comparator via an analog switch tree which is referenced to the supply. The voltages at the top, center and bottom of the ladder must be controlled to maintain proper operation.

The top of the ladder, Ref(+), should not be more positive than the supply, and the bottom of the ladder, Ref(-), should not be more negative than ground. The center of the ladder voltage must also be near the center of the supply because the analog switch tree changes from N-channel switches to P-channel switches. These limitations are automatically satisfied in ratiometric systems and can be easily met in ground referenced systems.

Figure 10 shows a ground referenced system with a separate supply and reference. In this system, the supply must be trimmed to match the reference voltage. For instance, if a 5.12V is used, the supply should be adjusted to the same voltage within 0.1V.

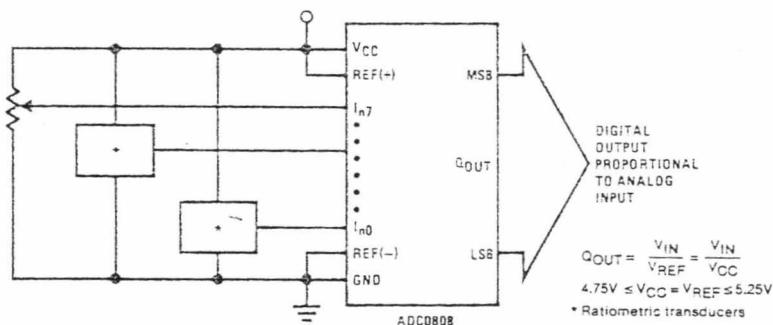


FIGURE 9. Ratiometric Conversion System

Applications Information (Continued)

The ADC0808 needs less than a milliamp of supply current so developing the supply from the reference is readily accomplished. In Figure 11 a ground referenced system is shown which generates the supply from the reference. The buffer shown can be an op amp of sufficient drive to supply the milliamp of supply current and the desired bus drive, or if a capacitive bus is driven by the outputs a large capacitor will supply the transient supply current as seen in Figure 12. The LM331 is overcompensated to insure stability when loaded by the 10  $\mu$ F output capacitor.

The top and bottom ladder voltages cannot exceed  $V_{CC}$  and ground, respectively, but they can be symmetrically less than  $V_{CC}$  and greater than ground. The center of the ladder voltage should always be near the center of the supply. The sensitivity of the converter can be increased, (i.e., size of the LSB steps decreased) by using a symmetrical reference system. In Figure 10, a 2.5V reference is symmetrically centered about  $V_{CC}/2$  since the same current flows in identical resistors. This system with a 2.5V reference allows the LSB bit to be half the size of a 5V reference system.

Applications Inf

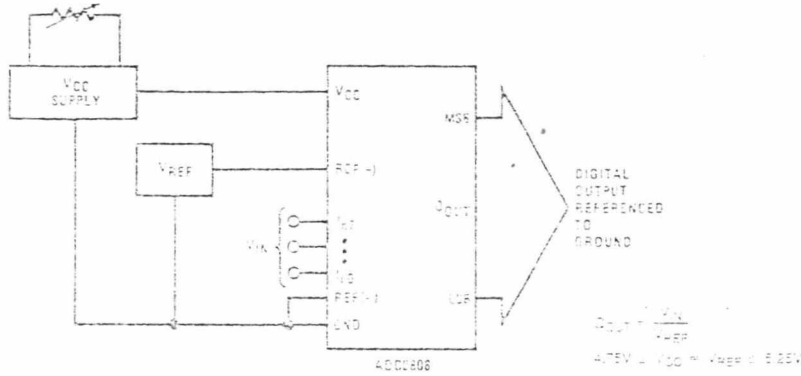


FIGURE 10. Ground Referenced Conversion System Using Trimmed Supply

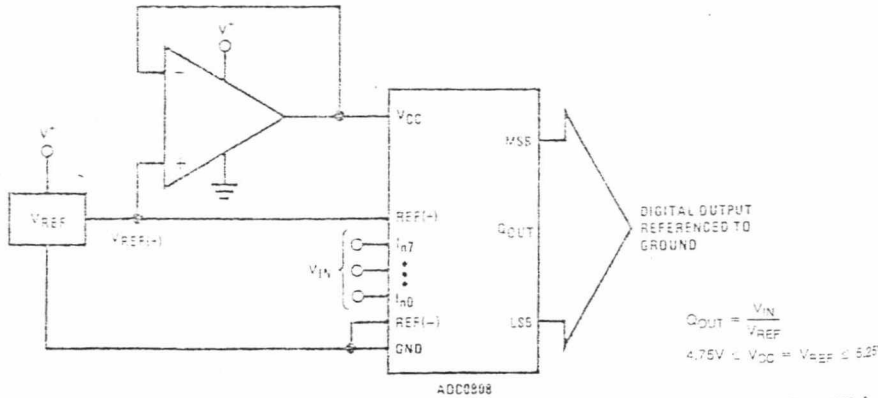
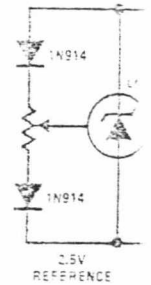


FIGURE 11: Ground Referenced Conversion System with Reference Generating  $V_{CC}$  Supply



3.3 CONVERTER EQUAT

The transition between ad by:

$$V_N = \left\{ (V_{REF(-)} - V_{REF(+)} \right\} \left[ \frac{N}{255} \right]$$

The center of an output code

$$V_N \left\{ (V_{REF(+)} - V_{REF(-)}) \left[ \frac{N}{255} \right] \right\}$$

The output code N for a within the range:

$$N = \frac{V_{IN} - V_{REF(-)}}{V_{REF(+)} - V_{REF(-)}} \times 255 =$$

where:  $V_{IN}$  = Voltage at cc

$V_{REF(-)}$  = Voltage

$V_{REF(+)}$  = Voltage

$V_{TUE}$  = Total unad

$V_{REF(+)} = 5.12$

Applications information (Continued)

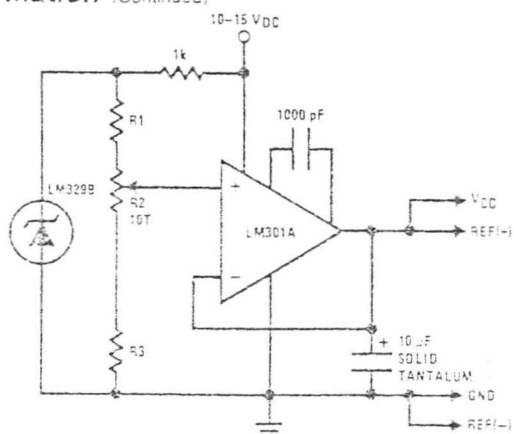


FIGURE 12. Typical Reference and Supply Circuit

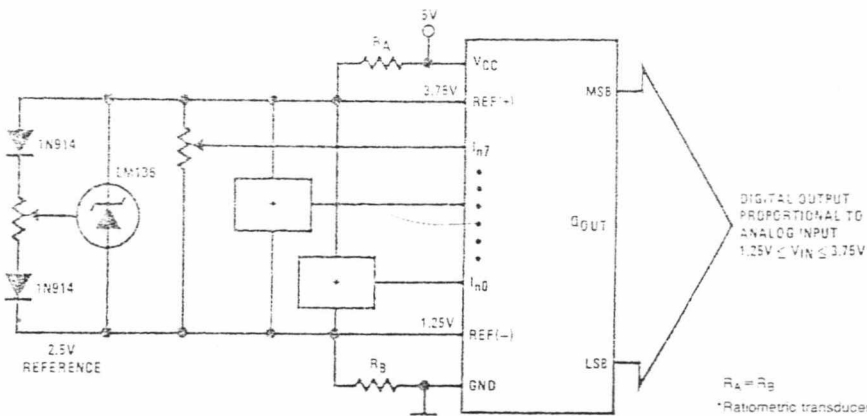


FIGURE 13. Symmetrically Centered Reference

TL/H/6672-9

CONVERTER EQUATIONS

A transition between adjacent codes N and N + 1 is given by:

$$N = \left\{ \frac{V_{REF(+)} - V_{REF(-)}}{256} \left[ \frac{N}{256} - \frac{1}{2} \right] + V_{TUE} \right\} - V_{REF(-)} \quad (2)$$

The center of an output code N is given by:

$$N \left\{ \frac{V_{REF(+)} - V_{REF(-)}}{256} \right\} = V_{TUE} - V_{REF(-)} \quad (3)$$

The output code N for an arbitrary input are the integers in the range:

$$\frac{V_{IN} - V_{REF(-)}}{V_{REF(+)} - V_{REF(-)}} \times 256 = \text{Absolute Accuracy} \quad (4)$$

Where:  $V_{IN}$  = Voltage at comparator input

$V_{REF(+)}$  = Voltage at Ref(+)

$V_{REF(-)}$  = Voltage at Ref(-)

$V_{TUE}$  = Total unadjusted error voltage (typically

$V_{REF(+)} = 512$ )

4.0 ANALOG COMPARATOR INPUTS

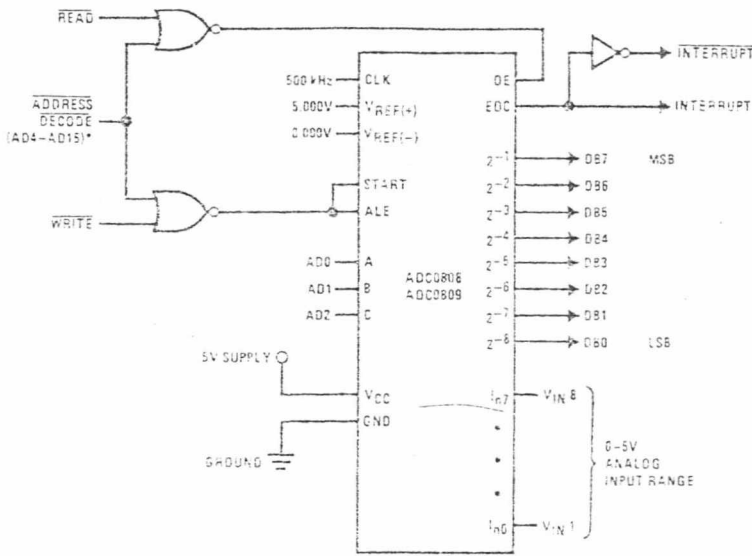
The dynamic comparator input current is caused by the periodic switching of on-chip stray capacitances. These are connected alternately to the output of the resistor ladder/switch tree network and to the comparator input as part of the operation of the chopper stabilized comparator.

The average value of the comparator input current varies directly with clock frequency and with  $V_{IN}$  as shown in Figure 6.

If no filter capacitors are used at the analog inputs and the signal source impedances are low, the comparator input current should not introduce converter errors, as the transient created by the capacitance discharge will die out before the comparator output is strobed.

If input filter capacitors are desired for noise reduction and signal conditioning they will tend to average out the dynamic comparator input current. It will then take on the characteristics of a DC bias current whose effect can be predicted conventionally.

Typical Application



\*Address latches needed for 8085 and 801MP interfacing the ADC0808 to a microprocessor

MICROPROCESSOR INTERFACE TABLE

PROCESSOR	READ	WRITE	INTERRUPT (COMMENT)
8080	$\overline{MEMR}$	$\overline{MEMW}$	INTR (Thru RST Circuit)
8085	$\overline{RD}$	$\overline{WR}$	INTR (Thru RST Circuit)
Z-80	$\overline{RD}$	$\overline{WR}$	INT (Thru RST Circuit, Mode 0)
8086	$\overline{NRDS}$	$\overline{NWDS}$	SA (Thru Sense A)
6800	$\overline{VMA} \cdot \phi 2 \cdot R/W$	$\overline{VMA} \cdot \phi \cdot R/W$	$\overline{IRQA}$ or $\overline{IRCB}$ (Thru PIA)

Ordering Information

TEMPERATURE RANGE		-40°C to +85°C			-55°C to +125°C
Error	$\pm 1/2$ LSB Unadjusted	ADC0808CCN	ADC0808CCV	ADC0808CCJ	ADC0808CJ
	$\pm 1$ LSB Unadjusted	ADC0809CCN	ADC0809CCV		
Package Outline		N28A Molded DIP	V28A Molded Chip Carrier	J28A Ceramic DIP	J28A Ceramic DIP



ADC0811 With 11-Channel

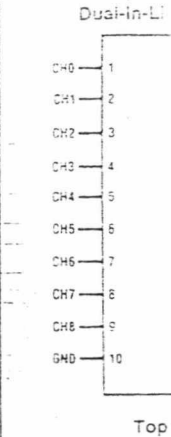
General Description

The ADC0811 is a 11-channel, 8-bit, single-channel analog-to-digital converter with simultaneous sampling and 11 channels of analog input. An input sample-and-hold reference ladder allows the input signal to be sampled and converted. Separate serial I/O is provided to facilitate the

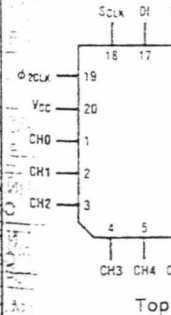
Features

- Separate asynchronous I/O clock.
- 11-Channel multiplexed analog input.
- Built-in sample-and-hold.

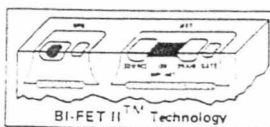
Connections



Molded Chip Carrier



Order Number A  
See NS Packages J  
Use Ordering



## LF353 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

### General Description

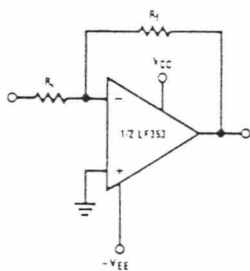
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF353 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

### Features

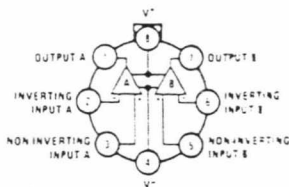
- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 16 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 3.6 mA
- High input impedance 10<sup>12</sup>Ω
- Low total harmonic distortion  $A_V = 10$ ,  $R_L = 10k$ ,  $V_O = 20V_{p-p}$ ,  $BW = 20 \text{ Hz} - 20 \text{ kHz}$  <0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

### Typical Connection



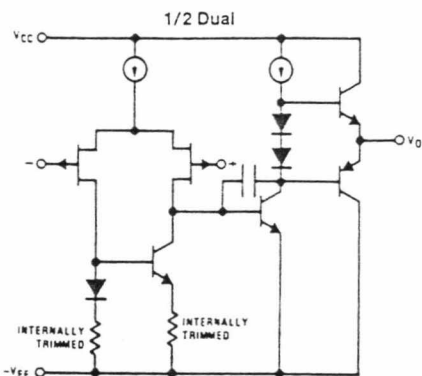
### Connection Diagrams

Metal Can Package (Top View)

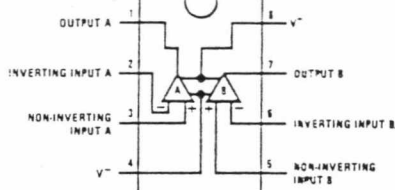


Order Number LF353H  
See NS Package Number H08C

### Simplified Schematic



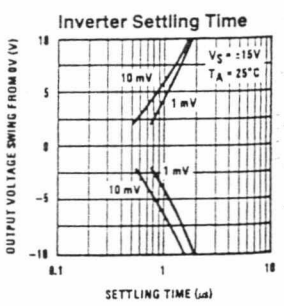
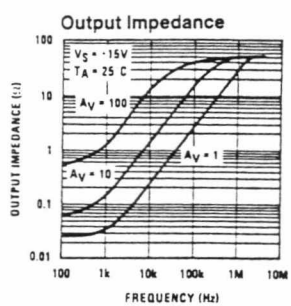
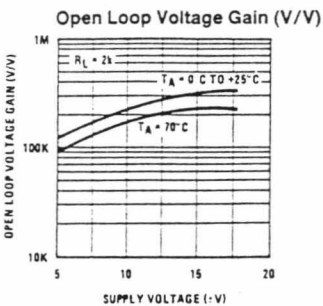
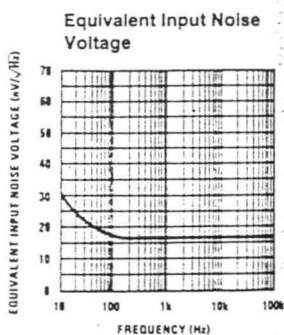
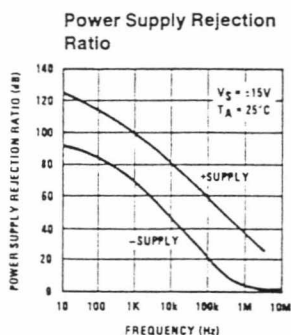
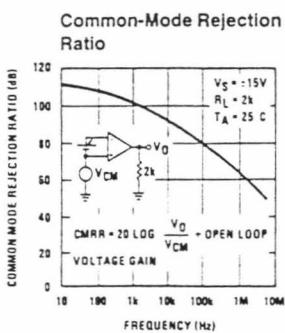
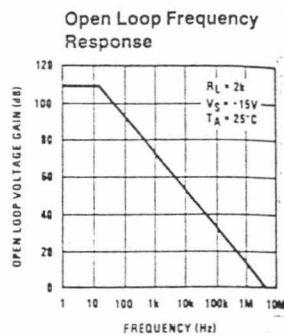
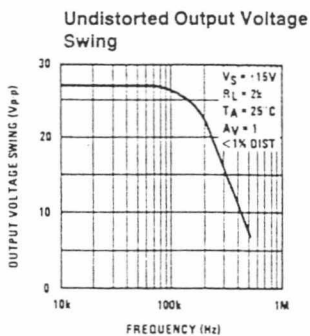
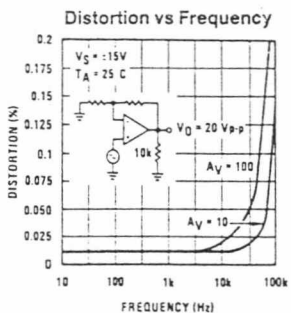
Dual-In-Line Package (Top View)



Order Number LF353J, LF353M or LF353N  
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

TL/H/5649-1

Typical Performance Characteristics (Continued)



Pulse Re

Small

OUTPUT VOLTAGE SWING (60 mV/DIV)

Large

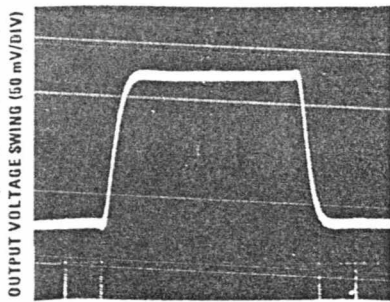
OUTPUT VOLTAGE SWING (5V/DIV)

**Applic:**  
 These devi  
 offset volta  
 FETs have  
 source and  
 inputs. The  
 be accomm  
 The maxim  
 the supply  
 should be a  
 cause large  
 and

TL/H/5649

## Pulse Response

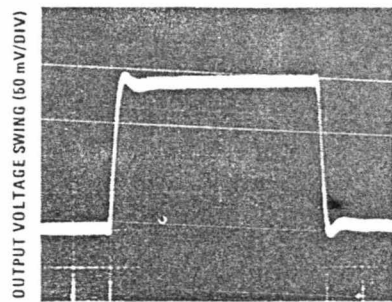
Small Signaling Inverting



TIME (0.2  $\mu$ s/DIV)

TL/H/5649-4

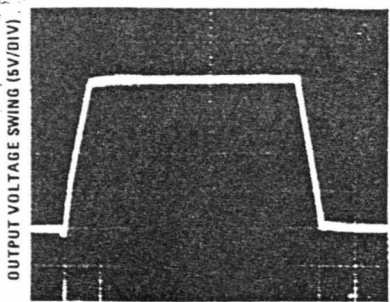
Small Signal Non-Inverting



TIME (0.2  $\mu$ s/DIV)

TL/H/5649-5

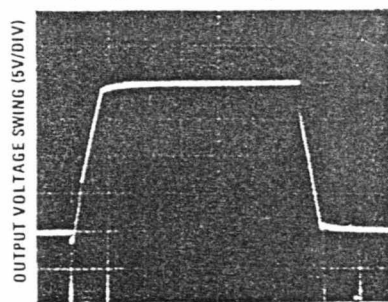
Large Signal Inverting



TIME (2  $\mu$ s/DIV)

TL/H/5649-6

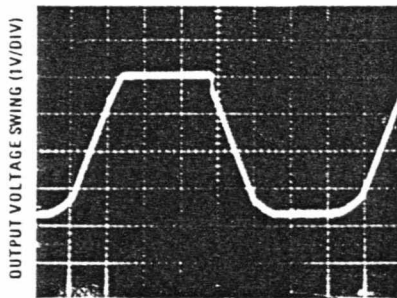
Large Signal Non-Inverting



TIME (2  $\mu$ s/DIV)

TL/H/5649-7

Current Limit ( $R_L = 100\Omega$ )



TIME (5  $\mu$ s/DIV)

TL/H/5649-8

## Application Hints

These devices are op amps with an internally trimmed input offset voltage and JFET input devices (BI-FET II). These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore, large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be allowed to exceed the negative supply as this will cause large currents to flow which can result in a destroyed

Exceeding the negative common-mode limit on either input will force the output to a high state, potentially causing a reversal of phase to the output. Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

**Application Hints (Continued)**

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output; however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier will be forced to a high state.

The amplifiers will operate with a common-mode input voltage equal to the positive supply; however, the gain bandwidth and slew rate may be decreased in this condition. When the negative common-mode voltage swings to within 3V of the negative supply, an increase in input offset voltage may occur.

Each amplifier is individually biased by a zener reference which allows normal circuit operation on  $\pm 6V$  power supplies. Supply voltages less than these may result in lower gain bandwidth and slew rate.

The amplifiers will drive a 2 k $\Omega$  load resistance to  $\pm 10V$  over the full temperature range of 0°C to +70°C. If the amplifier is forced to drive heavier load currents, however, an increase in input offset voltage may occur on the negative voltage swing and finally reach an active current limit on both positive and negative swings.

Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a socket as an unlimited current surge through the result-

ing forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Because these amplifiers are JFET rather than MOSFET input op amps they do not require special handling.

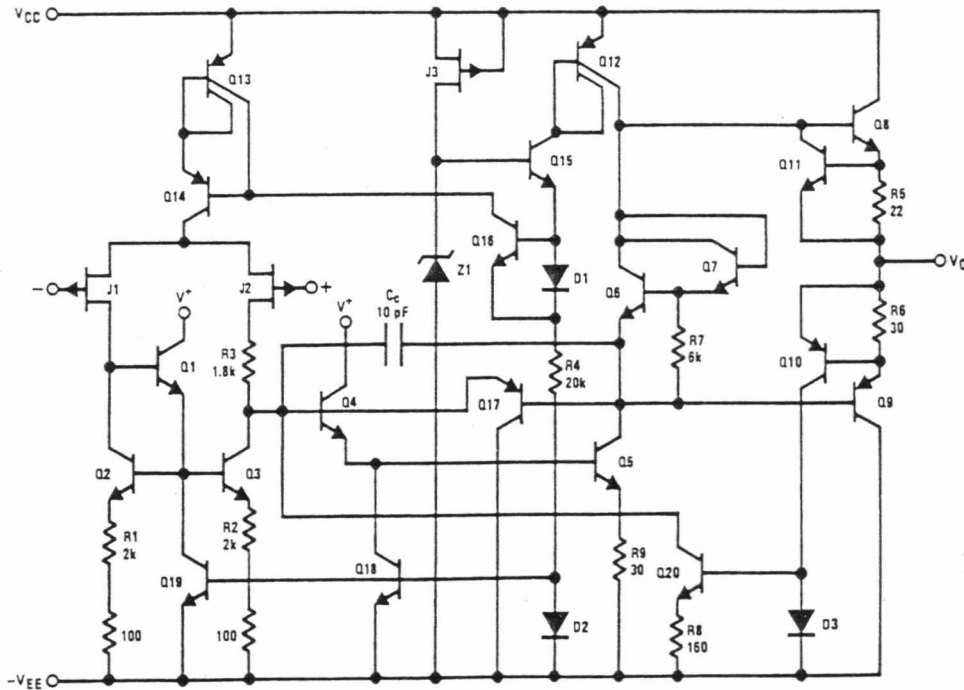
As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pick-up" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately 5 times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

Typical A

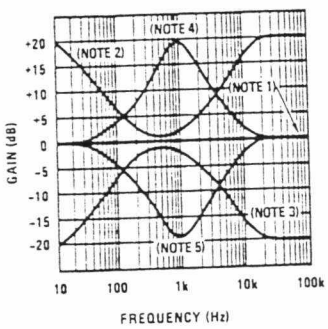
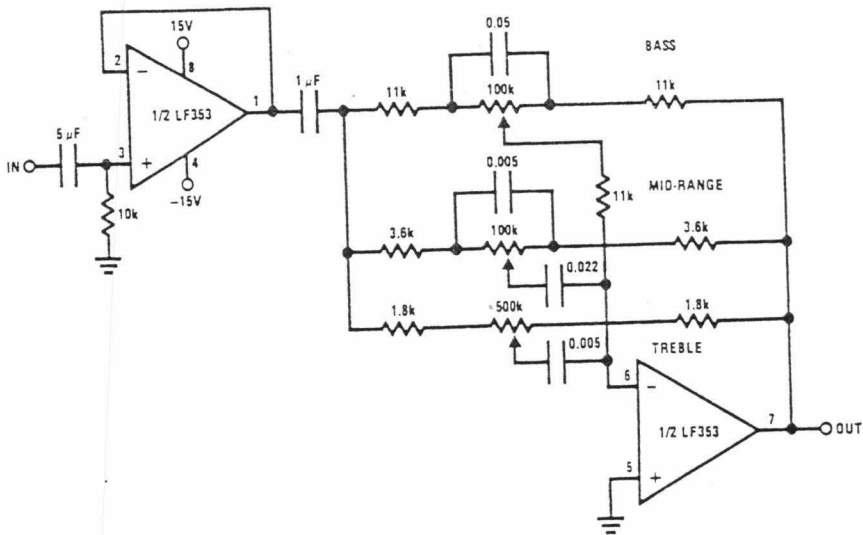
INC

**Detailed Schematic**



TL/H/5644-1

Three-Band Active Tone Control  
BOOST - CUT



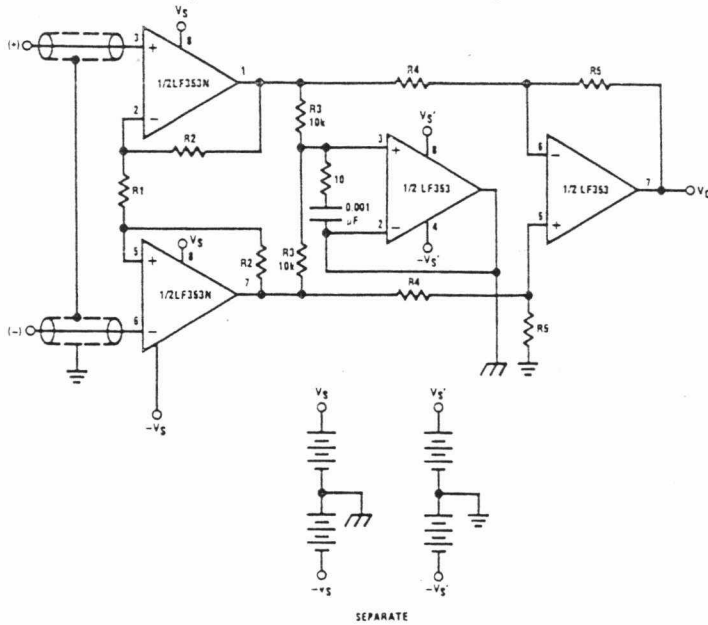
- Note 1: All controls flat.
- Note 2: Bass and treble boost, mid flat.
- Note 3: Bass and treble cut, mid flat.
- Note 4: Mid boost, bass and treble flat.
- Note 5: Mid cut, bass and treble flat.

- All potentiometers are linear taper
- Use the LF347 Quad for stereo applications

TL/H/5649-10

Typical Applications (Continued)

Improved CMRR Instrumentation Amplifier



$$A_V = \left( \frac{2R_2}{R_1} + 1 \right) \frac{R_5}{R_4}$$

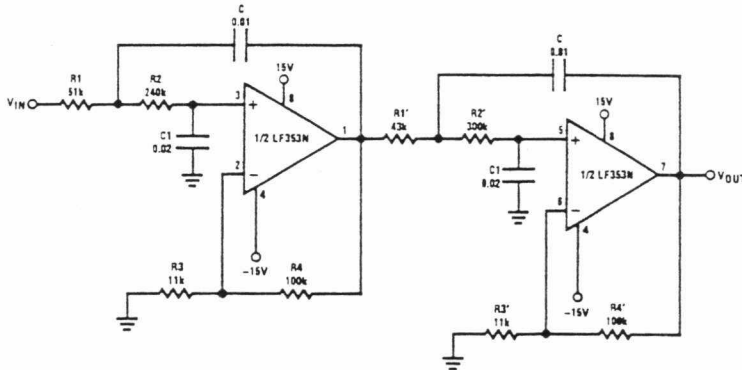
⏏ and ⏏ are separate isolated grounds

Matching of R2's, R4's and R5's control CMRR

With  $A_{VT} = 1400$ , resistor matching = 0.01%: CMRR = 136 dB

- Very high input impedance
- Super high CMRR

Fourth Order Low Pass Butterworth Filter



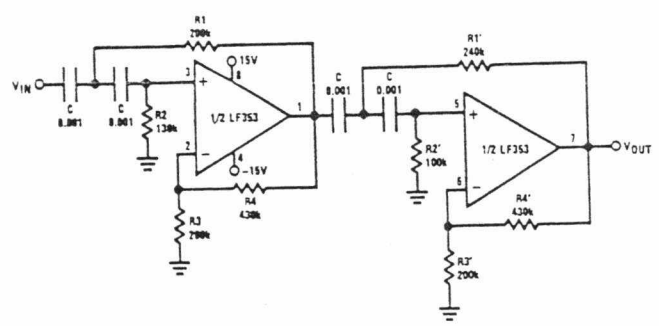
- Corner frequency ( $f_c$ ) =  $\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C C_1}} \cdot \frac{1}{2\pi} = \sqrt{\frac{1}{R_1' R_2' C C_1}} \cdot \frac{1}{2\pi}$
- Passband gain ( $H_0$ ) =  $(1 + R_4/R_3) (1 + R_4'/R_3')$
- First stage  $Q = 1.31$
- Second stage  $Q = 0.541$
- Circuit shown uses nearest 5% tolerance resistor values for a filter with a corner frequency of 100 Hz and a passband gain of 100
- Offset nulling necessary for accurate DC performance

TL/H/5649-11

- Corner
- Passband
- First stage
- Second stage
- Circuit

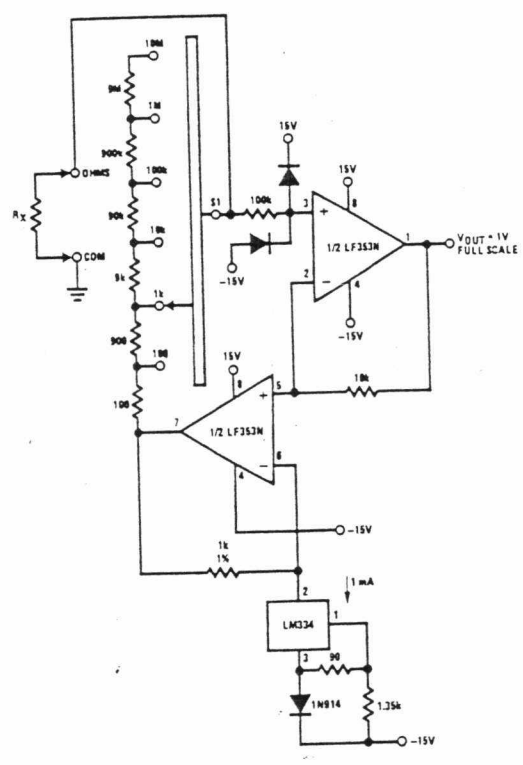
ical Applications (Continued)

Fourth Order High Pass Butterworth Filter



- Corner frequency ( $f_c$ ) =  $\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C^2}} \cdot \frac{1}{2\pi} = \sqrt{\frac{1}{R_1' R_2' C^2}} \cdot \frac{1}{2\pi}$
- Passband gain ( $H_0 = (1 - R_4/R_3)(1 + R_4'/R_3')$ )
- First stage Q = 1.31
- Second stage Q = 0.541
- Circuit shown uses closest 5% tolerance resistor values for a filter with a corner frequency of 1 kHz and a passband gain of 10.

Ohms to Volts Converter



$$V_O = \frac{1V}{R_{LADDER}} \times R_x$$

Where  $R_{LADDER}$  is the resistance from switch S1 pole to pin 7 of the LF353.

TL/H/5649-13



## LM158/LM258/LM358, LM158A/LM258A/LM358A, LM2904 Low Power Dual Operational Amplifiers

### General Description

The LM158 series consists of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM158 series can be directly operated off of the standard  $\pm 5 V_{DC}$  power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional  $\pm 15 V_{DC}$  power supplies.

### Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

### Advantages

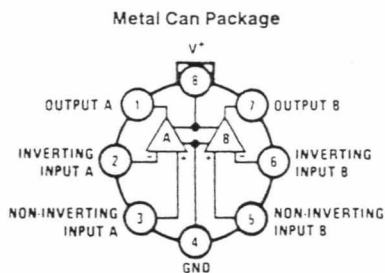
- Eliminates need for dual supplies
- Two internally compensated op amps in a single package

- Allows directly sensing near GND and  $V_{OUT}$  also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation
- Pin-out same as LM1558/LM1458 dual operational amplifier

### Features

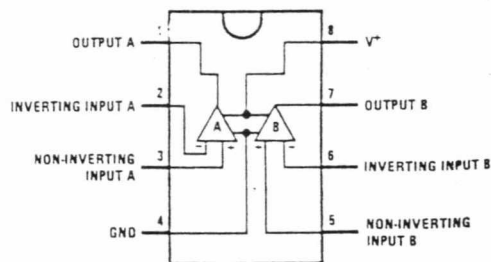
- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:
  - Single supply  $3 V_{DC}$  to  $32 V_{DC}$
  - or dual supplies  $\pm 1.5 V_{DC}$  to  $\pm 16 V_{DC}$
- Very low supply current drain (500  $\mu A$ )—essentially independent of supply voltage
- Low input biasing current (temperature compensated) 45 nA<sub>DC</sub>
- Low input offset voltage 2 mV<sub>DC</sub> and offset current 5 nA<sub>DC</sub>
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing  $0 V_{DC}$  to  $V^+ - 1.5 V_{DC}$

### Connection Diagrams (Top Views)



Order Number LM158AH, LM158H, LM258AH, LM258H, LM358AH or LM358H  
See NS Package Number H08C

TL/H/7787-1



Order Number LM158J, LM158AJ or LM358J  
See NS Package Number J08A  
Order Number LM358M, LM358AM or LM2904M  
See NS Package Number M08A  
Order Number LM358AN, LM358N or LM2904N  
See NS Package Number N08E

TL/H/7787-2

If military/aerospace specified devices are required, please contact the national semiconductor sales office/distributor for ordering and specifications. (Note 9)

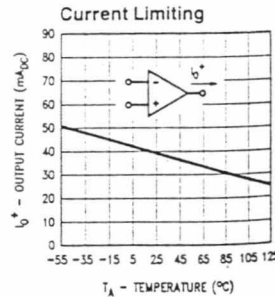
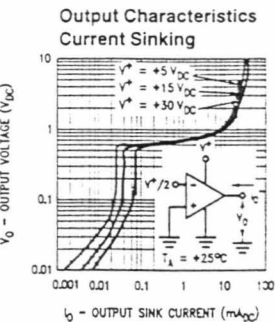
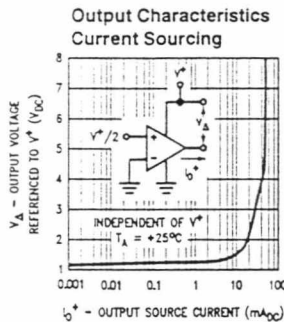
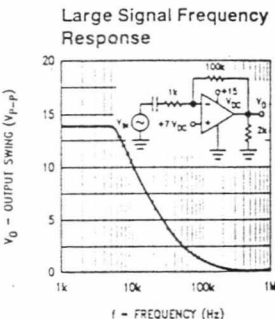
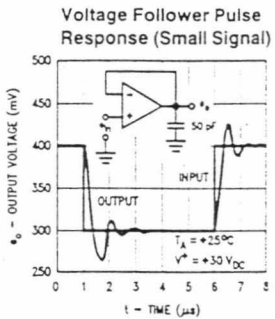
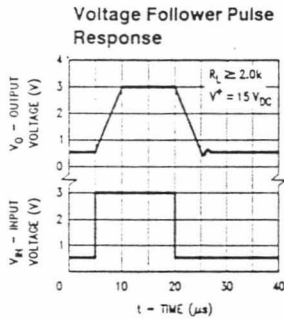
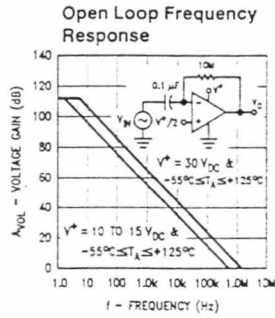
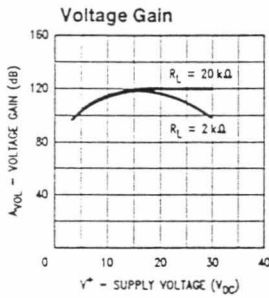
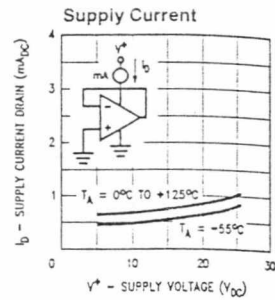
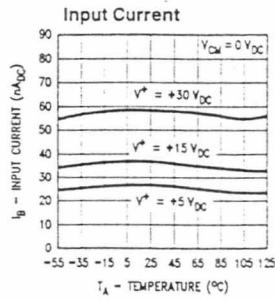
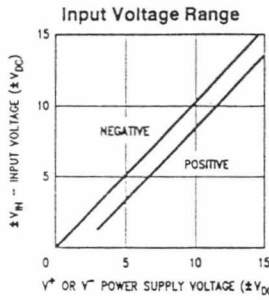
Operating Temperature Range	LM2904	LM158/LM258/LM358	LM158A/LM258A/LM358A
Supply Voltage, $V_I$	32 Vdc or +13 Vdc	26 Vdc or +13 Vdc	26 Vdc or +13 Vdc
Differential Input Voltage	32 Vdc	32 Vdc	32 Vdc
Input Voltage	-0.3 Vdc to +32 Vdc	-0.3 Vdc to +32 Vdc	-0.3 Vdc to +32 Vdc
Power Dissipation (Note 1)	830 mW	830 mW	830 mW
Molded DIP (LM358N)	550 mW	550 mW	550 mW
Metal Can (LM158H/LM258H/LM358H)	530 mW	530 mW	530 mW
Small Outline Package	530 mW	530 mW	530 mW
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2)	Continuous	Continuous	Continuous
Input Current ( $V_{IN} < -0.3$ Vdc) (Note 3)	50 mA	50 mA	50 mA
Supply Voltage, $V_I$	32 Vdc or +13 Vdc	26 Vdc or +13 Vdc	26 Vdc or +13 Vdc
Operating Temperature Range	0°C to +70°C	0°C to +70°C	0°C to +70°C
LM358	-40°C to +85°C	-40°C to +85°C	-40°C to +85°C
LM258	-25°C to +85°C	-25°C to +85°C	-25°C to +85°C
LM158	-55°C to +125°C	-55°C to +125°C	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature, DIP (Soldering, 10 seconds)	260°C	260°C	260°C
Lead Temperature, Metal Can (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C	300°C
Lead Temperature, Metal Can (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C	300°C
Soldering Information	300°C	300°C	300°C
Dual-In-Line Package	260°C	260°C	260°C
Small Outline Package	260°C	260°C	260°C
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C	220°C	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	250V	250V	250V
ESD Tolerance (Note 10)	250V	250V	250V

Electrical Characteristics  $V_I = \pm 5.0$  Vdc, unless otherwise stated

Parameter	Conditions		LM158A		LM258A		LM358A		LM158/LM258		LM358		LM2904		
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max
Input Offset Voltage (Note 5), $T_A = 25^\circ\text{C}$	$\pm 1$	$\pm 2$	$\pm 1$	$\pm 1$	$\pm 3$	$\pm 2$	$\pm 2$	$\pm 3$	$\pm 2$	$\pm 2$	$\pm 2$	$\pm 2$	$\pm 2$	$\pm 2$	$\pm 1$
Input Bias Current $I_{IN(1)}$ or $I_{IN(-)}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_{CM} = 0\text{V}$ , (Note 6)	20	50	40	80	45	100	45	150	45	250	45	250	45	250	45
Input Offset Current $I_{IN(1)}$ or $I_{IN(-)}$ , $V_{CM} = 0\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	$\pm 2$	$\pm 10$	$\pm 2$	$\pm 15$	$\pm 5$	$\pm 30$	$\pm 5$	$\pm 30$	$\pm 5$	$\pm 50$	$\pm 5$	$\pm 50$	$\pm 5$	$\pm 50$	$\pm 5$
Input Common-Mode Voltage Range $V_I = 30$ Vdc, (Note 7) (LM2904, $V_I = 26\text{V}$ ), $T_A = 25^\circ\text{C}$	0	$V_I - 1.5$	0	$V_I - 1.5$	0	$V_I - 1.5$	0	$V_I - 1.5$	0	$V_I - 1.5$	0	$V_I - 1.5$	0	$V_I - 1.5$	0
Supply Current Over Full Temperature Range $R_L = \infty$ on All Op Amps $V_I = 30\text{V}$ (LM2904 $V_I = 26\text{V}$ ) $V_I = 5\text{V}$	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1
	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5
	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5
	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5	1.2	0.5

LM158/LM258/LM358/LM158A/LM258A/LM358A/LM2904

## Typical Performance Characteristics

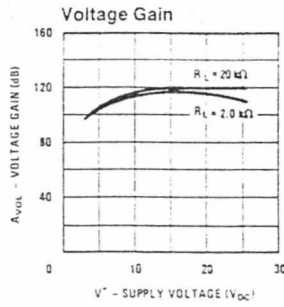
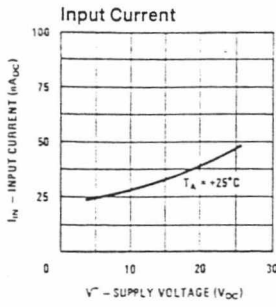


## Typical

## Applic

The LM158 single pole and remainder voltage range of 0V to 15V. Precaution for the input or that the test socket for internal circuit. Large differential and, as needed, more than  $V^+$  provided more than resistor to. To reduce have a converts amplifiers. Therefore basic amply 1 cal PNP. For ac to the output bias cur load is crossov

## Typical Performance Characteristics (Continued) (LM2902 only)



TL/H/7787-5

## Application Hints

The LM158 series are op amps which operate with only a single power supply voltage, have true-differential inputs, and remain in the linear mode with an input common-mode voltage of 0 V<sub>DC</sub>. These amplifiers operate over a wide range of power supply voltage with little change in performance characteristics. At 25°C amplifier operation is possible down to a minimum supply voltage of 2.3 V<sub>DC</sub>.

Precautions should be taken to insure that the power supply to the integrated circuit never becomes reversed in polarity. Be sure that the unit is not inadvertently installed backwards in a socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Large differential input voltages can be easily accommodated, and, as input differential voltage protection diodes are not provided, no large input currents result from large differential input voltages. The differential input voltage may be larger than V<sup>+</sup> without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than -0.3 V<sub>DC</sub> (at 25°C). An input clamp diode with a resistor to the IC input terminal can be used.

To reduce the power supply current drain, the amplifiers have a class A output stage for small signal levels which converts to class B in a large signal mode. This allows the amplifiers to both source and sink large output currents. Therefore both NPN and PNP external current boost transistors can be used to extend the power capability of the basic amplifiers. The output voltage needs to raise approximately 1 diode drop above ground to bias the on-chip vertical PNP transistor for output current sinking applications.

For ac applications, where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor should be used, from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion. Where the load is directly coupled, as in dc applications, there is no crossover distortion.

Capacitive loads which are applied directly to the output of the amplifier reduce the loop stability margin. Values of 50 pF can be accommodated using the worst-case non-inverting unity gain connection. Large closed loop gains or resistive isolation should be used if larger load capacitance must be driven by the amplifier.

The bias network of the LM158 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of 3 V<sub>DC</sub> to 30 V<sub>DC</sub>.

Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. Putting direct short-circuits on more than one amplifier at a time will increase the total IC power dissipation to destructive levels, if not properly protected with external dissipation limiting resistors in series with the output leads of the amplifiers. The larger value of output source current which is available at 25°C provides a larger output current capability at elevated temperatures (see typical performance characteristics) than a standard IC op amp.

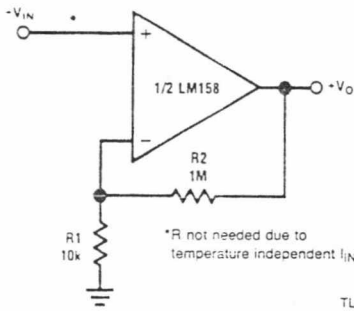
The circuits presented in the section on typical applications emphasize operation on only a single power supply voltage. If complementary power supplies are available, all of the standard op amp circuits can be used. In general, introducing a pseudo-ground (a bias voltage reference of V<sup>-</sup>/2) will allow operation above and below this value in single power supply systems. Many application circuits are shown which take advantage of the wide input common-mode voltage range which includes ground. In most cases, input biasing is not required and input voltages which range to ground can easily be accommodated.

LM158/LM258/LM358/LM158A/LM258A/LM358A/LM2904

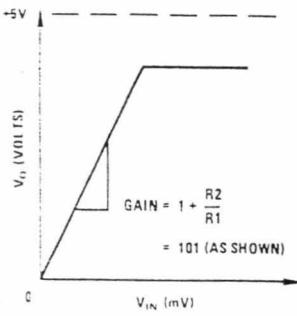
3

Typical Single-Supply Applications ( $V^- = 5.0 V_{DC}$ )

Non-Inverting DC Gain (0V Input = 0V Output)

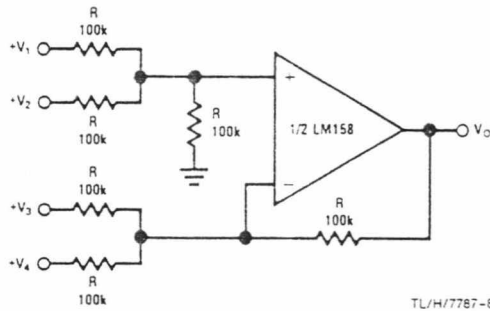


TL/H/7787-6



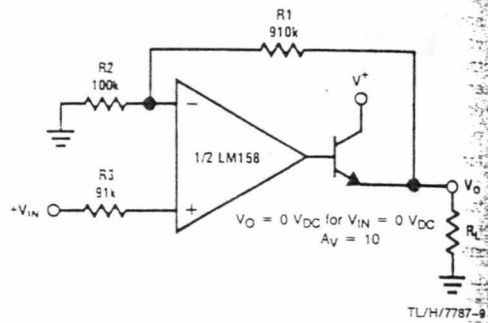
TL/H/7787-7

DC Summing Amplifier ( $V_{IN}'S \geq 0 V_{DC}$  and  $V_O \geq 0 V_{DC}$ )



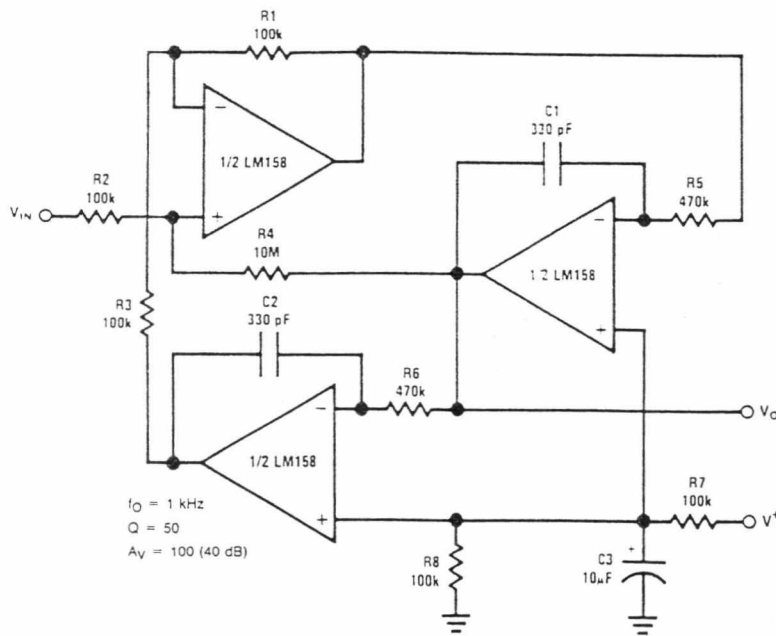
TL/H/7787-8

Power Amplifier

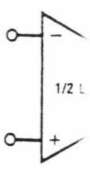


TL/H/7787-9

"BI-QUAD" RC Active Bandpass Filter

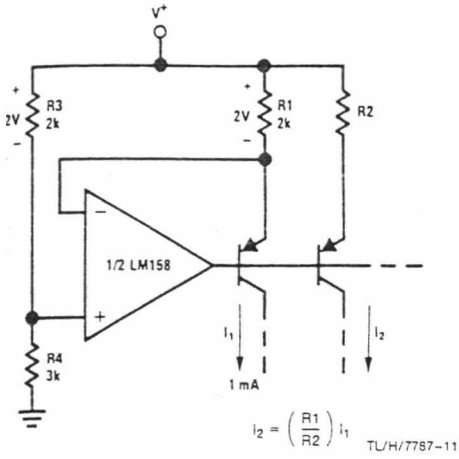


TL/H/7787-10

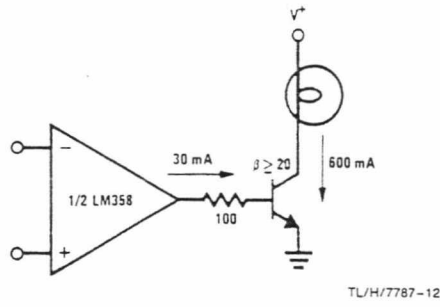


Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0 V_{DC}$ ) (Continued)

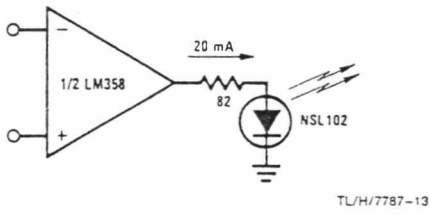
Fixed Current Sources



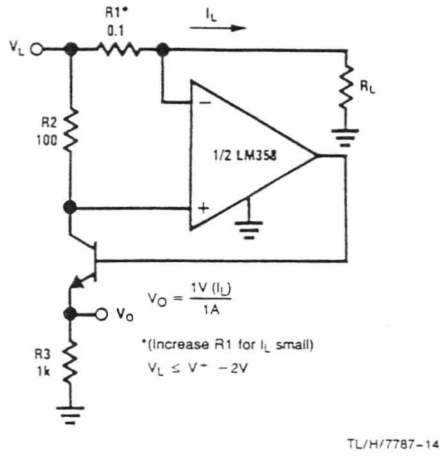
Lamp Driver



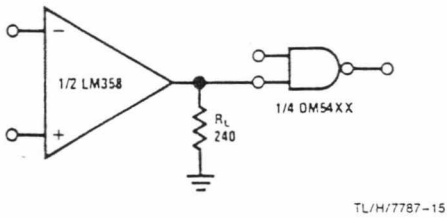
LED Driver



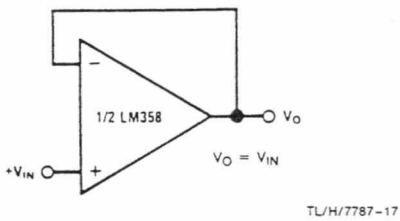
Current Monitor



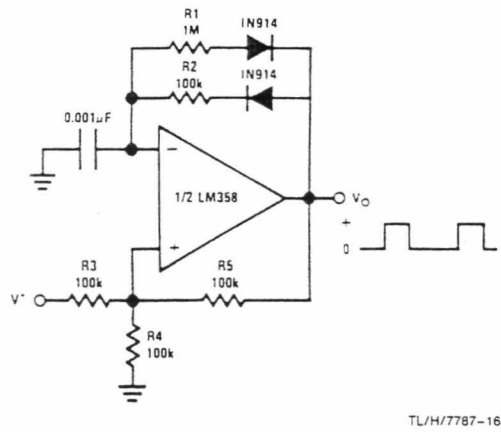
Driving TTL



Voltage Follower



Pulse Generator

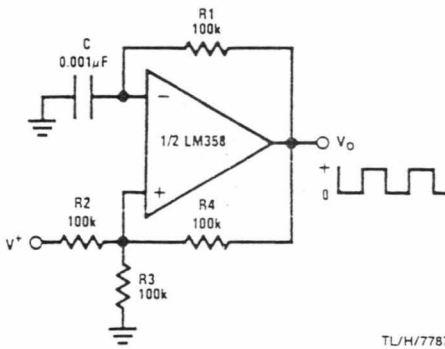


LM158/LM258/LM358/LM158A/LM258A/LM358A/LM2904

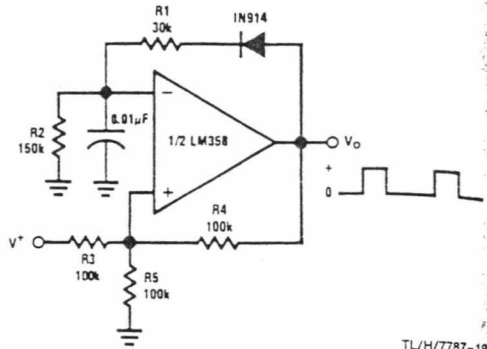
3

Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0 V_{DC}$ ) (Continued)

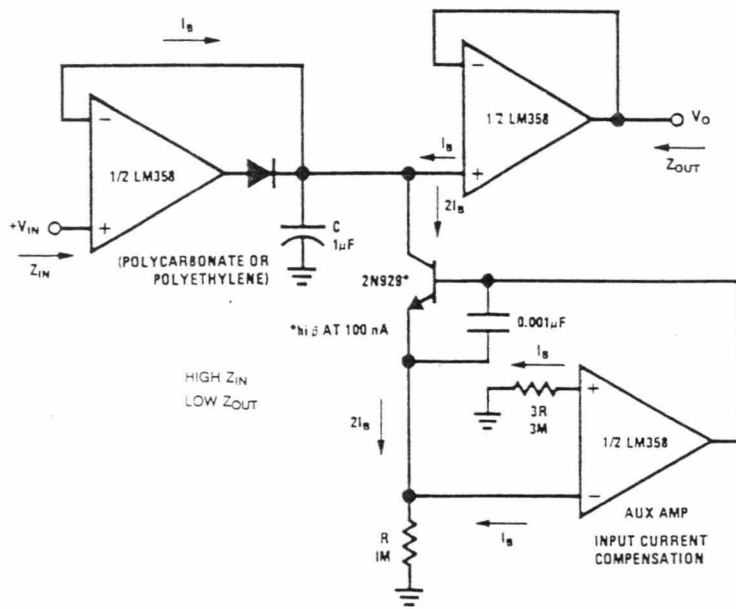
Squarewave Oscillator



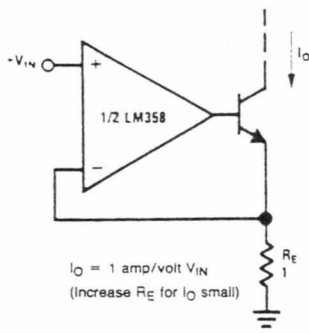
Pulse Generator



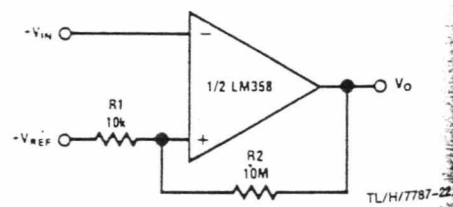
Low Drift Peak Detector



High Compliance Current Sink

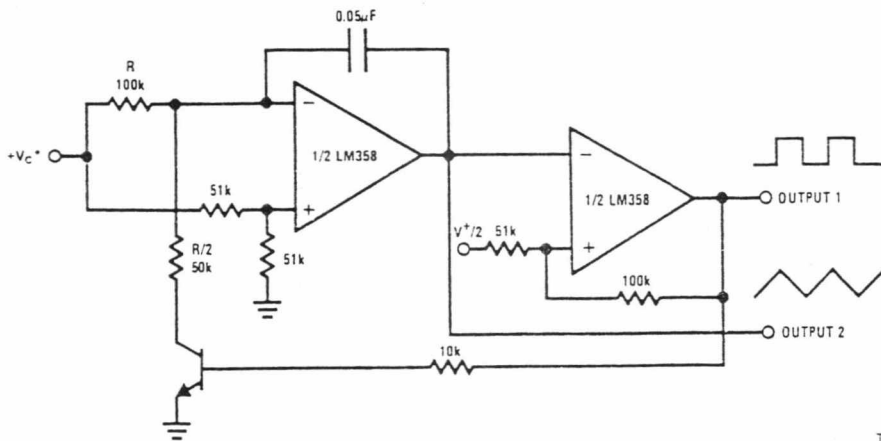


Comparator with Hysteresis



Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0 V_{DC}$ ) (Continued)

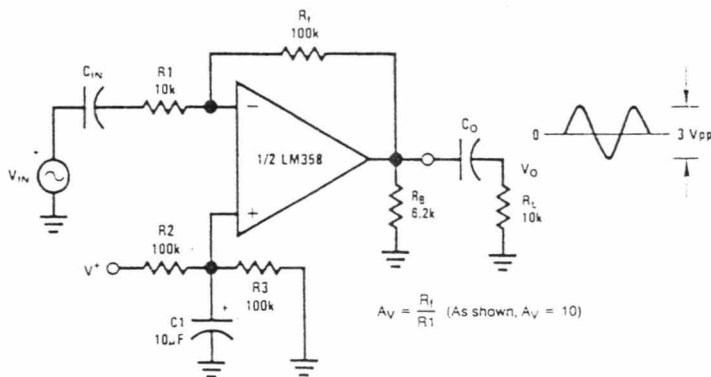
Voltage Controlled Oscillator (VCO)



TL/H/7787-23

CONTROL VOLTAGE RANGE:  $0 V_{DC} \leq V_C \leq 2 (V^+ - 1.5V_{DC})$

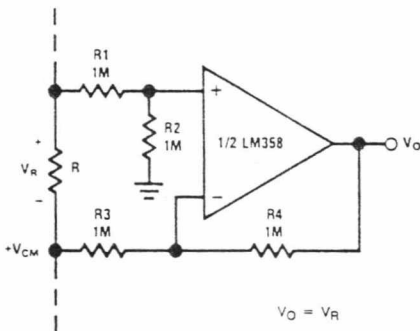
AC Coupled Inverting Amplifier



$$A_V = \frac{R_f}{R_1} \quad (\text{As shown, } A_V = 10)$$

TL/H/7787-24

Ground Referencing a Differential Input Signal



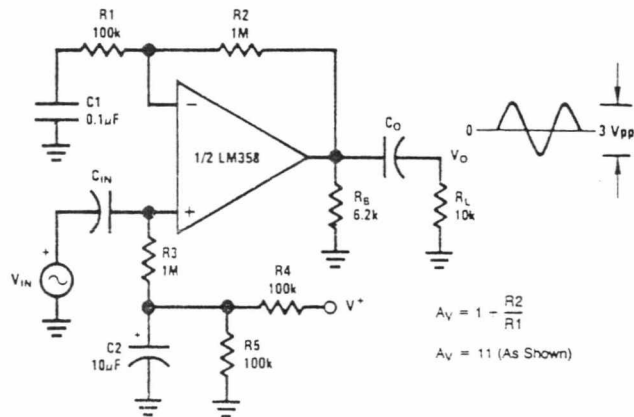
$$V_O = V_R$$

TL/H/7787-25

LM158/LM258/LM358/LM158A/LM258A/LM358A/LM2904

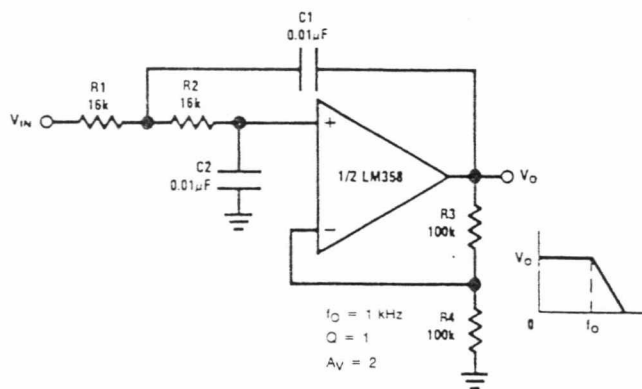
Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0 V_{DC}$ ) (Continued)

AC Coupled Non-inverting Amplifier



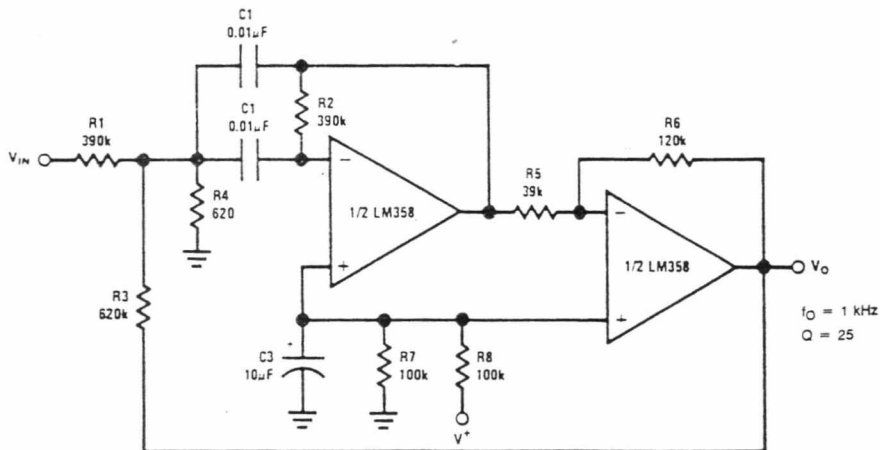
TL/H/7787-26

DC Coupled Low-Pass RC Active Filter



TL/H/7787-27

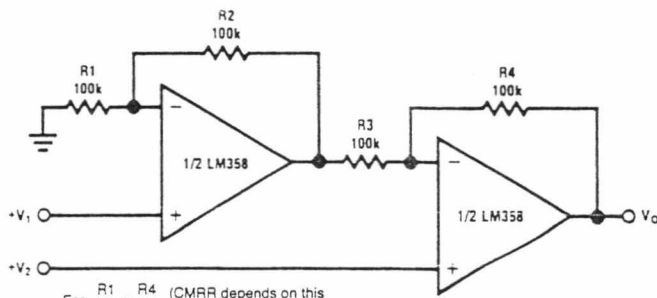
Bandpass Active Filter



TL/H/7787-28

Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0 V_{DC}$ ) (Continued)

High Input Z, DC Differential Amplifier



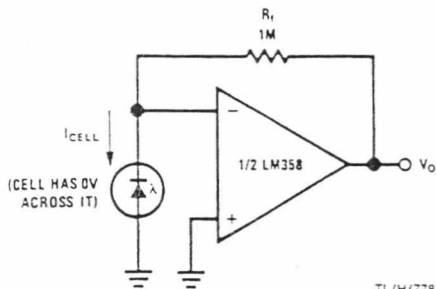
For  $\frac{R1}{R2} = \frac{R4}{R3}$  (CMRR depends on this resistor ratio match)

TL/H/7787-29

$$V_O = 1 - \frac{R4}{R3} (V_2 - V_1)$$

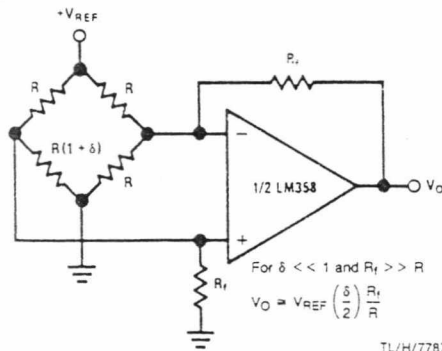
As Shown:  $V_O = 2 (V_2 - V_1)$

Photo Voltaic-Cell Amplifier



TL/H/7787-30

Bridge Current Amplifier

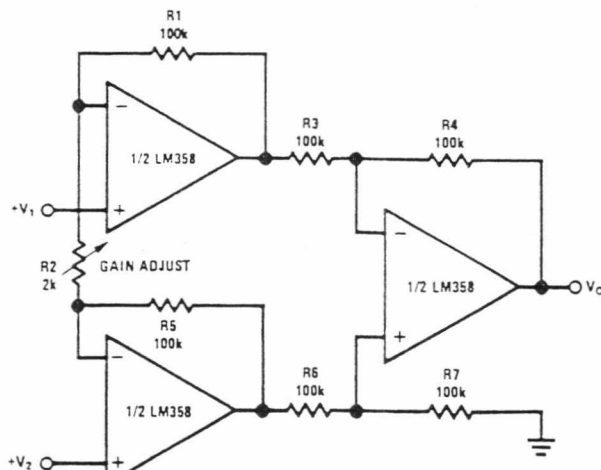


For  $\delta \ll 1$  and  $R_f \gg R$

$$V_O = V_{REF} \left( \frac{\delta}{2} \right) \frac{R_f}{R}$$

TL/H/7787-33

High Input Z Adjustable-Gain DC Instrumentation Amplifier



If  $R1 = R5$  &  $R3 = R4 = R6 = R7$  (CMRR depends on match)

$$V_O = 1 + \frac{2R1}{R2} (V_2 - V_1)$$

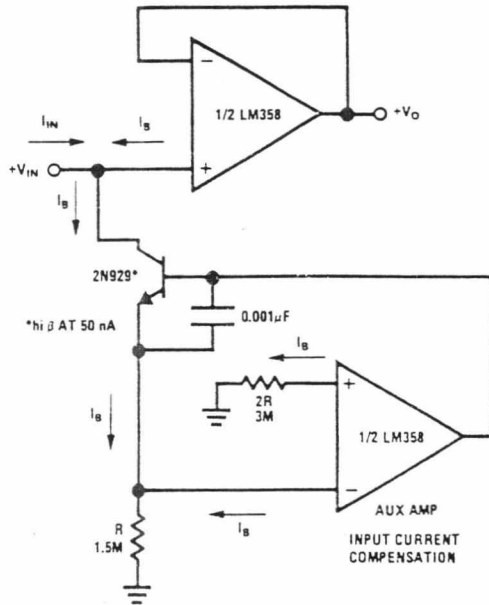
As shown  $V_O = 101 (V_2 - V_1)$

TL/H/7787-31

LM158/LM258/LM358/LM158A/LM258A/LM358A/LM2904

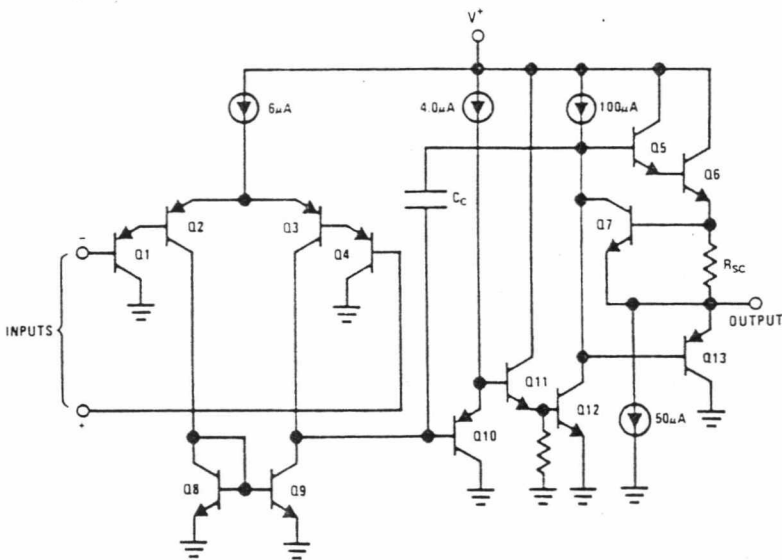
Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0 V_{DC}$ ) (Continued)

Using Symmetrical Amplifiers to Reduce Input Current (General Concept)



TL/H/7787-32

Schematic Diagram (Each Amplifier)



TL/H/7787-3



LM392/  
Low Po

General D

The LM392 series consists of several circuits. One is a precision operational amplifier and another is a precision comparator. Both the operational amplifier and the comparator have a single power supply input and their outputs are referenced to ground. Operation from a single supply is possible with low power supply voltages. Applications include signal shapers, DC gain amplifiers, and all conventional operational amplifier circuits. Both standard  $5 V_{DC}$  power supply and the output can be configured for either TTL or CMOS levels. This makes the LM392 a versatile equipment.

Advanta

- Eliminates need for external components
- An internal precision comparator
- Allows sense amplifier operation
- Power drain is very low
- Pin-out is compatible with the LM392

Connec



MOTOROLA

MC14049UB  
MC14050B

HEX BUFFERS

The MC14049UB hex inverter/buffer and MC14050B non-inverting hex buffer are constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. These complementary MOS devices find primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. These devices provide logic-level conversion using only one supply voltage,  $V_{DD}$ . The input-signal high level ( $V_{IH}$ ) can exceed the  $V_{DD}$  supply voltage for logic-level conversions. Two TTL/DTL loads can be driven when the devices are used as CMOS-to-TTL DTL converters ( $V_{DD} = 5.0\text{ V}$ ,  $V_{OL} \leq 0.4\text{ V}$ ,  $I_{OL} \geq 3.2\text{ mA}$ ). Note that pins 13 and 16 are not connected internally on these devices; consequently connections to these terminals will not affect circuit operation.

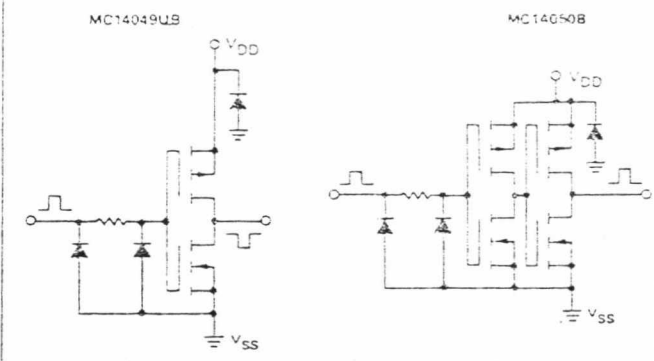
- High Source and Sink Currents
- High-to-Low Level Converter
- Supply Voltage Range = 3.0 V to 15 V
- Meets JEDEC UB Specifications—MC14049UB
- Meets JEDEC B Specification—MC14050B
- $V_{IH}$  can exceed  $V_{DD}$

MAXIMUM RATINGS\* (Voltages referenced to  $V_{SS}$ )

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	$V_{DD}$	-0.5 to +13	V
Input Voltage (DC or Transient)	$V_{IH}$	-0.5 to +12	V
Output Voltage (DC or Transient)	$V_{OH}$	-0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
Input Current (DC or Transient), per Pin	$I_{in}$	$\pm 10$	mA
Output Current (DC or Transient), per Pin	$I_{out}$	$\pm 45$	mA
Power Dissipation, per Package†	$P_D$	500	mW
Storage Temperature	$T_{stg}$	-65 to +150	°C
Lead Temperature (3-Second Soldering)	$T_L$	360	°C

\*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.  
†Temperature Derating: All Packages,  $\pm 7.0\text{ mW}/^\circ\text{C}$  from 65°C to 125°C

CIRCUIT SCHEMATIC  
(1 OF 2 CIRCUIT SHOWN)



L SUFFIX  
CERAMIC  
CASE 620



P SUFFIX  
PLASTIC  
CASE 648



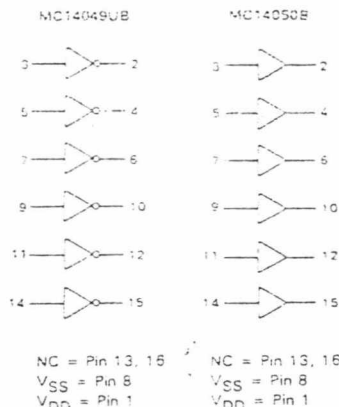
D SUFFIX  
SOIC  
CASE 754-B

ORDERING INFORMATION

MC14XXUBCP Plastic  
MC14XXRBDL Ceramic  
MC14XXABD SOIC

$T_A = -65^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$  for all packages

LOGIC DIAGRAMS



MC14049UB\*MC14050B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> V <sub>dc</sub>	-55°C		25°C			125°C		Unit	
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max		
Output Voltage (V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0)	0 <sup>1</sup> Level	V <sub>OL</sub>	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	V <sub>dc</sub>
			10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
			15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
	1 <sup>1</sup> Level	V <sub>OH</sub>	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	V <sub>dc</sub>
			10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
			15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage (MC14049UB) 0 <sup>1</sup> Level: (V <sub>O</sub> = 4.5 V <sub>dc</sub> ) (V <sub>O</sub> = 9.0 V <sub>dc</sub> ) (V <sub>O</sub> = 13.5 V <sub>dc</sub> )	V <sub>IL</sub>	5.0	—	1.0	—	2.25	—	—	1.0	V <sub>dc</sub>	
		10	—	2.0	—	4.50	—	—	2.0		
		15	—	4.5	—	9.75	15.00	—	4.5		
	1 <sup>1</sup> Level	V <sub>IH</sub>	5.0	4.0	—	4.0	2.75	—	4.0	—	V <sub>dc</sub>
			10	5.0	—	5.0	6.50	—	5.0	—	
			15	12.5	—	12.5	9.25	—	12.5	—	
Input Voltage (MC14050B) 0 <sup>1</sup> Level: (V <sub>O</sub> = 0.5 V <sub>dc</sub> ) (V <sub>O</sub> = 1.0 V <sub>dc</sub> ) (V <sub>O</sub> = 1.5 V <sub>dc</sub> )	V <sub>IL</sub>	5.0	—	1.5	—	2.05	—	—	1.5	V <sub>dc</sub>	
		10	—	3.0	—	4.50	—	—	3.0		
		15	—	4.0	—	6.75	6.00	—	4.0		
	1 <sup>1</sup> Level	V <sub>IH</sub>	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	V <sub>dc</sub>
			10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
			15	—	—	—	9.25	—	—	—	
Output Drive Current	Sourcing	I <sub>OH</sub>	5.0	—	—	-1.25	-1.25	—	-1.0	—	mA <sub>dc</sub>
			10	—	—	-1.0	-1.0	—	-1.0	—	
			15	-1.7	—	-3.75	-1.0	—	-2.0	—	
	Sinking	I <sub>OL</sub>	5.0	3.75	—	3.2	5.0	—	2.2	—	mA <sub>dc</sub>
			10	1.0	—	5.0	1.5	—	5.0	—	
			15	3.0	—	24	4.0	—	17	—	
Input Current	I <sub>in</sub>	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μA <sub>dc</sub>	
Input Capacitance (V <sub>in</sub> = 0)	C <sub>in</sub>	—	—	—	—	10	20	—	—	pF	
Quiescent Current (Per Package)	I <sub>DD</sub>	5.0	—	1.0	—	0.002	1.0	—	30	μA <sub>dc</sub>	
		10	—	2.0	—	0.004	2.0	—	60		
		15	—	4.0	—	0.006	4.0	—	120		
Total Supply Current <sup>†††</sup> (Dynamic plus Quiescent Per Package) (C <sub>L</sub> = 50 pF on all outputs; all buffers switching)	I <sub>T</sub>	5.0	—	—	—	I <sub>T</sub> = 1.8 μA (kHz) f = 100	—	—	—	μA <sub>dc</sub>	
		10	—	—	—	I <sub>T</sub> = 2.5 μA (kHz) f = 100	—	—	—		
		15	—	—	—	I <sub>T</sub> = 5.2 μA (kHz) f = 100	—	—	—		

<sup>1</sup>Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

<sup>††</sup>The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

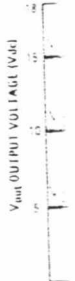
<sup>†††</sup>To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I(I_{OL}) = I(50 \text{ pF}) + (I_{OL} - 50) \times k$$

where: I<sub>T</sub> is in μA per package, I<sub>OL</sub> in pF, V = V<sub>DD</sub> - V<sub>SS</sub> in volts, f in kHz is input frequency, and k = 0.002.

SWI

MC14049UB	Output	17	17	17
MC14050B	Output	17	17	17
MC14050B	Propag.	16	16	16
MC14050B	Propag.	15	15	15
MC14050B	Output	14	14	14
MC14050B	Output	13	13	13
MC14050B	Propag.	12	12	12
MC14050B	Propag.	11	11	11
MC14050B	Output	10	10	10
MC14050B	Output	9	9	9
MC14050B	Propag.	8	8	8
MC14050B	Propag.	7	7	7
MC14050B	Output	6	6	6
MC14050B	Output	5	5	5
MC14050B	Propag.	4	4	4
MC14050B	Propag.	3	3	3
MC14050B	Output	2	2	2
MC14050B	Output	1	1	1



MC14049UB • MC14050B

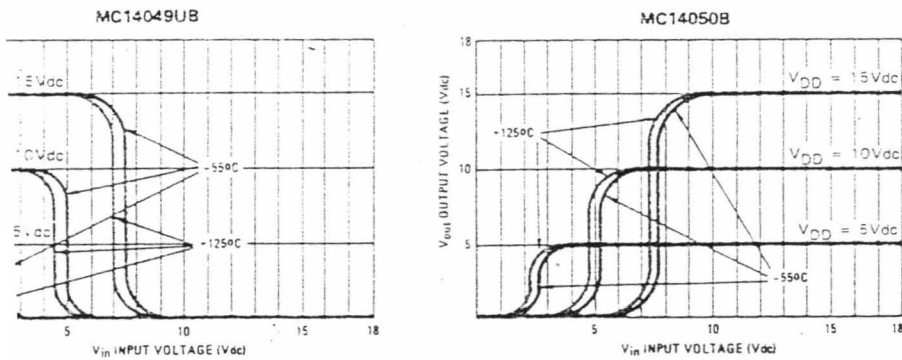
Timing Characteristics\* (C<sub>L</sub> = 50 pF, T<sub>A</sub> = 25°C)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	Min	Typ #	Max	Unit
<b>MC14049UB</b>						
Rise Time t <sub>r</sub> = 10.8 ns/pF C <sub>L</sub> = 60 ns t <sub>r</sub> = 10.3 ns/pF C <sub>L</sub> = 35 ns t <sub>r</sub> = 10.27 ns/pF C <sub>L</sub> = 26.5 ns	t <sub>r</sub> LH	5.0 10 15	— — —	100 50 40	160 100 60	ns
Fall Time t <sub>f</sub> = 10.3 ns/pF C <sub>L</sub> = 25 ns t <sub>f</sub> = 10.12 ns/pF C <sub>L</sub> = 14 ns t <sub>f</sub> = 10.1 ns/pF C <sub>L</sub> = 10 ns	t <sub>f</sub> LH	5.0 10 15	— — —	40 20 15	60 40 30	ns
Propagation Delay Time t <sub>pLH</sub> = 10.38 ns/pF C <sub>L</sub> = 61 ns t <sub>pLH</sub> = 10.20 ns/pF C <sub>L</sub> = 30 ns t <sub>pLH</sub> = 10.11 ns/pF C <sub>L</sub> = 24.5 ns	t <sub>pLH</sub>	5.0 10 15	— — —	80 40 30	120 65 50	ns
Propagation Delay Time t <sub>pHL</sub> = 10.38 ns/pF C <sub>L</sub> = 11 ns t <sub>pHL</sub> = 10.12 ns/pF C <sub>L</sub> = 9 ns t <sub>pHL</sub> = 10.11 ns/pF C <sub>L</sub> = 4.5 ns	t <sub>pHL</sub>	5.0 10 15	— — —	30 15 10	60 30 20	ns
<b>MC14050B</b>						
Rise Time t <sub>r</sub> = 10.7 ns/pF C <sub>L</sub> = 65 ns t <sub>r</sub> = 10.25 ns/pF C <sub>L</sub> = 37.5 ns t <sub>r</sub> = 10.2 ns/pF C <sub>L</sub> = 30 ns	t <sub>r</sub> LH	5.0 10 15	— — —	100 50 40	150 80 60	ns
Fall Time t <sub>f</sub> = 10.2 ns/pF C <sub>L</sub> = 30 ns t <sub>f</sub> = 10.06 ns/pF C <sub>L</sub> = 17 ns t <sub>f</sub> = 10.04 ns/pF C <sub>L</sub> = 13 ns	t <sub>f</sub> LH	5.0 10 15	— — —	40 20 15	60 40 30	ns
Propagation Delay Time t <sub>pLH</sub> = 10.33 ns/pF C <sub>L</sub> = 63.5 ns t <sub>pLH</sub> = 10.19 ns/pF C <sub>L</sub> = 30.5 ns t <sub>pLH</sub> = 10.06 ns/pF C <sub>L</sub> = 27 ns	t <sub>pLH</sub>	5.0 10 15	— — —	80 40 30	140 80 60	ns
Propagation Delay Time t <sub>pHL</sub> = 10.2 ns/pF C <sub>L</sub> = 30 ns t <sub>pHL</sub> = 10.1 ns/pF C <sub>L</sub> = 15 ns t <sub>pHL</sub> = 10.05 ns/pF C <sub>L</sub> = 12.5 ns	t <sub>pHL</sub>	5.0 10 15	— — —	40 20 15	80 40 30	ns

\*Values given are for the typical characteristics only at 25°C.  
#Spec. "Typ" is not to be used for design purposes but is  
as an indication of the IC's potential performance.

6

FIGURE 1 — TYPICAL VOLTAGE TRANSFER CHARACTERISTICS versus TEMPERATURE



# MC14049UB • MC14050B

FIGURE 2 – TYPICAL OUTPUT SOURCE CHARACTERISTICS

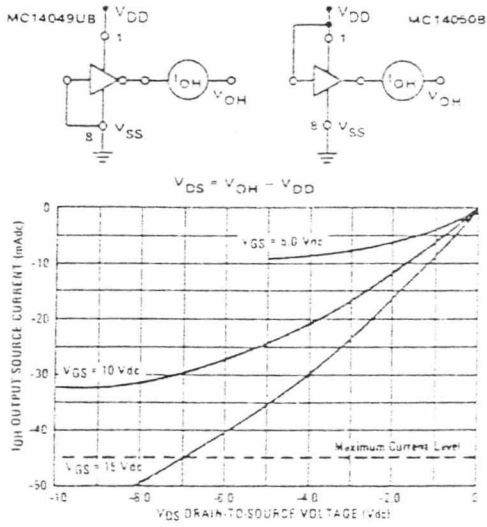


FIGURE 3 – TYPICAL OUTPUT SINK CHARACTERISTICS

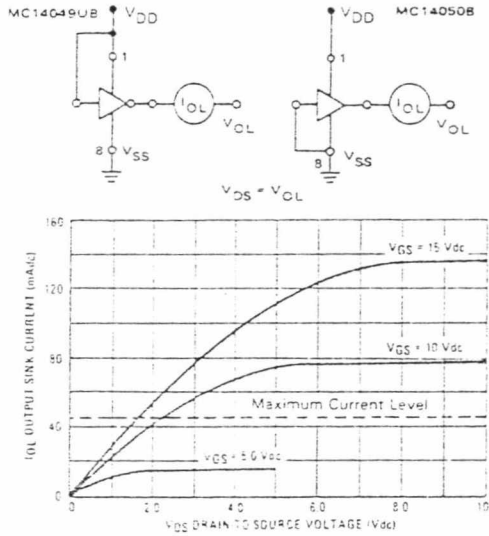
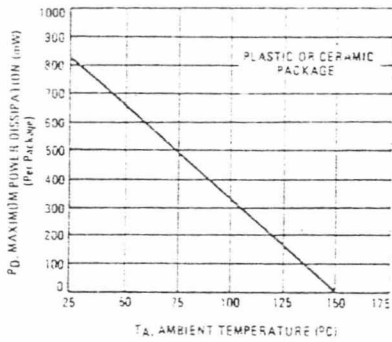


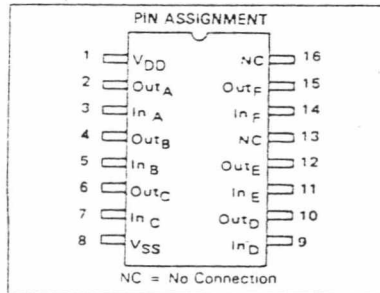
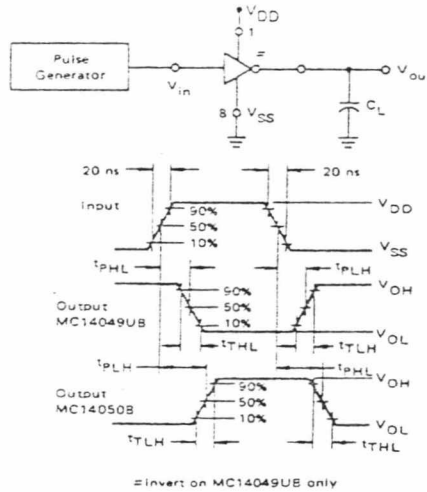
FIGURE 4 – AMBIENT TEMPERATURE POWER DERATING



This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields referenced to the  $V_{SS}$  pin, only. Extra precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than the maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation the ranges  $V_{SS} \leq V_{in} \leq 18 \text{ V}$  and  $V_{SS} \leq V_{out} \leq V_{DD}$  are recommended.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either  $V_{SS}$  or  $V_{DD}$ ). Unused outputs must be left open.

FIGURE 5 – SWITCHING TIME TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS



MAXIMUM RATED VALUES
Symbol
$V_{DD}$
$V_{in}$ , $V_{out}$
$V_{in}$
$I_{SA}$
$P_D$
$T_{stg}$
$T_C$
Maximum Rated Temperature

MAXIMUM RATED VALUES
Symbol
$V_{DD}$
$V_{in}$ , $V_{out}$
$V_{in}$
$I_{SA}$
$P_D$
$T_{stg}$
$T_C$
Maximum Rated Temperature

MULTIFUNCTIONAL
Control
Switches
In/Out

Note: Co



# Switched-Capacitor Voltage Converters

## General Description

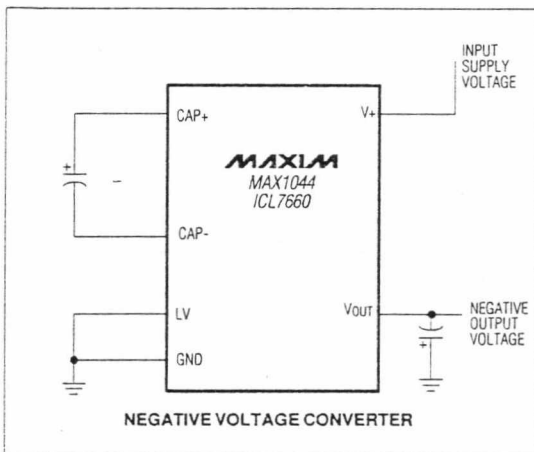
The MAX1044 and ICL7660 are monolithic, CMOS switched-capacitor voltage converters that invert, double, divide, or multiply input voltage. They are pin compatible with the industry-standard ICL7660. Operation is guaranteed to 10V with no external diode over the full temperature range. The MAX1044 has a BOOST pin that raises the oscillator frequency above the audio band and also reduces external capacitor size.

The MAX1044/ICL7660 combine low quiescent current with high efficiency. Oscillator control circuitry and four power MOS switches are included on-chip. Applications include generating a -5V supply from a +5V logic supply to power analog circuitry. When used as doublers, these devices generate 6V from a single 3V lithium cell, or 3V from a single 1.5V alkaline cell. For applications requiring more power, the MAX660 can deliver up to 100mA with a voltage drop of less than 0.65V.

## Applications

- 5V Supply from +5V Logic Supply
- Personal Communication Equipment
- Op-Amp Power Supplies
- EIA/TIA-232E and EIA/TIA-562 Power Supplies
- Data-Acquisition Systems
- Hand-Held Instruments
- Panel Meters

## Typical Operating Circuit



## Features

- ◆ 1.5V to 10.0V Operating Supply Voltage Range
- ◆ 95% Min Power-Conversion Efficiency
- ◆ Invert, Double, Divide, or Multiply Input Voltage
- ◆ BOOST Pin Increases Switching Frequencies (MAX1044)
- ◆ No-Load Supply Current: 200µA Max at 5V
- ◆ No External Diode Required for Higher Voltage Operation

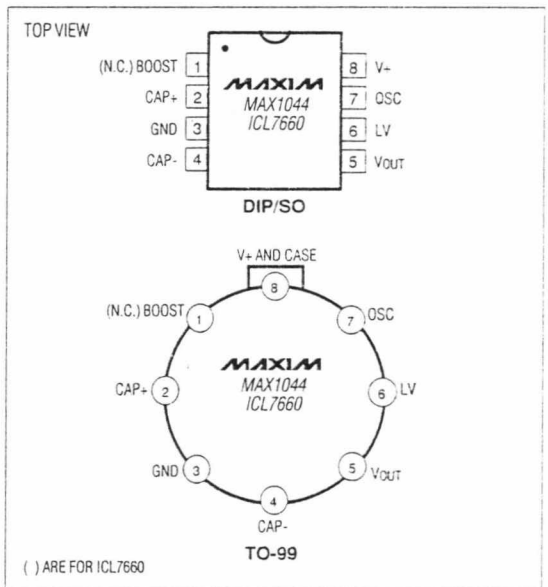
## Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX1044CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX1044CSA	0°C to +70°C	8 SO
MAX1044CTV	0°C to +70°C	8 TO-99
MAX1044C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX1044EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP
MAX1044ESA	-40°C to +85°C	8 SO
MAX1044ETV	-40°C to +85°C	8 TO-99

Ordering Information continued on last page.

\* Contact factory for dice specifications.

## Pin Configurations



MAX1044/ICL7660

# Switched-Capacitor Voltage Converters

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (V+ to GND, or GND to VOUT)	10.5V
Input Voltage on Pins 1, 6, and 7 (Note 1)	-0.3V ≤ VIN ≤ (V+ + 0.3V)
LV Input Current (Note 1)	20μA
Output Short-Circuit Duration (V+ ≤ 5.5V)	Continuous
Continuous Power Dissipation (TA = +70°C)	
Plastic DIP (derate 9.09mW/°C above +70°C)	727mW
SO (derate 5.88mW/°C above +70°C)	471mW

CERDIP (derate 8.00mW/°C above +70°C)	640mW
TO-99 (derate 6.67mW/°C above +70°C)	533mW
Operating Temperature Ranges:	
MAX1044C_/ICL7660C_	0°C to +70°C
MAX1044I_/ICL7660I_	-25°C to +85°C
MAX1044E_/ICL7660E_	-40°C to +85°C
MAX1044M_/ICL7660M_	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 10 sec)	+300°C

**Note 1:** Connecting any input terminal to voltages greater than V+ or less than ground may cause latchup. Do not apply any inputs from sources operating from external supplies before device power-up.

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

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1, V+ = 5.0V, LV pin = 0V, BOOST pin = open, ILOAD = 0mA, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MAX1044			ICL7660			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Current	RL = ∞, pins 1 and 7 no connection, LV open	TA = +25°C		30	200	110 175		μA
		TA = 0°C to +70°C		200		225		
		TA = -40°C to +85°C		200		250		
		TA = -55°C to +125°C		200		250		
	RL = ∞, pins 1 and 7 = V+ = 3V			10				
Supply Voltage Range (Note 1)	RL = 10kΩ, LV open			3.0		10.0		V
	RL = 10kΩ, LV to GND	1.5	10	1.5	3.5			
Output Resistance	IL = 20mA, fOSC = 5kHz, LV open	TA = +25°C		65	100	55 100		Ω
		TA = 0°C to +70°C		130		120		
		TA = -40°C to +85°C		130		140		
		TA = -55°C to +125°C (Note 2)		150		150		
	fOSC = 2.7kHz (ICL7660), fOSC = 1kHz (MAX1044), V+ = 2V, IL = 3mA, LV to GND	TA = +25°C		325		250		
		TA = 0°C to +70°C		325		300		
		TA = -40°C to +85°C		325		300		
		TA = -55°C to +125°C		400		400		
Oscillator Frequency	COSC = 1pF, LV to GND (Note 3)	V+ = 5V		5		10		kHz
		V+ = 2V		1				
Power Efficiency	RL = 5kΩ, TA = +25°C, fOSC = 5kHz, LV open	95	98	95	98			%
Voltage Conversion Efficiency	RL = ∞, TA = +25°C, LV open	97.0	99.9	99.0	99.9			%
Oscillator Sink or Source Current	VOSC = 0V or V+, LV open	Pin 1 = 0V		3				μA
		Pin 1 = V+		20				
Oscillator Impedance	TA = +25°C	V+ = 2V		1.0		1.0		MΩ
		V+ = 5V		100		100		kΩ

**Note 1:** The Maxim ICL7660 and MAX1044 can operate without an external output diode over the full temperature and voltage ranges. The Maxim ICL7660 can also be used with the external output diode DX when replacing the Intersil ICL7660. Tests performed with DX out of circuit.

**Note 2:** Maxim ICL7660A and MAX1044 only.

**Note 3:** fOSC is tested with COSC = 100pF to minimize the effects of test fixture capacitance loading. The 1pF frequency is correlated to this 100pF test point, and is intended to simulate pin 7's capacitance when the device is plugged into a test socket with no external capacitor. For this test, the LV pin is connected to GND for comparison to the original manufacturer's device, which automatically connects this pin to GND for (V+ > 3V).

# Switched-Capacitor Voltage Converters

MAX1044/ICL7660

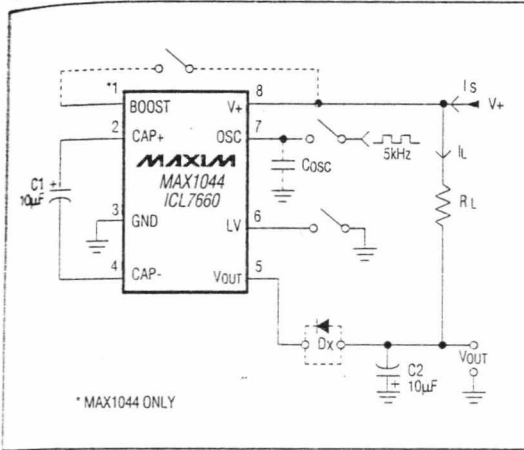


Figure 1. Maxim ICL7660 and MAX1044 Test Circuit (C1 and C2 should be increased to 100µF if  $C_{osc}$  exceeds 10pF).  
Note: Dx not required with Maxim ICL7660 or MAX1044.

## Ordering Information (continued)

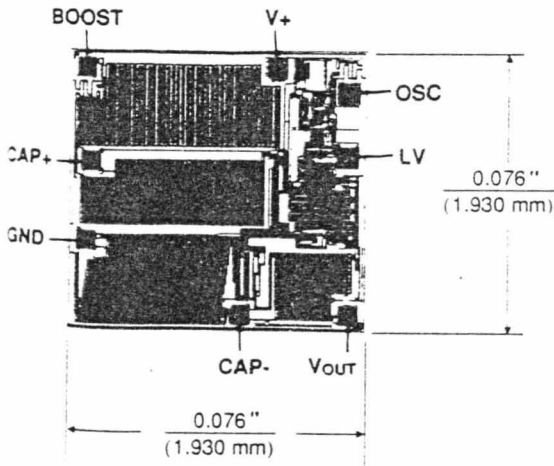
PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX1044MJA	-55°C to +125°C	8 CERDIP**
MAX1044MTV	-55°C to +125°C	8 TO-99**
ICL7660CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
ICL7660CSA	0°C to +70°C	8 SO
ICL7660CTV	0°C to +70°C	8 TO-99
ICL7660C/D	0°C to +70°C	Dice*
ICL7660IPA	-20°C to +85°C	8 Plastic DIP
ICL7660ISA	-20°C to +85°C	8 SO
ICL7660IJA	-20°C to +85°C	8 CERDIP
ICL7660ITV	-20°C to +85°C	8 TO-99
ICL7660EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP
ICL7660ESA	-40°C to +85°C	8 SO
ICL7660EJA	-40°C to +85°C	8 CERDIP
ICL7660ETV	-40°C to +85°C	8 TO-99
ICL7660MTV	Order ICL7660AMTV	
ICL7660AMJA	-55°C to +125°C	8 CERDIP**
ICL7660AMTV	-55°C to +125°C	8 TO-99**

\* Contact factory for dice specifications.

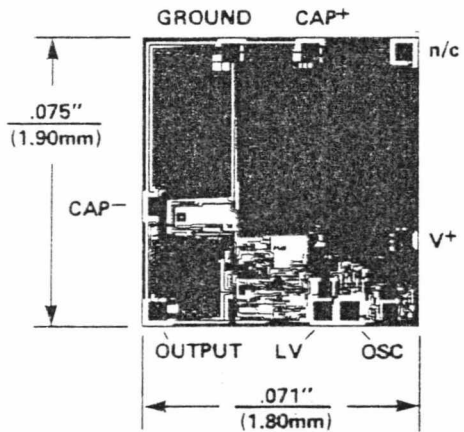
\*\* Contact factory for availability and processing to MIL-STD-883.

## Chip Topographies

4



MAX1044



ICL7660

## SE555, SE555C, SA555, NE555 PRECISION TIMERS

D1889. SEPTEMBER 1973—REVISED OCTOBER 1988

- Timing from Microseconds to Hours
- Astable or Monostable Operation
- Adjustable Duty Cycle
- TTL-Compatible Output Can Sink or Source Up to 200 mA
- Functionally Interchangeable with the Signetics SE555, SE555C, SA555, NE555; Have Same Pinout

**SE555C FROM TI IS NOT RECOMMENDED  
FOR NEW DESIGNS**

### description

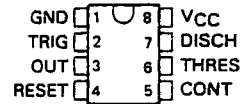
These devices are monolithic timing circuits capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time-delay or monostable mode of operation, the timed interval is controlled by a single external resistor and capacitor network. In the astable mode of operation, the frequency and duty cycle may be independently controlled with two external resistors and a single external capacitor.

The threshold and trigger levels are normally two-thirds and one-third, respectively, of  $V_{CC}$ . These levels can be altered by use of the control voltage terminal. When the trigger input falls below the trigger level, the flip-flop is set and the output goes high. If the trigger input is above the trigger level and the threshold input is above the threshold level, the flip-flop is reset and the output is low. The reset input can override all other inputs and can be used to initiate a new timing cycle. When the reset input goes low, the flip-flop is reset and the output goes low. Whenever the output is low, a low-impedance path is provided between the discharge terminal and ground.

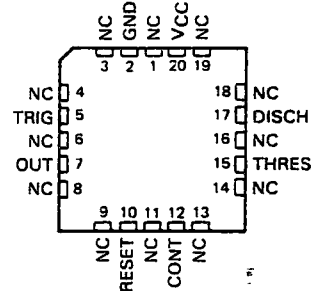
The output circuit is capable of sinking or sourcing current up to 200 mA. Operation is specified for supplies of 5 to 15 V. With a 5-V supply, output levels are compatible with TTL inputs.

The SE555 and SE555C are characterized for operation over the full military range of  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $125^{\circ}\text{C}$ . The SA555 is characterized for operation from  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $85^{\circ}\text{C}$ , and the NE555 is characterized for operation from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $70^{\circ}\text{C}$ .

SE555, SE555C . . . JG PACKAGE  
SA555, NE555 . . . D, JG, OR P PACKAGE  
(TOP VIEW)

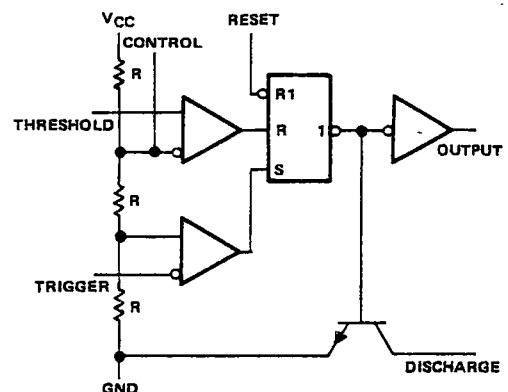


SE555, SE555C . . . FK PACKAGE  
(TOP VIEW)



NC—No internal connection

### functional block diagram



Reset can override Trigger, which can override Threshold.

**4**  
Special Functions

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

**TEXAS  
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 685012 • DALLAS, TEXAS 75285

Copyright © 1983, Texas Instruments Incorporated

4-37

**SE555, SE555C, SA555, NE555  
PRECISION TIMERS**

AVAILABLE OPTIONS						FUNCTION TABLE				
T <sub>A</sub> RANGE	V <sub>thres</sub> MAX V <sub>CC</sub> = 15 V	PACKAGE				RESET	TRIGGER VOLTAGE†	THRESHOLD VOLTAGE†	OUTPUT	DISCHARGE SWITCH
		SMALL OUTLINE (D)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (P)					
0°C to 70°C	11.2 V	NE555D		NE555JG	NE555P	Low	Irrelevant	Irrelevant	Low	On
-40°C to 85°C	11.2 V	SA555D		SA555JG	SA555P	High	< 1/3 V <sub>DD</sub>	Irrelevant	High	Off
-55°C to 125°C	10.8 V 11.2 V		SE555FK SE555CFK	SE555JG SE555CJG		High	> 1/3 V <sub>DD</sub>	> 2/3 V <sub>DD</sub>	Low	On
										As previously established

†Voltage levels shown are nominal.

The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., NE555DR).

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

- Supply voltage, V<sub>CC</sub> (See Note 1) . . . . . 18 V
- Input voltage (control, reset, threshold, and trigger) . . . . . V<sub>CC</sub>
- Output current . . . . . ±225 mA
- Continuous total dissipation . . . . . see Dissipation Rating Table
- Operating free-air temperature range: SE555, SE555C . . . . . -55°C to 125°C
- SA555 . . . . . -40°C to 85°C
- NE555 . . . . . 0°C to 70°C
- Storage temperature range . . . . . -65°C to 150°C
- Case temperature for 60 seconds: FK package . . . . . 260°C
- Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: JG package . . . . . 300°C
- Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D or P package . . . . . 260°C

NOTE 1: All voltage values are with respect to network ground terminal.

**4** Special Functions

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	T <sub>A</sub> ≤ 25°C	DERATING	T <sub>A</sub> = 70°C	T <sub>A</sub> = 85°C	T <sub>A</sub> = 125°C
	POWER RATING	FACTOR ABOVE T <sub>A</sub> = 25°C	POWER RATING	POWER RATING	POWER RATING
D	725 mW	5.8 mW/°C	464 mW	377 mW	N/A
FK	1375 mW	11.0 mW/°C	880 mW	715 mW	275 mW
JG (SE555, SE555C)	1050 mW	8.4 mW/°C	672 mW	546 mW	210 mW
JG (SA555, NE555)	825 mW	6.6 mW/°C	528 mW	429 mW	N/A
P	1000 mW	8.0 mW/°C	640 mW	520 mW	N/A

**recommended operating conditions**

	SE555		SE555C		SA555		NE555		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, V <sub>CC</sub>	4.5	18	4.5	18	4.5	18	4.5	18	V
Input voltage (control, reset, threshold, and trigger)	V <sub>CC</sub>		V <sub>CC</sub>		V <sub>CC</sub>		V <sub>CC</sub>		V
Output current	±200		±200		±200		±200		mA
Operating free-air temperature, T <sub>A</sub>	-55	125	-55	125	-40	85	0	70	°C

**SE555, SE555C, SA555, NE555  
PRECISION TIMERS**

electrical characteristics at 25°C free-air temperature, V<sub>CC</sub> = 5 V to 15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE555			SE555C, SA555, NE555			UNIT	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Threshold voltage level	V <sub>CC</sub> = 15 V	9.4	10	10.6	8.8	10	11.2	V	
	V <sub>CC</sub> = 5 V	2.7	3.3	4	2.4	3.3	4.2		
Threshold current (see Note 2)			30	250		30	250	nA	
Trigger voltage level	V <sub>CC</sub> = 15 V	4.8	5	5.2	4.5	5	5.6	V	
	V <sub>CC</sub> = 5 V	1.45	1.67	1.9	1.1	1.67	2.2		
Trigger current	Trigger at 0 V		0.5	0.9		0.5	2	μA	
Reset voltage level		0.3	0.7	1	0.3	0.7	1	V	
Reset current	Reset at V <sub>CC</sub>		0.1	0.4		0.1	0.4	mA	
	Reset at 0 V		-0.4	-1		-0.4	-1.5		
Discharge switch off-state current			20	100		20	100	nA	
Control voltage (open circuit)	V <sub>CC</sub> = 15 V	9.6	10	10.4	9	10	11	V	
	V <sub>CC</sub> = 5 V	2.9	3.3	3.8	2.6	3.3	4		
Low-level output voltage	V <sub>CC</sub> = 15 V	I <sub>OL</sub> = 10 mA		0.1	0.15		0.1	0.25	V
		I <sub>OL</sub> = 50 mA		0.4	0.5		0.4	0.75	
		I <sub>OL</sub> = 100 mA		2	2.2		2	2.5	
	I <sub>OL</sub> = 200 mA		2.5			2.5			
	V <sub>CC</sub> = 5 V	I <sub>OL</sub> = 5 mA		0.1	0.2		0.1	0.35	
I <sub>OL</sub> = 8 mA			0.15	0.25		0.15	0.4		
High-level output voltage	V <sub>CC</sub> = 15 V	I <sub>OH</sub> = -100 mA	13	13.3		12.75	13.3	V	
		I <sub>OH</sub> = -200 mA		12.5		12.5			
	V <sub>CC</sub> = 5 V	I <sub>OH</sub> = -100 mA	3	3.3		2.75	3.3		
Supply current	Output low, No load	V <sub>CC</sub> = 15 V		10	12		10	15	mA
		V <sub>CC</sub> = 5 V		3	5		3	6	
	Output high, No load	V <sub>CC</sub> = 15 V		9	10		9	13	
		V <sub>CC</sub> = 5 V		2	4		2	5	

NOTE 2: This parameter influences the maximum value of the timing resistors R<sub>A</sub> and R<sub>B</sub> in the circuit of Figure 12. For example, when V<sub>CC</sub> = 5 V, the maximum value is R = R<sub>A</sub> + R<sub>B</sub> = 3.4 MΩ, and for V<sub>CC</sub> = 15 V, the maximum value is 10 MΩ.

operating characteristics, V<sub>CC</sub> = 5 V and 15 V

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	SE555			SE555C, SA555, NE555			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Initial error of timing interval‡	Each timer, monostable§	0.5 1.5			1 3			%
	Each timer, astable¶	1.5			2.25			
Temperature coefficient of timing interval	Each timer, monostable§	30 100			50			ppm/°C
	Each timer, astable¶	90			150			
Supply voltage sensitivity of timing interval	Each timer, monostable§	0.05 0.2			0.1 0.5			%/V
	Each timer, astable¶	0.15			0.3			
Output pulse rise time	C <sub>L</sub> = 15 pF,	100	200		100	300	ns	
Output pulse fall time	T <sub>A</sub> = 25°C	100	200		100	300		

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

‡Timing interval error is defined as the difference between the measured value and the average value of a random sample from each process run.

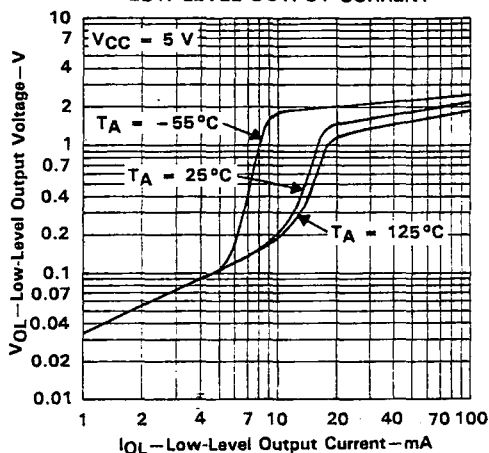
§Values specified are for a device in a monostable circuit similar to Figure 9, with component values as follow: R<sub>A</sub> = 2 kΩ to 100 kΩ, C = 0.1 μF.

¶Values specified are for a device in an astable circuit similar to Figure 12, with component values as follow: R<sub>A</sub> = 1 kΩ to 100 kΩ, C = 0.1 μF.

**SE555, SE555C, SA555, NE555  
PRECISION TIMERS**

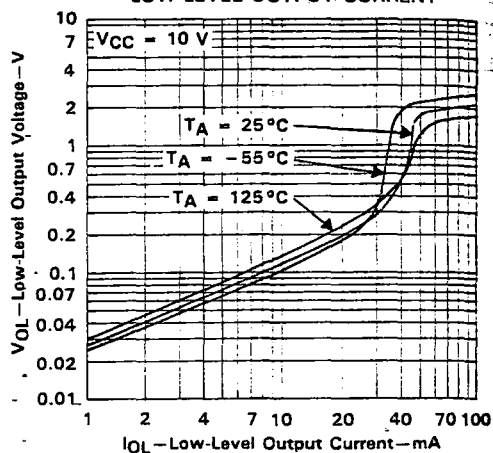
**TYPICAL CHARACTERISTICS†**

**LOW-LEVEL OUTPUT VOLTAGE  
vs  
LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT**



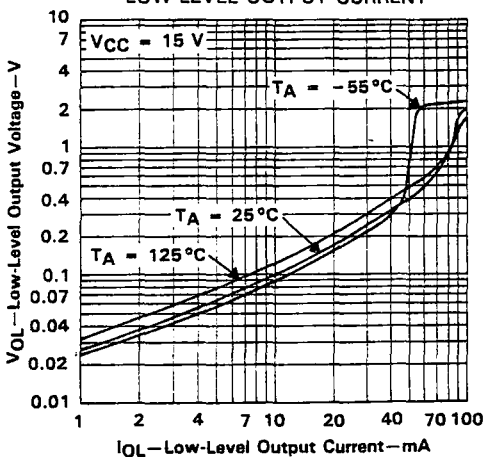
**FIGURE 1**

**LOW-LEVEL OUTPUT VOLTAGE  
vs  
LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT**



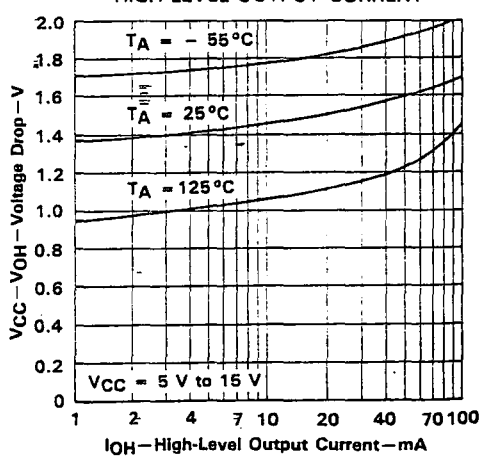
**FIGURE 2**

**LOW-LEVEL OUTPUT VOLTAGE  
vs  
LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT**



**FIGURE 3**

**DROP BETWEEN SUPPLY VOLTAGE AND OUTPUT  
vs  
HIGH-LEVEL OUTPUT CURRENT**



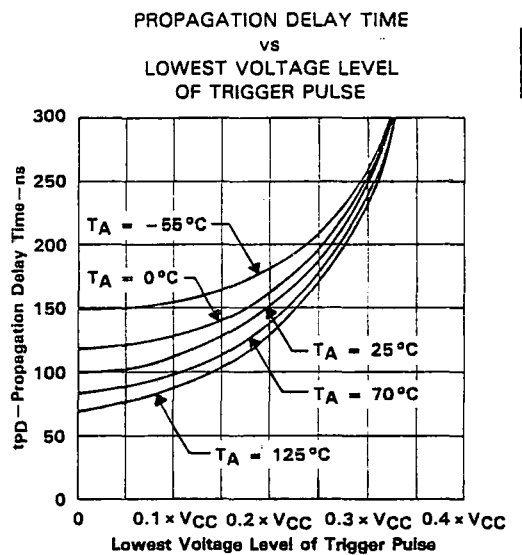
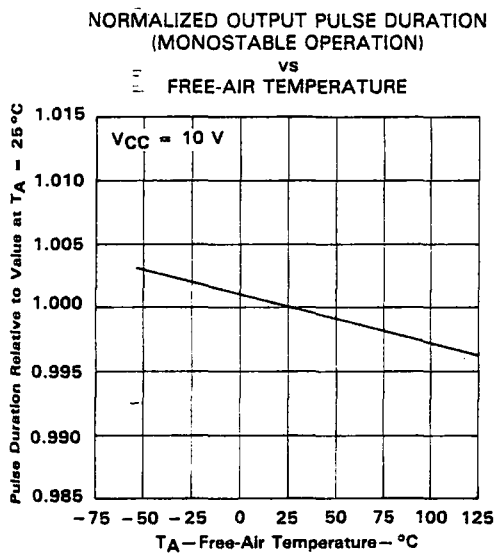
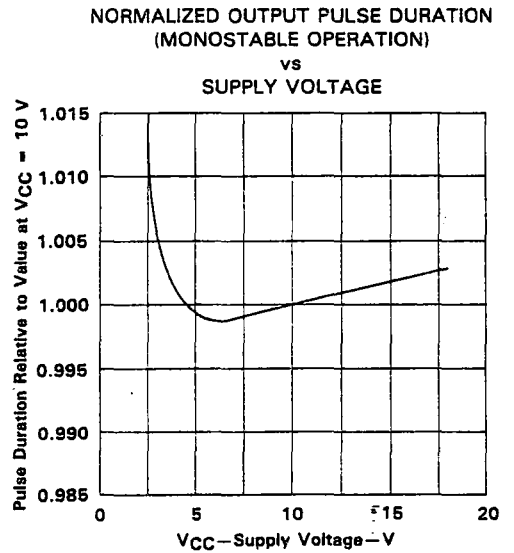
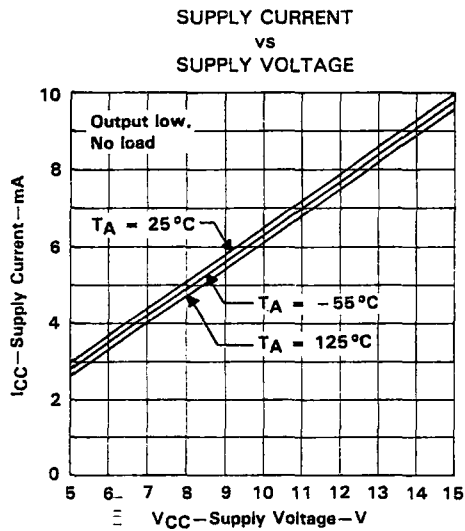
**FIGURE 4**

†Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SE555 circuits only.

**4**  
**Special Functions**

**SE555, SE555C, SA555, NE555  
PRECISION TIMERS**

**TYPICAL CHARACTERISTICS†**

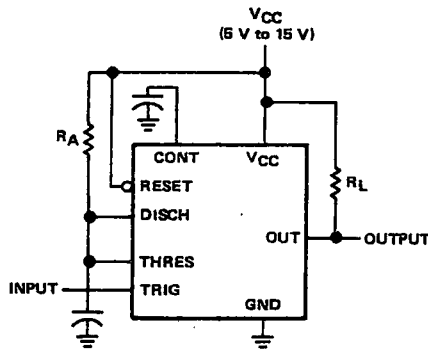


†Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SE555 circuits only.

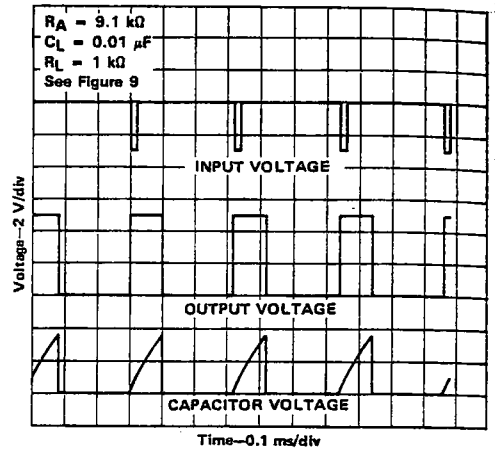
**SE555, SE555C, SA555, NE555  
PRECISION TIMERS**

**TYPICAL APPLICATION DATA**

monostable operation



**FIGURE 9. CIRCUIT FOR MONOSTABLE OPERATION**



**FIGURE 10. TYPICAL MONOSTABLE WAVEFORMS**

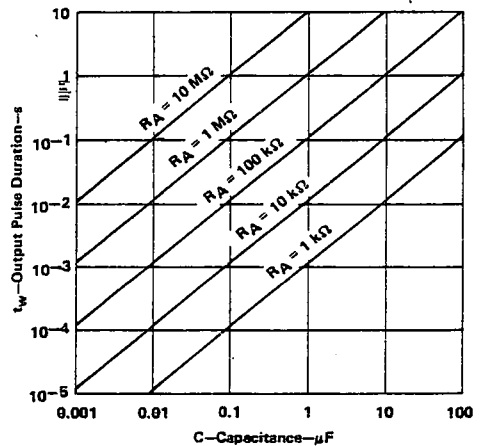
**4**

**Special Functions**

For monostable operation, any of these timers may be connected as shown in Figure 9. If the output is low, application of a negative-going pulse to the trigger input sets the flip-flop ( $\bar{Q}$  goes low), drives the output high, and turns off Q1. Capacitor C is then charged through  $R_A$  until the voltage across the capacitor reaches the threshold voltage of the threshold input. If the trigger input has returned to a high level, the output of the threshold comparator will reset the flip-flop ( $\bar{Q}$  goes high), drive the output low, and discharge C through Q1.

Monostable operation is initiated when the trigger input voltage falls below the trigger threshold. Once initiated, the sequence ends only if the trigger input is high at the end of the timing interval. Because of the threshold level and saturation voltage of Q1, the output pulse duration is approximately  $t_w = 1.1 R_A C$ . Figure 11 is a plot of the time constant for various values of  $R_A$  and C. The threshold levels and charge rates are both directly proportional to the supply voltage,  $V_{CC}$ . The timing interval is therefore independent of the supply voltage, so long as the supply voltage is constant during the time interval.

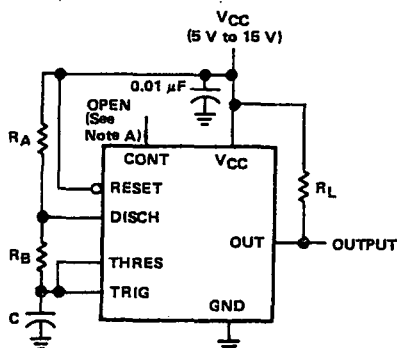
Applying a negative-going trigger pulse simultaneously to the reset and trigger terminals during the timing interval discharges C and re-initiates the cycle, commencing on the positive edge of the reset pulse. The output is held low as long as the reset pulse is low. To prevent false triggering, when the reset input is not used, it should be connected to  $V_{CC}$ .



**FIGURE 11. OUTPUT PULSE DURATION vs CAPACITANCE**

TYPICAL APPLICATION DATA

astable operation



NOTE A: Decoupling the control voltage input to ground with a capacitor may improve operation. This should be evaluated for individual applications.

FIGURE 12. CIRCUIT FOR ASTABLE OPERATION

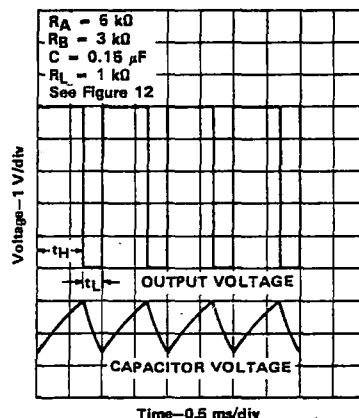


FIGURE 13. TYPICAL ASTABLE WAVEFORMS

As shown in Figure 12, adding a second resistor,  $R_B$ , to the circuit of Figure 9 and connecting the trigger input to the threshold input causes the timer to self-trigger and run as a multivibrator. The capacitor  $C$  will charge through  $R_A$  and  $R_B$  and then discharge through  $R_B$  only. The duty cycle may be controlled, therefore, by the values of  $R_A$  and  $R_B$ .

This astable connection results in capacitor  $C$  charging and discharging between the threshold-voltage level ( $\approx 0.67 \cdot V_{CC}$ ) and the trigger-voltage level ( $\approx 0.33 \cdot V_{CC}$ ). As in the monostable circuit, charge and discharge times (and therefore the frequency and duty cycle) are independent of the supply voltage.

Figure 13 shows typical waveforms generated during astable operation. The output high-level duration  $t_H$  and low-level duration  $t_L$  may be calculated as follows:

$$t_H = 0.693 (R_A + R_B) C$$

$$t_L = 0.693 (R_B) C$$

Other useful relationships are shown below.

$$\text{period} = t_H + t_L = 0.693 (R_A + 2R_B) C$$

$$\text{frequency} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C}$$

$$\text{Output driver duty cycle} = \frac{t_L}{t_H + t_L} = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

$$\text{Output waveform duty cycle} = \frac{t_H}{t_H + t_L} = 1 - \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

$$\text{Low-to-high ratio} = \frac{t_L}{t_H} = \frac{R_B}{R_A + R_B}$$

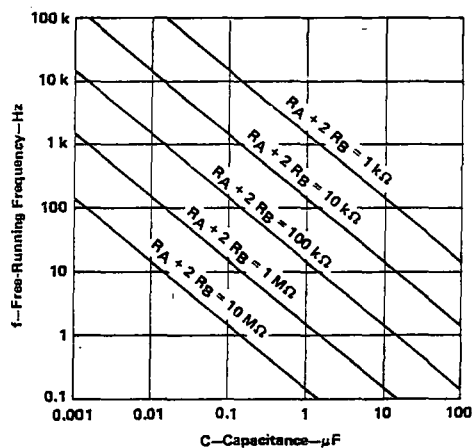
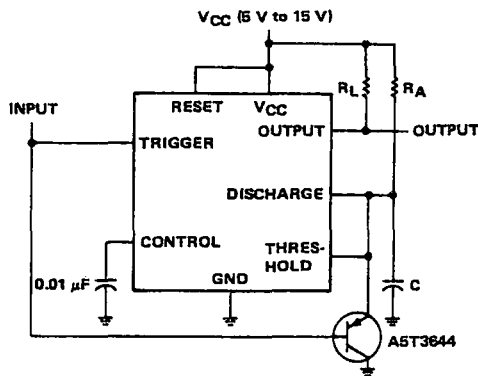


FIGURE 14. FREE-RUNNING FREQUENCY

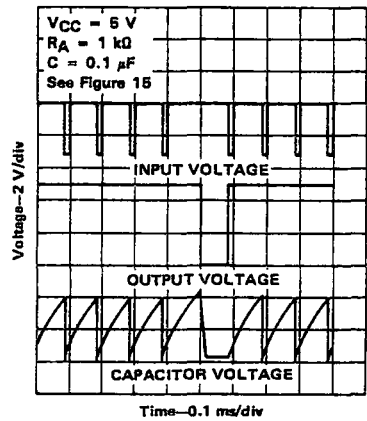
**SE555, SE555C, SA555, NE555  
PRECISION TIMERS**

**TYPICAL APPLICATION DATA**

**missing-pulse detector**



**FIGURE 15. CIRCUIT FOR MISSING-PULSE DETECTOR**



**FIGURE 16. MISSING-PULSE DETECTOR WAVEFORMS**

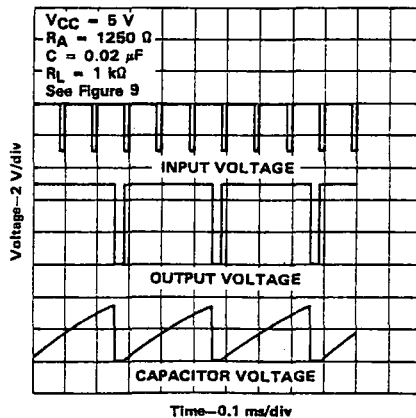
The circuit shown in Figure 15 may be used to detect a missing pulse or abnormally long spacing between consecutive pulses in a train of pulses. The timing interval of the monostable circuit is continuously retriggered by the input pulse train as long as the pulse spacing is less than the timing interval. A longer pulse spacing, missing pulse, or terminated pulse train permits the timing interval to be completed, thereby generating an output pulse as illustrated in Figure 16.

**4**

**frequency divider**

By adjusting the length of the timing cycle, the basic circuit of Figure 9 can be made to operate as a frequency divider. Figure 17 illustrates a divide-by-3 circuit that makes use of the fact that retriggering cannot occur during the timing cycle.

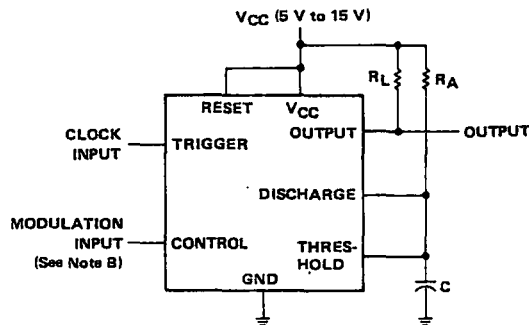
**Special Functions**



**FIGURE 17. DIVIDE-BY-THREE CIRCUIT WAVEFORMS**

TYPICAL APPLICATION DATA

pulse-width modulation



NOTE B: The modulating signal may be direct or capacitively coupled to the control terminal. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the timer should be considered.

FIGURE 18. CIRCUIT FOR PULSE-WIDTH MODULATION

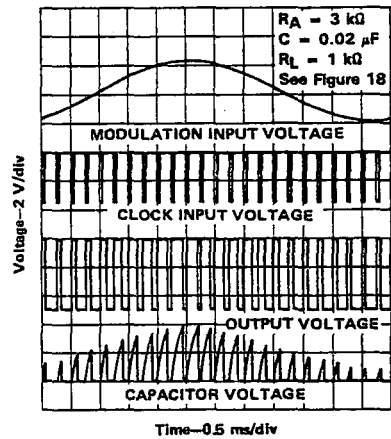


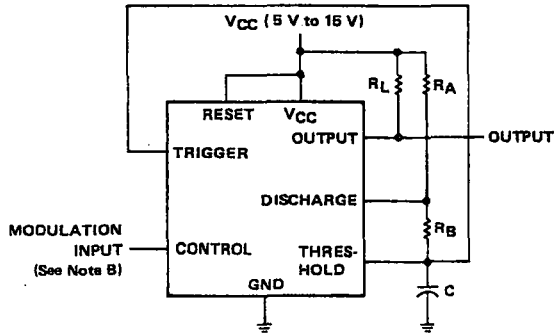
FIGURE 19. PULSE-WIDTH MODULATION WAVEFORMS

The operation of the timer may be modified by modulating the internal threshold and trigger voltages, which is accomplished by applying an external voltage (or current) to the control pin. Figure 18 shows a circuit for pulse-width modulation. A continuous input pulse train triggers the monostable circuit, and a control signal modulates the threshold voltage. Figure 19 illustrates the resulting output pulse-width modulation. While a sine-wave modulation signal is illustrated, any wave-shape could be used.

**SE555, SE555C, SA555, NE555  
PRECISION TIMERS**

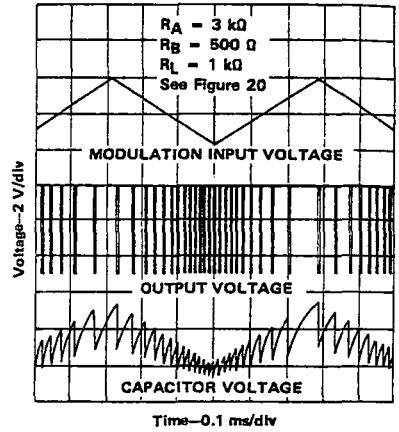
**TYPICAL APPLICATION DATA**

**pulse-position modulation**



NOTE B: The modulating signal may be direct or capacitively coupled to the control terminal. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the timer should be considered.

**FIGURE 20. CIRCUIT FOR PULSE-POSITION MODULATION**

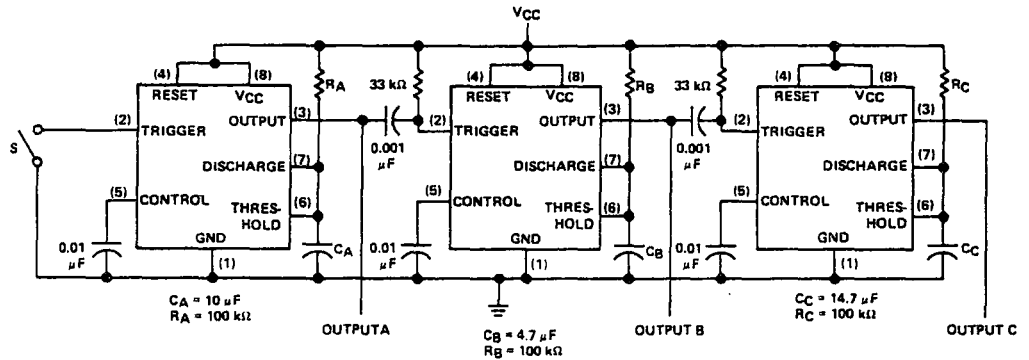


**FIGURE 21. PULSE POSITION-MODULATION WAVEFORMS**

As shown in Figure 20, any of these timers may be used as a pulse-position modulator. This application modulates the threshold voltage, and thereby the time delay, of a free-running oscillator. Figure 21 illustrates a triangular-wave modulation signal for such a circuit; however, any wave shape could be used.

TYPICAL APPLICATION DATA

sequential timer



S closes momentarily at  $t = 0$ .

FIGURE 22. SEQUENTIAL TIMER CIRCUIT

Many applications, such as computers, require signals for initializing conditions during start-up. Other applications; such as test equipment, require activation of test signals in sequence. These timing circuits may be connected to provide such sequential control. The timers may be used in various combinations of astable or monostable circuit connections, with or without modulation, for extremely flexible waveform control. Figure 22 illustrates a sequencer circuit with possible applications in many systems, and Figure 23 shows the output waveforms.

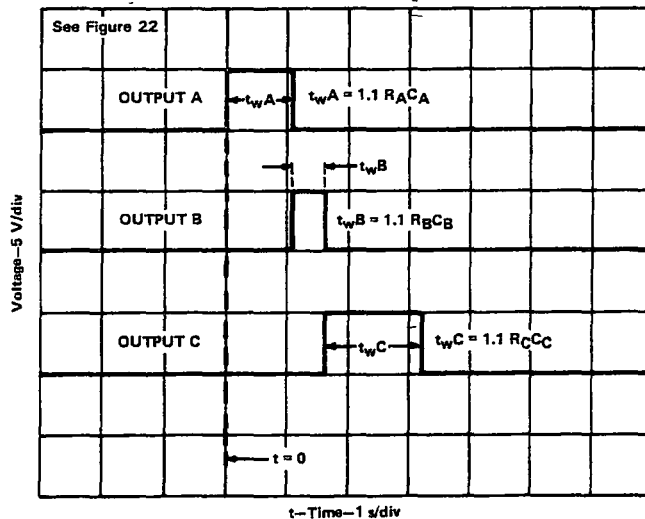


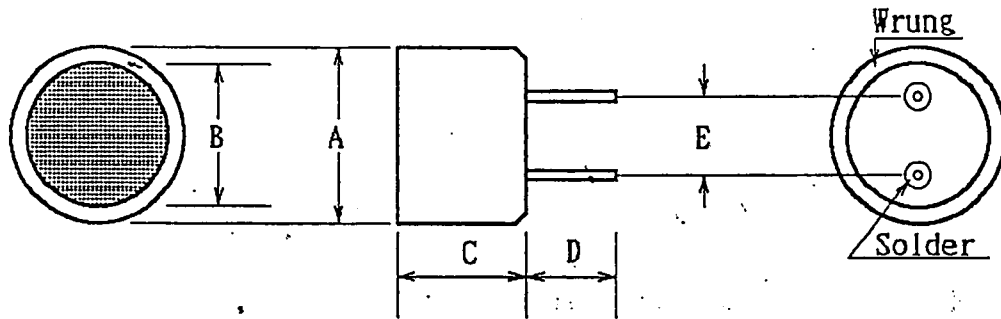
FIGURE 23. SEQUENTIAL TIMER WAVEFORMS



GENERAL  
 THESE SPECIFICATIONS DESCRIBE THE ULTRASONIC TRANSDUCERS

TYPE T42-16 : TRANSMITTER  
 R42-16 : RECEIVER

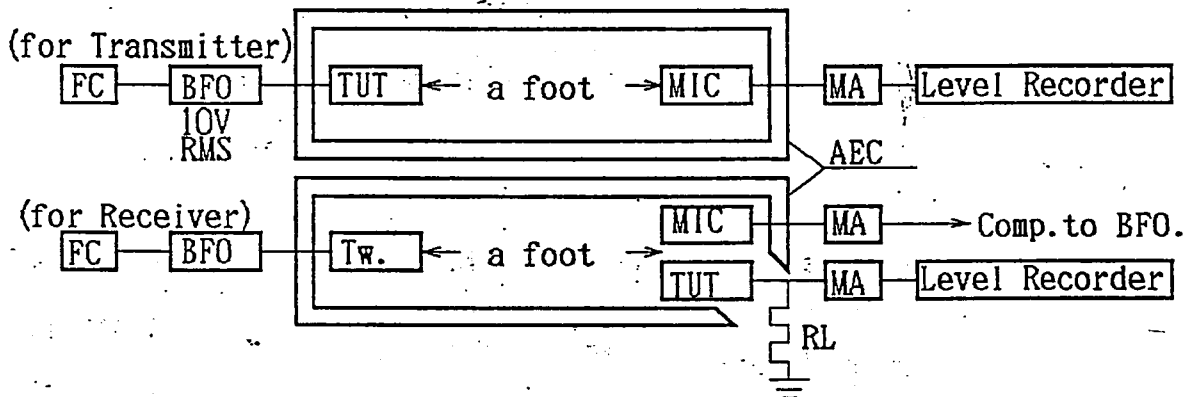
PACKAGE OUTLINE



- A= 16.2±0.5
- B= 13.0±0.5
- C= 12.2±0.5
- D= 9.2±0.5
- E= 10.0±0.5
- (UNIT:mm)

Fig.1

TEST CIRCUIT



FC : Frequency Counter  
 BFO: Beat Freq. Osc.  
 TUT: Transducer Under Test  
 MA : Measuring Amplifier  
 TW. : Tweeter  
 RL : 3.9 KΩ  
 MIC.: Microphone  
 AEC : Anechoic Chamber

Fig.2

CHARACTERISTICS

TYPE	T42-16	R42-16
Center Frequency (KHz)	42.0 ± 1.0	42.0 ± 1.0
Sound Pressure Level 0 dB=0.0002 μbar	115 dB Min. at 42.0KHz	*****
Sensitivity at 40.0KHz	*****	-64.0 dB/V/μbar Min.
Band Width (KHz)	6.0 KHz Min./103 dB	6.0 KHz Min./(-75 dB/V/μbar)

## VIRONMENTAL CHARACTERISTIC

- 5-1 Sound Pressure Level and Sensitivity shall not change by more than 10 dB in the temperature range of  $-20^{\circ}\text{C}$  to  $+60^{\circ}\text{C}$ , at a relative humidity of 30%.
- 5-2 Sound Pressure Level and Sensitivity shall not change by more than 6 dB in the humidity range of 10% to 90% at the temperature of  $25^{\circ}\text{C}$ .
- 5-3 Stress : All Sensitivity or Sound Pressure Level shall be within 3 dB of the specified values after the device is subjected to any or all of the belows.
- 3-1 Operation at 95% relative humidity and  $40^{\circ}\text{C}$  for 100 hours, followed by a normalization period of 24 hours at 30% and  $25^{\circ}\text{C}$ .
- 3-2 Storage at  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+100^{\circ}\text{C}$  for 24 hours followed by a normalization period of an hour at  $25^{\circ}\text{C}$ .
- 3-3 Vibration at 10 to 55Hz, 1.5mm amplitude. 1 minute sweep.  
X,Y,Z, 3 each axis for 3 hours.
- 4 Shock : After impact of 50G is applied following  
X,Y,Z, 3 axis/3 cycle/ each direction.

# ULTRASONIC TRANSDUCER

DISTRIBUTED BY: CHOAKCHAI ELECTRONIC SUPPLIES.  
 TEL. 222-7001, 222-3921.

SAHAPIPHAT LTD., PART.  
 TEL. 221-0432, 221-5384.

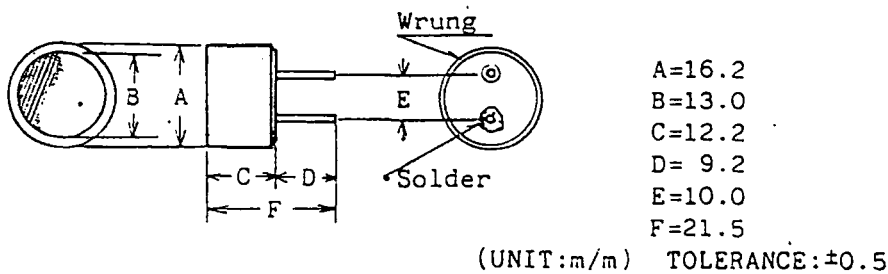
TITLE : TRANSDUCERS SPECIFICATION

NO. 810225

## 1. GENERAL

THESE SPECIFICATION DESCRIBE THE ULTRASONIC TRANSDUCERS  
 TYPE T3C (T40-16) ; TRANSMITTER  
 R3C (R40-16) ; RECEIVER

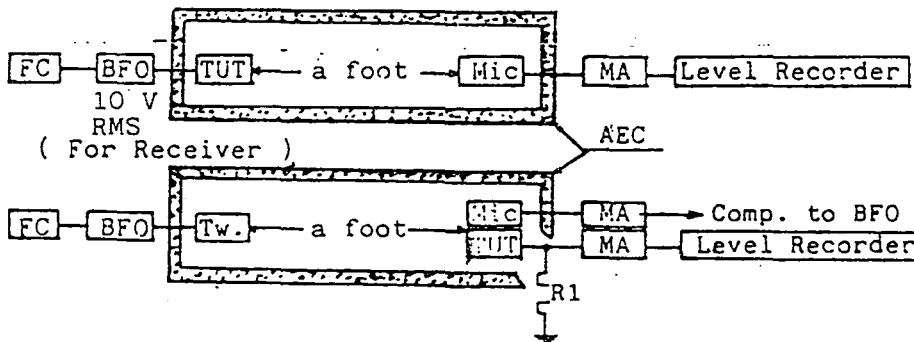
## 2. PACKAGE OUTLINE



----Fig.1----

## 3. TEST CIRCUIT

( For Transmitter )



FC : Frequency Counter                      Tw : Tweeter  
 BFO: Beat Freq. Osc.                        R1 : 3.9 K ohm  
 TUT: Transducer Under Test                Mic: Microphone  
 MA : Measuring Amplifier                 AEC: Anechoic Chamber

---- Fig.2 ----

## 4. CHARACTERISTICS

Type	T3C (T40-16)	R3C (R40-16)
Center Frequency (KHz)	40 ± 1	40 ± 1
Sound Pressure Level 0 dB=0.0002 μbar	40 KHz = 115 dB Min.	*****
Sensitivity at 40 KHz	*****	-64.0 dB/v/μbar Min.
Band Width	6 KHz Min./ 103 dB	6 KHz Min./ (-71dB/v/μbar)
Capacitance (PF)	2400 ± 25 %	2400 ± 25 %

5. ENVIRONMENTAL CHARACTERISTIC

- 5-1. Sound Pressure Level and Sensitivity shall not change by more than 6 dB in the temperature range of 10 to 40°C, at a relative humidity of 30 %.
- 5-2. Sound Pressure Level and Sensitivity shall not change by more than 6 dB in the humidity range of 10 % to 90% at the temperature of 25°C.
- 5-3. Stress: All Sensitivity or Sound Pressure Level shall be within 3 dB of the specified values after the device is subjected to any or all of the belows:
  - 5-3-1. Operation at 95 % relative humidity and 40°C for 100 hours, followed by a Normalization period of 24 hours at 30 % and 25°C.
  - 5-3-2. Storage at -40 to +100°C for 24 hours, followed by a Normalization period of an hour at 25°C.
  - 5-3-3. Vibration at 600 to 3,300 Hz, 1.5 mm amplitude. 1 minute sweep. X.Y.Z. 3 axis.
  - 5-3-4. Shock: after impact of 50G is applied as following X.Y.Z. 3 axis/3 cycle/each direction.

<i>Sensitivity</i>	106 dB	106 dB		
<i>freq</i>		1000 Hz		
<i>at angle</i>		± 20°		
	20 Vrms			
<i>Impedance</i>	≈ 900 Ω	≈ 10 kΩ		
<i>Capacitance</i>		1100 pF ± 20%		
<i>Temp</i>		-20°C to 60°C	5 n1	71-27 1
			5 11	71-27 1
			5 n1	71-27
			5 11	71-27 1
307-351		307-307		

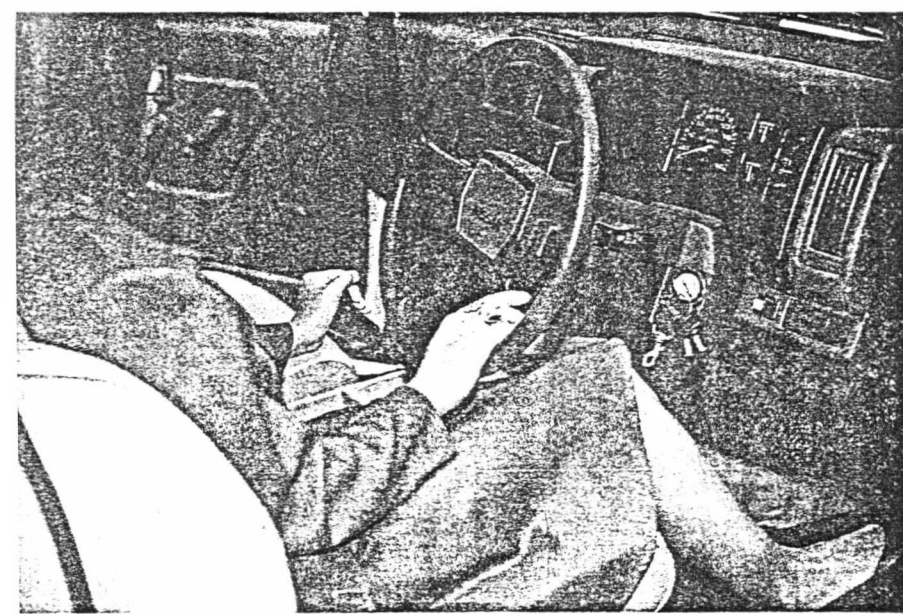


เป็นพันธมิตรกับ **เอลฟ์**  
OIL FOR PROFESSIONAL

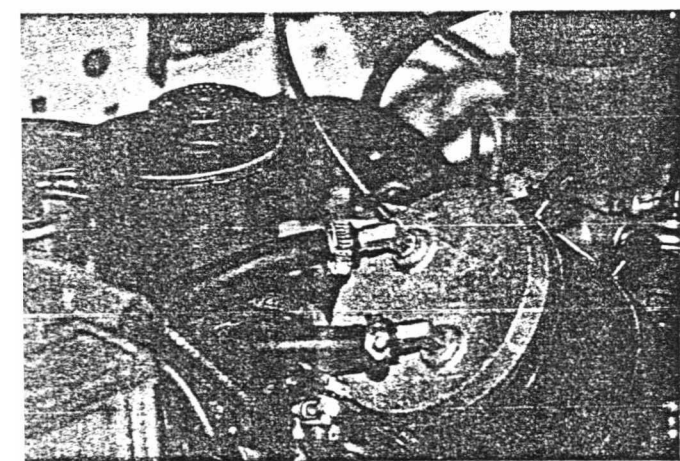


# ระบบคลัตช์อัตโนมัติ

ระบบคลัตช์อัตโนมัติ เข้าเกียร์โดยไม่ต้องเหยียบคลัตช์



ภาพสตรีสามารถขับรถได้สะดวกยิ่งขึ้น



มือสูญญากาศทำงาน  
แยกคลัตช์ที่อยู่ภายใน

ในสภาพการจราจรที่  
แออัดที่เรากำลังเจอในทุกวันนี้  
มันช่างน่าเบื่อและทรมานคนขับ  
ในเวลารอคอย (รถติดหมาย-

ถึง รถวิ่งไปไม่ได้) โดยเฉพาะ  
บรรดาเหล่าผู้ใช้รถที่ใช้เกียร์  
แบบธรรมดา ที่ต้องคอย  
เหยียบคลัตช์ เข้าเกียร์เปลี่ยน  
เกียร์ ตลอดระยะเวลาที่รถติด  
หรือเคลื่อนตัวไปทีละน้อย  
เพราะฉะนั้นใครที่ขับเกียร์  
ออโตเมติก จึงได้รับความ  
สะดวกสบายมากกว่าเกียร์  
ธรรมดา

แต่ด้วยวิวัฒนาการของ  
โลกรถยนต์ปัจจุบัน ที่ก่อให้เกิด  
ความเจริญก้าวหน้าทางด้าน  
เทคนิคด้วยการคิดค้นและออก-  
แบบ สิ่งที่ทำให้เกิดความสะดวก-

สบายให้กับผู้ขับขี่มากขึ้น อุป-  
กรณ์นี้เป็นสิ่งที่จะช่วยให้ผู้ขับขี่รถ  
ไม่ต้องเหยียบคลัตช์เข้าเกียร์ แต่  
กลับมาใช้เป็น "ปุ่มกด" แทน  
เพื่อให้คลัตช์ทำงานแทน "เท้า"  
เหยียบ

คลัตช์อัตโนมัติ ไม่ใช่เกียร์  
อัตโนมัติ อย่างที่หลายคนเข้าใจ  
หรือเข้าใจผิด เกียร์อัตโนมัติ  
เข้าเกียร์โดยไม่ต้องเหยียบคลัตช์  
เหมือนกัน แต่การทำงานเกียร์  
อัตโนมัติ จะทำงานตามความเร็ว  
ของรอบเครื่องยนต์ โดยผู้ขับไม่  
ต้องมาเปลี่ยนเกียร์ เกียร์จะทำ  
หน้าที่ตามโปรแกรมที่ตั้งไว้

สำหรับ "คลัตช์ อัตโนมัติ"  
ที่กำลังกล่าวถึงนี้เป็นเพียงการ  
ทำงานของระบบคลัตช์ ที่ผู้ขับ  
รบบเกียร์ธรรมดา ไม่ต้องใช้  
เท้าซ้ายไปเหยียบคลัตช์ เจ้าอุป-  
กรณ์ที่ว่านี้ จะทำหน้าที่เป็นตัว  
เหยียบคลัตช์ให้แทนผู้ขับ แต่ผู้ขับ  
จะต้องเปลี่ยนเกียร์เอง เหมือน  
ปกติ ซึ่งให้ความสะดวกสบาย  
เมื่อรถติด เพราะตัวผู้ขับจะไม่  
ต้องเป็นผู้เหยียบคลัตช์ การ  
ออกรถในช่วงสั้นๆ ซึ่งมีลักษณะ  
คล้ายกับเกียร์ออโตเมติก

ระบบการทำงานของระบบ  
"คลัตช์อัตโนมัติ" ดูแล้วเหมือน  
กับยุ่งวุ่นวาย แต่ที่จริงแล้วการ  
ทำงานของ คลัตช์ที่ว่า จะใช้  
ระบบสูญญากาศเข้ามาช่วยด้วย  
ผสมผสานกับระบบแรงดันของ  
อากาศปกติที่มีโซลินอยด์ เป็น  
ตัวปิด-เปิด หรือมกล่องคอมพิว-



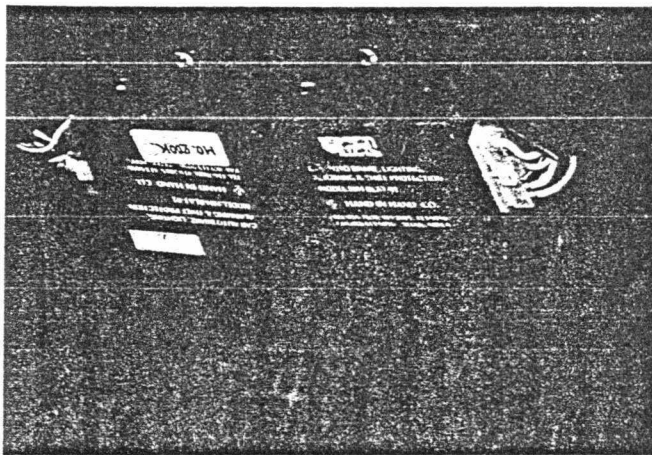
# เปิดโลกเทคนิคกับ เอลฟ์ OIL FOR PROFESSIONAL

เตอร์เป็นตัวควบคุม และเซ็นเซอร์-  
ความจุดที่สำคัญ

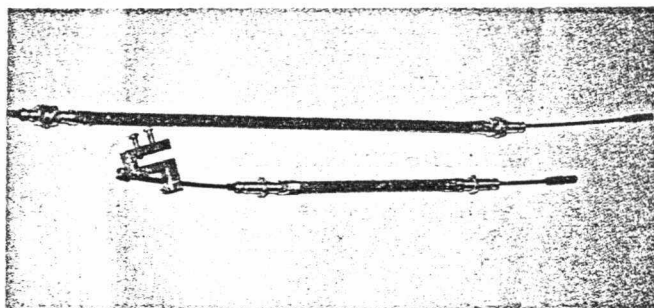
อุปกรณ์ที่ต้องใช้ในการ  
ทำงานก็มี สวิตช์ เปิด-ปิด ของ  
วงการคลัตช์ ออโตเมติก, ตัวเซ็น-  
เซอร์ ความเร็วซึ่งติดอยู่ที่เกียร์,  
จิวเซ็นเซอร์ที่ขาคันเร่ง, หม้อพัก  
สูญญากาศ, สายคลัตช์, หม้อลม  
พร้อมลูกสูบที่ทำงานด้วยสูญญา-  
กาศ, สวิตช์โซลินอยด์แบบ 3 ทาง  
ใช้ประมาณ 3 ตัว หัวเกียร์แบบ  
พิเศษที่มีปุ่มกด, ตัวปรับแรงกด-  
ขันของอากาศในขณะที่คลัตช์  
ทำงาน ซึ่งจะตั้งให้คลัตช์ทำงาน  
ด้วยความรวดเร็ว หรือแบบนิ่ม-  
นวล, ท่อยางและตัวเปิดให้อากาศ  
เข้ามาในระบบ

การทำงานของระบบเริ่ม  
จาก การเปิดสวิตช์ให้ระบบ  
คลัตช์อัตโนมัติทำงาน การ  
ทำงานจะใช้ระบบสูญญากาศ  
โดยใช้ท่อจากท่อร่วม  
อดีตในระบบเครื่องยนต์แบบ  
เบนซิน และที่ท้ายไดซาร์จใน  
ระบบเครื่องยนต์ดีเซล โดยจะมี  
งักสูญญากาศเก็บเอาไว้อีก  
หนึ่งใบ หรือมวลวาล์วกันกลับ เพื่อ  
ให้มีแรงดูดสำรองเอาไว้ตาม  
ความจำเป็น จากถังพักท่อยาง  
จะต่อมาที่โซลินอยด์ซึ่งติดตั้งอยู่  
ด้วยกัน 2 ตัว ต่อจากโซลินอยด์  
อย่างจะไปต่อเข้ากับ แม่ปั๊มที่  
ในหม้อลมโดยมีลูกสูบอยู่ข้างใน  
คยที่ตัวลูกสูบจะต่อเข้ากับสาย  
คลัตช์ โดยที่สายคลัตช์จะเป็น  
วติง ขาเหยียบคลัตช์ ซึ่งมีตัว  
คเอาไว้อย่างแน่นหนา

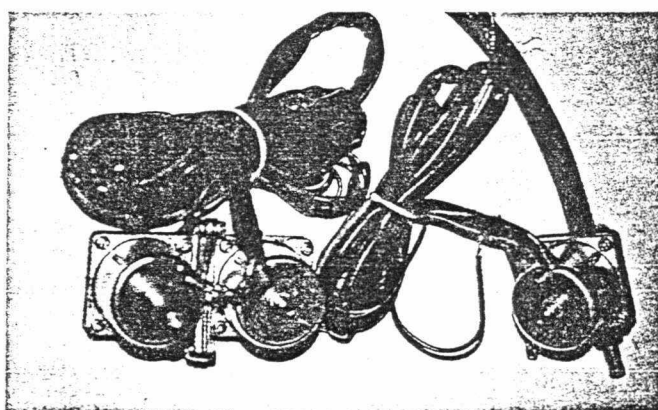
ส่วนโซลินอยด์อีกตัวจะ  
ทำหน้าที่ เปิด-ปิด อากาศจาก  
ริงด์ปริซ์ 138



กล่องควบคุมการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์



สายคลัตช์ที่ต่อจากหม้อสูญญากาศมาที่ขา คลัตช์

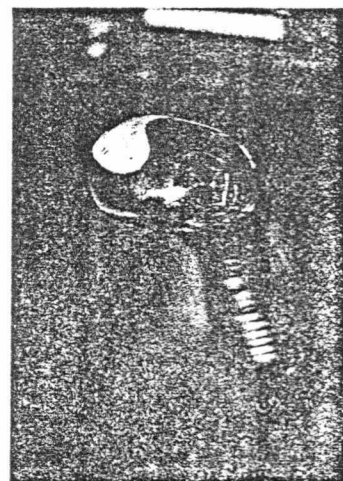


โซลินอยด์วาล์ว พร้อมสาย ไฟรับสัญญาณ จากคอมพิวเตอร์

ภายนอก (บรรยากาศปกติ) ให้  
เข้ามาในระบบพร้อมกับตัวจูน  
อากาศที่เป็นสกรูตรงโซลินอยด์  
และที่ลิ้นปีกผีเสื้อ ซึ่งเป็นเข็ม  
ทำงานพร้อมกับการเหยียบคันเร่ง

ในสภาพปกติเมื่อเรา  
สตาร์ทเครื่องยนต์ ระบบคลัตช์

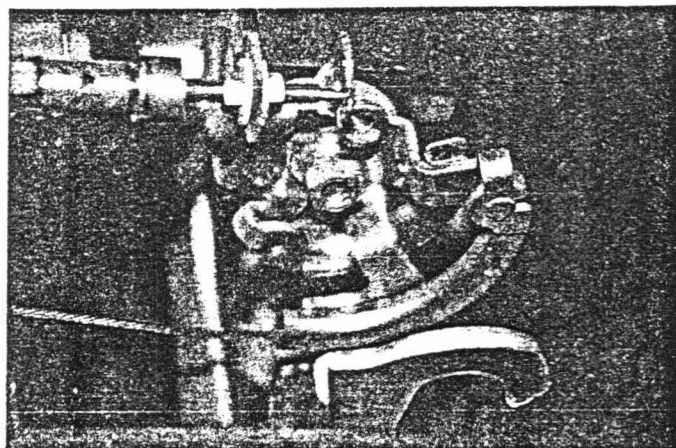
อัตโนมัติ จะทำงานทันที โดย  
จะดึงขาคลัตช์ลงไป อยู่ในตำ-  
แหน่งที่เราเหยียบคลัตช์ รดสา-  
มารถเข้าเกียร์ได้ทุกเกียร์ จะเป็น  
เกียร์ 1 หรือเกียร์ถอยหลังก็ได้  
ตามความเหมาะสมที่ใช้จริง  
เท้าซ้ายที่เคยเหยียบคลัตช์ ก็ไม่  
ต้องเหยียบอีกต่อไป



หัวเกียร์พร้อมปุ่มกด  
เมื่อต้องการเปลี่ยนคลัตช์

เมื่อเราเหยียบคันเร่ง ตัว  
เซ็นเซอร์ที่ขาคันเร่งจะทำหน้าที่  
ส่งสัญญาณไปยังกล่องคอมพิว-  
เตอร์พร้อมกันนั้น ตัวเซ็นเซอร์ที่  
ลิ้นปีกผีเสื้อก็เริ่มทำงาน เมื่อเข็ม  
อากาศเลื่อนออกมา อากาศ  
ภายนอกที่มีแรงดัน 14.7 ปอนด์/

ติดตั้งเข็มอากาศจากภายนอก  
ที่ลิ้นปีกผีเสื้อ





# เปิดโลกเทคโนโลยีกับเอลฟ์ OIL FOR PROFESSIONAL



คร. นิว จะเข้ามาในระบบตามท่อผ่านโซลินอยด์ ที่ถูกสั่งงานให้ปิดโดยคอมพิวเตอร์ และมีสกรูสำหรับปรับแรงดันของอากาศอีกหนึ่งตัว เพื่อปรับให้อากาศเข้ามากหรือน้อย (ซึ่งมีผลในการที่คลัตช์จะถูกปล่อยแบบ กระชากหรือนุ่มนวล) เมื่ออากาศผ่านสกรู

แล้ว ท่อจากโซลินอยด์ จะไปต่อเข้ากับแม่ปั๊มที่เป็นหม้อลมอากาศปกติภายใต้แรงดัน 14.7 ปอนด์/ตร.นิ้ว จะเข้าไปดันลูกสูบของแม่ปั๊มให้ถอยหลังกลับไป ซึ่งเป็นการถอนคลัตช์ เหมือนกับคนขับ ค่อย ๆ ยกเท้าซ้ายขึ้นมา รถก็เริ่มออกตัว แต่เมื่อเรายกคัน

เร่ง อากาศภายนอกถูกปิด ไม่สามารถเข้ามาได้ ระบบสูญญากาศก็จะดูดให้ลูกสูบกลับมาที่เดิม คลัตช์ก็จะจากออกเหมือนกับการเหยียบคลัตช์ ถ้าเราเหยียบคันเร่งลงไปอีก การทำงานก็จะมาเริ่มต้นใหม่อีกครั้ง

แต่เมื่อรถออกตัวไปแล้ว

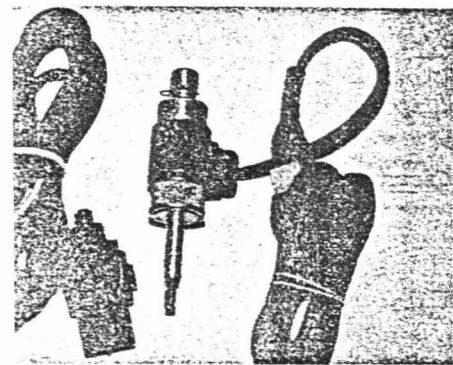
คลัตช์จะทำงานแบบอัตโนมัติ แต่เมื่อความเร็วเกินกว่า 20 กม./ชม. ระบบคลัตช์ไม่ทำงานแบบอัตโนมัติ แต่จะทำงานต่อเนื่อง กดปุ่มที่หัวเกียร์ เพื่อให้โซลินอยด์หยุดทำงาน ปิดให้อากาศจากภายนอกเข้าในระบบ เพื่อจะให้เกิดแรงดูด ดึงแป้นเหยียบคลัตช์ลงมา เพื่อจะได้เปลี่ยนเกียร์ โดยผู้ขับก็เข้าเกียร์ตามปกติ ไล่จาก 1 มา 2 มา 3 มา 4 ไปถึงเกียร์ 5

คลัตช์อัตโนมัติ ไม่ใช่เกียร์อัตโนมัติ หรือจะเรียกว่าระบบเกียร์ กึ่งอัตโนมัติ คงจะได้ เพราะถ้าไม่ใช่หรือไม่มีความจำเป็นต้องใช้ สามารถปิดสวิทช์การทำงาน เพื่อเข้าระบบเดิม คือใช้ขาเหยียบ ข้อดีของระบบ คลัตช์อัตโนมัติ ก็คือ เมื่อเราซื้อแบบเกียร์ธรรมดา แต่ยังขับรถไม่เก่งหรือเท้าไม่สัมพันธ์กับคันเร่ง ออกแล้วดับ หรืออีกอย่างหนึ่งก็คือคนที่ขาไม่ค่อยดี (ขาซ้าย) ส่วนข้อเสียที่จะเกิดขึ้น ก็คือในตอนแรกที่ติดตั้งไปแล้ว ยังไม่เกิดความชินกับระบบ อาจจะทำให้ประสาทสับสน ในการเข้าเกียร์ ก็เป็นไปได้เมื่อนานเข้าก็จะชินไปเอง แต่ถ้าไม่ต้องการระบบนี้ สามารถถอดออกได้โดยไม่มีทำให้รุดเสียหาย

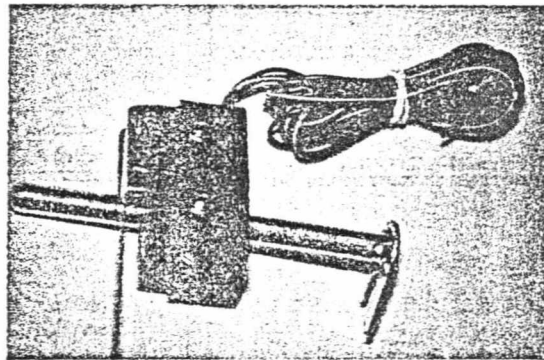
คลัตช์อัตโนมัติ นับว่ามีประโยชน์ไม่น้อย กับคนกรุงเทพฯ ซึ่งทำให้ผู้ขับไม่หงุดหงิด และเมื่อยล้า เมื่อสามารถติด ถ้าสนใจลองโทร. ไปที่ 252-5464, 252-4146 ช่างโรงหนังสือเก่าเก่า ถนนเพชรบุรีตัดใหม่



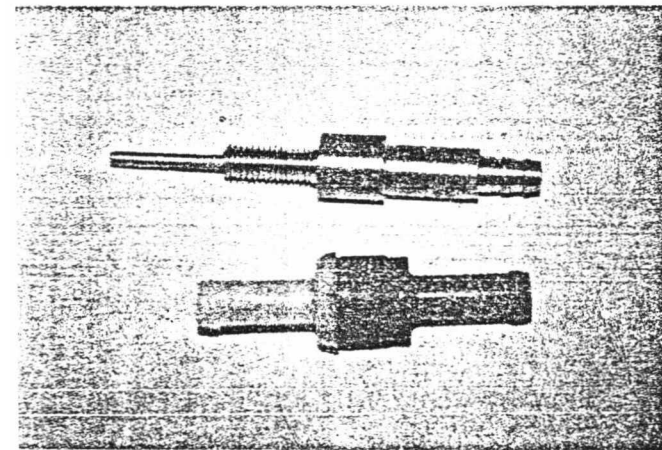
139 กรังด์ปรีซ์



เซ็นเซอร์รับสัญญาณการหมุนจากเฟืองเข็ม ไมล์

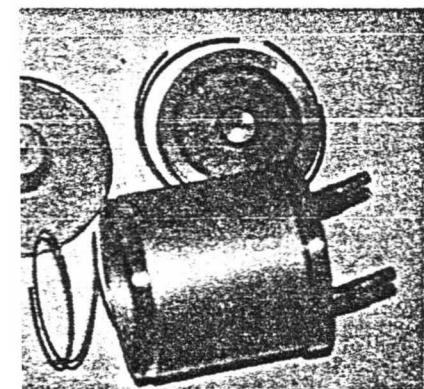


สวิทช์เซ็นเซอร์ที่ขาคันเร่ง

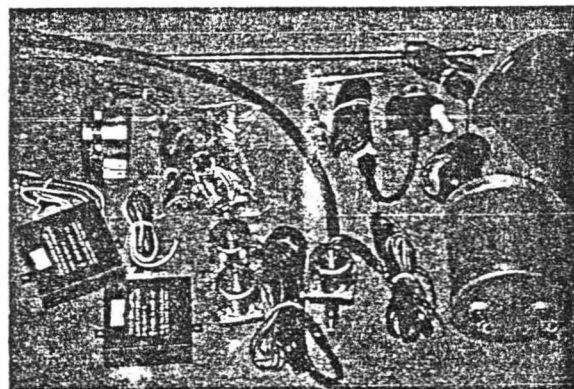


เหมือนกับขับปกติ ในความเร็วไม่เกิน 15 หรือ 20 กม./ชม. กล่องคอมพิวเตอร์ที่รับข้อมูลมาจากห้องเกียร์ที่ติดตั้งเซ็นเซอร์อยู่

เข็มอากาศและวาล์วกันกลับ



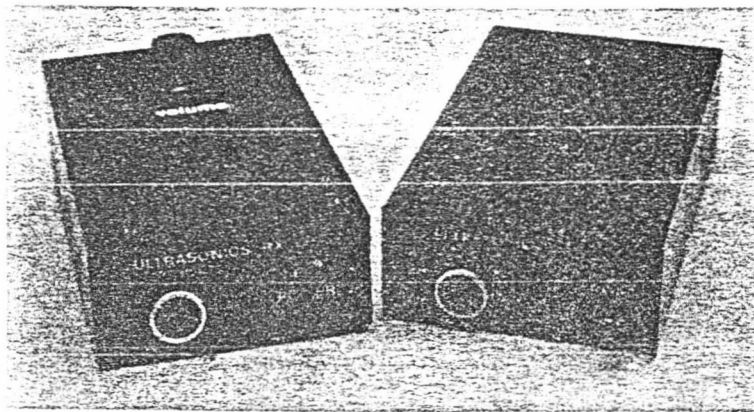
สูญญากาศพร้อมลูกสูบลูกสูบทำงานโดยสูญญากาศ



อุปกรณ์ทุกชิ้นที่ติดตั้งในระบบ ออโตคลัตช์

งบประมาณ  
550 บาท

ถ้าเราพูดถึง  
ระบบไร้สาย  
มีระบบไหนบ้าง  
ที่ให้ขอบเขต  
การใช้งาน  
ได้อย่างกว้างขวาง



# เครื่องรับ-ส่ง สัญญาณผ่านอัลตราโซนิก

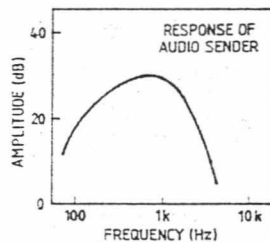


## ณรงค์ อังสุพนรัตน์

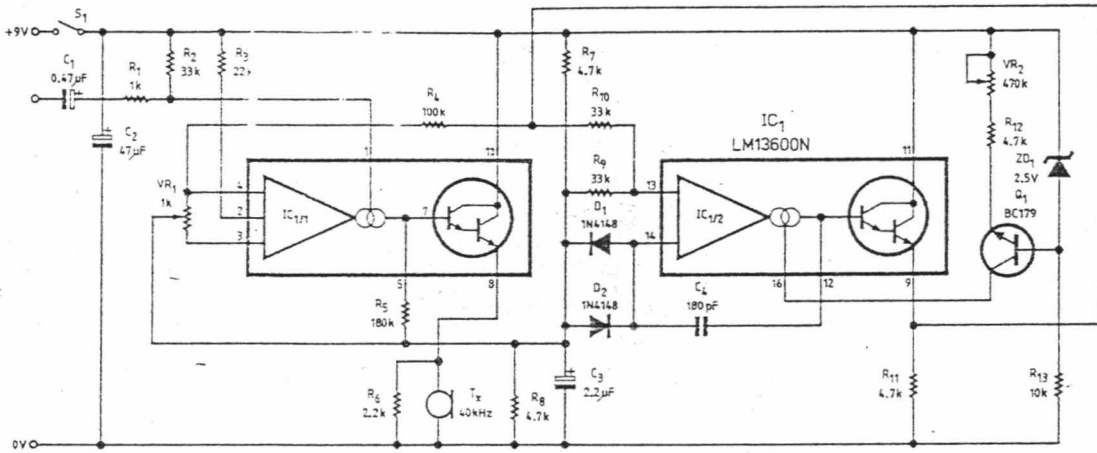
ที่เราเรียกว่า ไร้เลส (wireless) ข้อดีมากมายในการใช้ระบบไร้เลสคือ ผู้ถือไมโครโฟนสามารถเคลื่อนที่ไปตามมุมต่างๆ ของเวทีโดยไม่ต้องคำนึงถึงระยะทางของสายนำสัญญาณหรืออาจใช้ตัวรับสัญญาณไร้เลสเสียบเข้ากับหูฟัง ส่วนตัวส่งคุณอาจใช้จากโทรทัศน์ เครื่องเล่นเทป หรือวิทยุ ทั้งนี้คุณก็สามารถเคลื่อนที่ไปตามจุดต่างๆ ของบ้านได้ โดยที่คุณไม่ต้องปิดวิทยุหรือโทรทัศน์คือแบบว่า ไม่ต้องกลัวว่าจะมีอะไรลอยมาจากบ้านอื่น หรือถ้าคุณมีความคิดที่จะไปประยุกต์ใช้กับงานได้อีกมากมาย

หลักการทํางานของไร้เลส โดยทั่วไปแล้วใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า 3 ช่องด้วยกัน และคลื่นพาหะในการส่งคือ ช่วงที่ 1 เป็นอินฟราเรดใช้ความถี่ช่วง 3-400 เทราเฮิร์ตซ์ ช่วงที่ 2 เป็นคลื่นวิทยุ ใช้

ความถี่อยู่ในช่วง 30 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 30 กิกะเฮิร์ตซ์ ช่วงที่ 3 เป็นคลื่นอัลตราโซนิก ใช้ความถี่อยู่ในช่วง 16-30 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งในการใช้คลื่นแต่ละช่วงเป็นคลื่นพาหะในระยะทางที่เท่ากันแล้วช่วงคลื่น



รูปที่ 1 ช่วงตอบสนองของความถี่เสียงในการรับ



รูปที่ 2 วงจรภาคส่งสัญญาณผ่านอัตร้าโซนิก

อินฟราเรดจะมีข้อดีกว่า แต่จำเป็นต้องใช้พลังงานไฟฟ้าตลอดย่านของการส่ง ถ้าใช้ช่วงคลื่นวิทยุเป็นพาหะจะมีปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้ารอบๆ ข้าง ยิ่งถ้านำไปใช้กับเครื่องเสียงในระดับ Hi-Fi ด้วยแล้ว อาจจะต้องกลายเป็นเครื่องระดับ Low-Fi ไปเลยก็ได้ ดังนั้นโครงการนี้จึงนำช่วงคลื่นอัตร้าโซนิกมาใช้เป็นคลื่นพาหะของการส่งไวร์เลส ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับช่วงอินฟราเรดแล้วมันสามารถให้ช่วงตอบสนองได้กว้างกว่า และยังให้ไวร์เลสอย่างต่อเนื่องอีกด้วย

ในโครงการนี้ ไวร์เลส ถูกออกแบบให้ใช้กับงานทั่วไปภายในบ้าน และยังไปกว้างนั้นทั้งตัวส่งและตัวรับยังใช้กระแสไฟฟ้าเพียง 10 มิลลิแอมป์เท่านั้นเอง นับว่าประหยัดมาก ซึ่งการตอบสนองความถี่ดังแสดงในรูปที่ 1

### ภาคส่ง (Transmitter)

หลักการทางาน เราใช้ไอซีเบอร์ LM13600N ซึ่งเป็นไอซี Dual trans contance Amplifier ซึ่งการทางาน

ของมันคือ กระแสเอาต์พุตจะเป็นสัดส่วนกับผลต่างของแรงดันที่ตกคร่อมอินพุต จาก  $R = E/I$  คอนดักแตนซ์ =  $I/E$

ทรานสคอนดักแตนซ์สามารถควบคุมได้ที่ขา 1 และขา 16 โดยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ควบคุมนี้กับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ จะเป็นไปแบบเชิงเส้น

ตัวส่งจะใช้การส่งคลื่นแบบ Amplitude Modulated (AM) เหมือนกับนำสัญญาณที่จะส่งไปซ้อนบนสัญญาณคลื่นพาหะ ซึ่งความถี่ของคลื่นพาหะจะอยู่คงที่แต่ความสูงของยอดคลื่นเปลี่ยนไปตามลักษณะของสัญญาณที่ส่ง ซึ่งสามารถทำได้โดยใช้ IC<sub>1</sub> และลักษณะพิเศษอีกอย่างหนึ่งของ IC<sub>1</sub> ก็คือ มันสามารถผลิตคลื่นรูปสามเหลี่ยม (triangular wave) โดยการทางานของออปแอมป์นั่นเอง และ IC<sub>1</sub> ยังสามารถผลิตคลื่นพาหะและ มอดูเลต (ผสมคลื่น) ได้ภายในตัวมันเองโดยมีอุปกรณ์ภายนอกเป็นส่วนประกอบเพียงไม่กี่ตัว

จากรูปที่ 2 IC<sub>1/2</sub> ทำหน้าที่ผลิตคลื่น (oscillator) โดยมีขา 12 เป็น

เอาต์พุตสำหรับจ่ายสัญญาณในรูปของกระแสคงที่ ซึ่งจะถูกควบคุมโดยใช้แรงดันที่ตกคร่อมขา 13 และ 14 แรงดันที่ตกคร่อม C<sub>4</sub> จะมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นหรือลดลงแบบเชิงเส้น เนื่องจากจะต้องรักษาระดับแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดให้ได้ 0.6 โวลต์ จากรูปจะเห็นว่าที่ขา 4 เป็นอินพุตของวงจรรีฟเฟอแอมป์ไฟเออร์ โดยใช้ทรานซิสเตอร์ต่อแบบดาร์ลิงตันจะให้อัตราขยายโดยประมาณ  $\approx B_1, B_2$  ซึ่งจะไปขับ R<sub>9</sub> และ R<sub>10</sub> ซึ่งต่อแบบวงจรมุ่งแรงดัน และจะใช้แรงดันที่ตกคร่อม R<sub>4</sub> และ D<sub>1, D\_2</sub> เป็นผลต่างของแรงดันระหว่างขา 13 และ 14 เพื่อให้เอาต์พุตของ IC<sub>1/2</sub> เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่คงที่เพื่อนำไปไบแอส (bias) วงจรรีฟเฟอแอมป์ไฟเออร์ โดยจะถูกควบคุมกระแสในการไบแอสอีกทีหนึ่ง โดยขา 16

ซึ่งเมื่อเรามาพิจารณาจุดจจรที่ต่อกับ IC<sub>1/2</sub> จะเห็นว่ามันเป็นวงจรรีฟเฟอแอมป์ (integrator) ซึ่งจะมี C<sub>4</sub> ค่า 180 pF เป็นตัวบ่อนกลับ ซึ่งจะส่งผลให้เอาต์พุตมีรูปของสัญญาณเป็นแบบ รูปคลื่นสามเหลี่ยม และเอาต์พุตจะถูกขยายโดยมี

อัตราขยายเท่ากับ 1 เท่า โดยวงจรฟีดแบ็ค ซึ่งกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ที่ต่อแบบ คาร์ลิ่งตันนี้จะขึ้นอยู่กับ  $R_{11}$  ซึ่งต่อขนาน อยู่กับ  $R_{10}$ ,  $R_9$ ,  $R_8$  และอัตราส่วนของ กระแสที่เข้าไปควบคุมความนำ

ถ้าเราใช้ออสซิลโลสโคปจับคู่สัญญาณที่ผลิตได้นี้ จะเห็นว่าจะเป็นรูปคลื่น สามเหลี่ยม ไม่ค่อยสมบูรณ์เท่าไร เพราะเมื่อ มีการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่จ่ายให้กับ วงจรแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดจะเปลี่ยนไป 1.2 โวลต์ โดยทันที ซึ่งจะเห็นได้จากรูป ของสัญญาณที่เกิดขึ้น

สิ่งสำคัญมากในการผลิตความถี่ จะต้องให้ความถี่ที่ผลิตได้มีค่าคงที่หรือมี ความเสถียรภาพ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับกระแส ที่ควบคุมความนำที่ผ่านเข้ามาทางขา 16 ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องควบคุมให้กระแส ที่เข้ามาทางขา 16 ให้คงที่ โดยที่กระแส นี้จะไม่ขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงการจ่าย

กำลังของแหล่งจ่าย ซึ่งเราสามารถสร้าง แหล่งจ่ายกระแสคงที่ขึ้นได้ โดยทั่วไป จะ ใช้ทรานซิสเตอร์และมีการป้อนกลับในรูป ของแรงดันแบบลบทางขาอิมิตเตอร์ หรือ มีการกำหนดกระแสให้ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ นั้นเอง และซึ่งขึ้นอยู่กับ การไบแอส ให้ กับทรานซิสเตอร์ ซึ่งต้องมีค่าคงที่อีกด้วย โดยให้แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาเบสและ อิมิตเตอร์มีค่าคงที่ 0.6 โวลต์ เสมอ ใน โครงงานนี้เราจะเห็นว่าภาคจ่ายกระแสที่ เราใช้ทรานซิสเตอร์ PNP เพราะต้องการ อ้างอิงกับแหล่งจ่ายไฟบวก ซึ่งสะดวกกว่า ใช้ทรานซิสเตอร์แบบ NPN และจะเห็น ว่าแรงดันที่ตกคร่อม  $VR_2$ ,  $R_{12}$  และ  $V_{BE}$  จะมีค่าคงที่ เนื่องจากใช้แรงดันที่ ตกคร่อมซีเนอร์ไดโอด (zener diode) มี ค่าประมาณ 2.4 โวลต์ เป็นแรงดันไบแอส ให้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ทางลูป (loop) อินพุต ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์เป็น สมการได้ดังนี้

$$VZD_1 = VR_2 + VR_{12} + V_{BE}$$

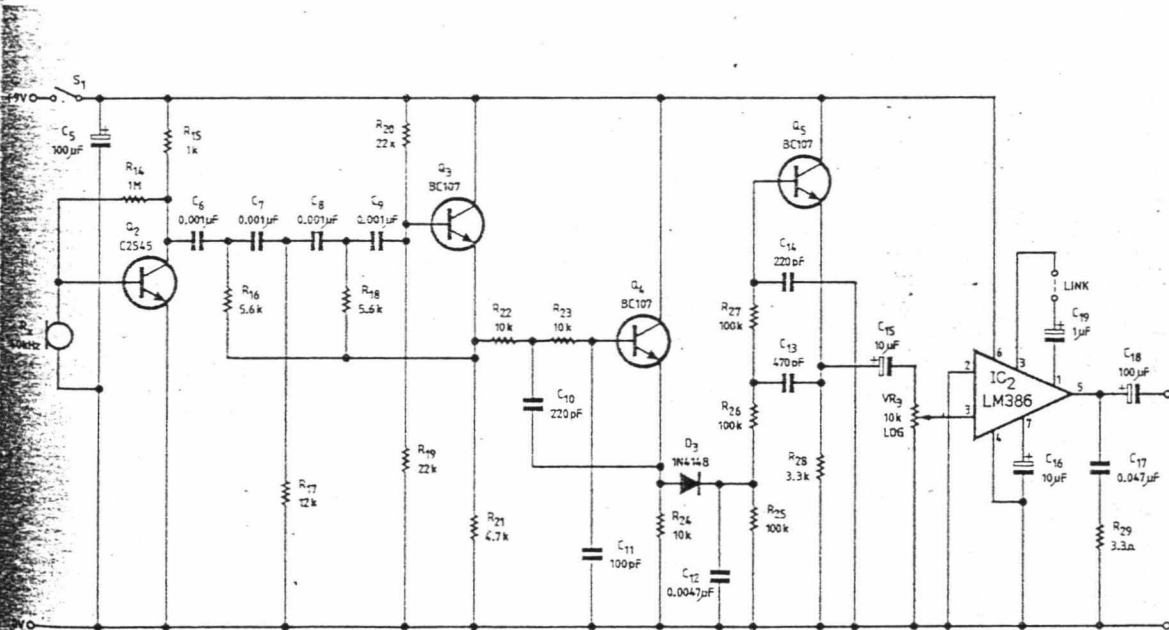
และซีเนอร์ไดโอดยังทำหน้าที่ชด เชยอุณหภูมิให้ทรานซิสเตอร์อีกด้วย ซึ่ง จะต้องเลือกซีเนอร์ไดโอดให้มีค่าสัมประสิทธิ์ การเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิใกล้เคียงหรือเท่า กับทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นตัวนำกระแสด้วย ซึ่งจะเห็นว่าค่า  $VR_2$  และ  $R_{12}$  นั้นเป็น สิ่งสำคัญ เพราะจะทำให้ความถี่ที่ผลิตจาก  $IC_{2/1}$  คงที่ด้วยเมื่อแรงดันตกคร่อม  $VR_2$  และ  $R_{12}$  คงที่ ซึ่งเราสามารถคำนวณได้ จากสูตร

$$VR_2 + R_{12} = (V_Z - V_{BE})/I_E$$

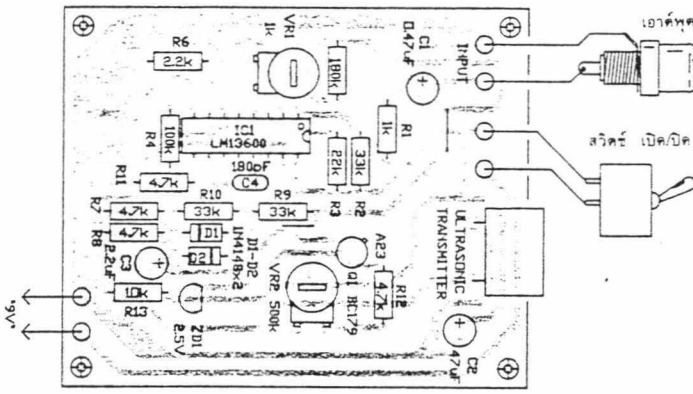
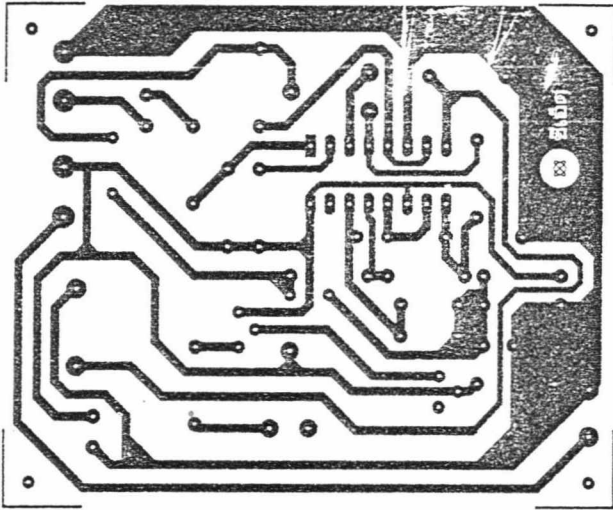
(กระแสที่ต้องไบแอสกับอัตราส่วนของ ความนำ transconductance)

ซึ่งขา 16 จะมีแรงดันและกระแส ไหลผ่านประมาณ 1.2 โวลต์ และ 135 ไมโครแอมป์ตามลำดับ

ในภาคมอดูเลเตอร์แอมพลิไฟเออร์ เราใช้กระแสที่ไหลผ่าน  $R_2$  และความถี่ เสียงอินพุตเป็นตัวควบคุมค่าความนำ ซึ่ง



รูปที่ 3 วงจรภาครับสัญญาณผ่านออสคราโซนิค



รูปที่ 4 ลายวงจรพิมพ์เท่าแบบของภาคส่งและการวางอุปกรณ์

จะเห็นว่า  $R_1$  และ  $C_1$  จะต่อในรูปของ วงจรกรองความถี่สูง (high pass filter) ซึ่งจะเพิ่มความคมชัดให้แก่การมอดูเลชันของวงจรด้วย

### ภาครับ (Receiver)

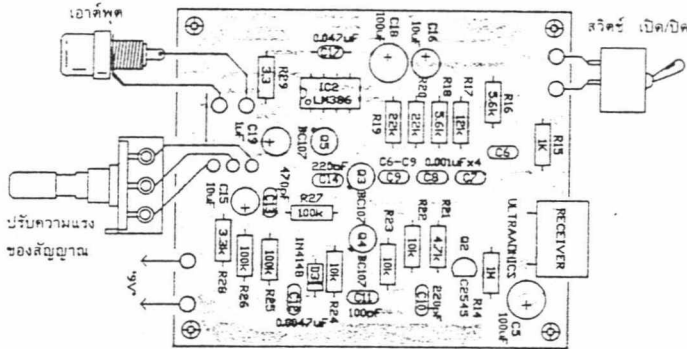
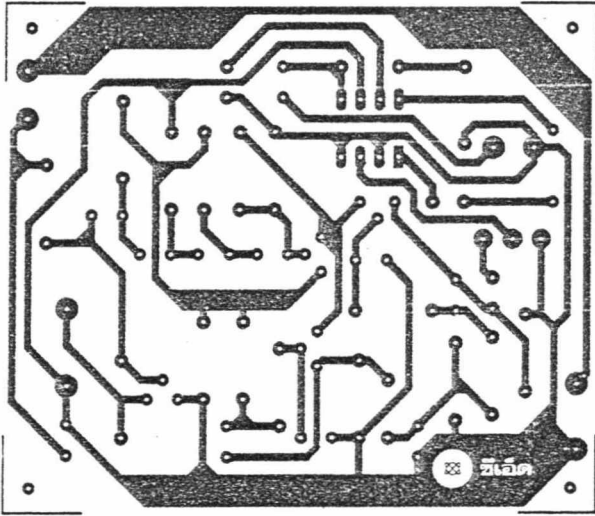
ภาครับถูกออกแบบให้ใช้กับอุปกรณ์ภายในบ้านทั่วๆ ไป ซึ่งการทำงานจะอยู่ในช่วง 2-50 ฟุต ซึ่งสามารถเลือกได้

หลักการทำงาน จากวงจรสามารถแบ่งได้เป็น 6 ภาคดังรูปที่ 3 คือ ภาคปริแอมป์ที่มีอัตราขยายสูงหรือความต้านทานทางอินพุตสูง และวงจรกรองความถี่ต่ำ และกรองความถี่ต่ำ ส่วนภาคสุดท้ายคือ ภาคขยายหลัก (power amplifier) ที่มีอัตราขยายที่ถูกจัดให้พอสำหรับเอาไว้ขับหูฟัง (head phones)

ภาคปริแอมป์ลิไฟเออร์  $Q_2$  ให้เกณฑ์การขยาย 35 dB เอาต์พุตของมันจะป้อนให้วงจรกรองความถี่สูง โดยมี  $C_6$ ,

$C_7$ ,  $C_8$ ,  $C_9$ ,  $R_{16}$ ,  $R_{18}$  เป็นส่วนประกอบของวงจร และนำสัญญาณที่ได้ผ่านไปยังขยายที่ทรานซิสเตอร์  $Q_3$  ด้วยอัตราขยายเท่ากับ 1 เพราะเป็นวงจรบัฟเฟอร์แอมพลิไฟเออร์ ซึ่งถูกจัดวงจรแบบอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ (emitter follower)

แม้ว่าช่วงคลื่นอัลตราโซนิก 40 kHz เราไม่สามารถได้ยินแล้วก็ตาม แต่ช่วงคลื่นอัลตราโซนิกที่ต่ำกว่า 40 kHz ลงไปจนถึง 0 Hz ในที่นี้เราถือว่าเป็นสัญญาณรบกวน ดังนั้นมันจะถูกบายพาส (by pass) ลงกราวด์ไป ด้วยวงจรกรองความถี่สูง ซึ่งสัญญาณที่ได้จะมีค่า 24 dB/ฮาร์มอนิกที่ 8 ซึ่งส่วนใหญ่แล้วสัญญาณรบกวนจะมีความถี่สูงหรือเป็นความถี่วิทยุ ซึ่งสัญญาณรบกวนย่านนี้จะถูกวงจรกรองความถี่ต่ำ ซึ่งมี  $R_{22}$ ,  $R_{23}$ ,  $C_{10}$  และ  $C_{11}$  บายพาสลงกราวด์ไป ส่วนทรานซิสเตอร์  $Q_4$  ทำหน้าที่เดียวกับทรานซิสเตอร์  $Q_3$  คือ เป็นวงจรบัฟเฟอร์แอมพลิไฟเออร์ เพื่อให้ขนาดของสัญญาณมีค่าแรงพอที่ส่งไปยังภาคอื่นคือ สัญญาณที่ได้จากทรานซิสเตอร์  $Q_4$  จะถูกนำไปดีเทคเตอร์ (detector) ซึ่งภาคดีเทคเตอร์นี้จะนำเฉพาะยอดคลื่นทางด้านบวกมาใช้ และเมื่อผ่านการเรกติไฟเออร์ (rectifier) โดยไดโอด  $D_3$  แล้ว ความถี่คลื่นอัลตราโซนิก 40 kHz จะถูกบายพาสลงกราวด์ไป โดยใช้  $C_{12}$  และนำค่าแรงดันของสัญญาณที่ได้ไปขยายที่ทรานซิสเตอร์  $Q_5$  ซึ่งต่อแบบบัฟเฟอร์แอมพลิไฟเออร์ โดยสัญญาณที่ได้จากภาคดีเทคเตอร์จะตกคร่อม  $R_{25}$  ซึ่งสัญญาณที่ได้นี้ก็อาจมีความถี่คลื่นอัลตราโซนิกปะปนมาด้วย แต่จะถูก  $R_{25}$ ,  $R_{27}$ ,  $C_{13}$  และ  $C_{14}$  ซึ่งต่อวงจรกรองความถี่ต่ำ บายพาสลงกราวด์ไป และสัญญาณที่ได้จากทรานซิสเตอร์  $Q_5$  นี้จะเป็นสัญญาณความถี่เสียงแล้ว ซึ่งจะถูกนำไปขยายเพื่อใช้งาน โดยก่อนที่สัญญาณจะถูกนำไปขยายนั้นจะผ่าน  $C_{15}$  ซึ่ง  $C_{15}$  นี้จะทำหน้าที่ป้องกัน



ที่ 5 ลายวงจรพิมพ์เท่าแบบของภาครับและการวางอุปกรณ์

ญาณไฟ DC ที่อาจปะปนมากับสัญญาณความถี่เสียง ซึ่งเป็นผลเสียต่อคุณภาพที่ได้เป็นอย่างมาก เพราะใช้ออปแอมป์วงจรขยาย ซึ่งเมื่อสัญญาณอินพุตมีแรงเกินไปจะทำให้เกิดสภาวะอิมิตัว โดยหัยอคคลื่นของสัญญาณถูกตัดไป (clip) ทำให้เสียงเพี้ยนไป และ C<sub>15</sub> มันแยกวงจรภาคขยายหลักออกจากภาคปริ่งปรีลีโพรเอร์ เพื่อป้องกันการเสียหายอุปกรณ์แบบต่อเนื่อง เมื่อสัญญาณ C<sub>15</sub> ไปแล้ว VR<sub>3</sub> ซึ่งเป็นความ

ต้านทานปรับค่าได้มีขนาดความต้านทานสูงสุด 10 กิโลโอห์ม ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงความต้านทานเป็นไปตามฟังก์ชันลอการิทึม (logarithm) โดยจะทำหน้าที่เป็นตัวปรับความแรงของสัญญาณ หรือที่เราเรียกว่าปุ่มโวลุ่มนั่นเอง ซึ่งสัญญาณที่ถูกนำไปขยายใช้งานนี้คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อม VR<sub>3</sub> ที่ตำแหน่งต่างๆ ของช่วง 0-10 กิโลโอห์ม (แล้วแต่จะปรับ) นั่นเอง จากคุณสมบัติของ ออปแอมป์คือ จะไม่มีกระแสไหลในลูปอินพุต ซึ่งหมายความว่ามันจะไม่เป็น

ภาระในการจ่ายกระแสของภาคปริ่งแอมป์ลิไฟร์ ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ดีของวงจขยายจากรูป C<sub>10</sub> จะมีผลต่อการลดเสียงเบส

### การสร้าง

สำหรับการสร้างโครงงานนี้จะประกอบด้วยแผ่นวงจรพิมพ์ 2 แผ่น แผ่นแรกคือรูปที่ 4 เป็นวงจรของภาคส่ง และแผ่นที่ 2 คือรูปที่ 5 จะเป็นวงจรของภาครับ ซึ่งการลงอุปกรณ์ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2 อย่างละเอียด ซึ่งสามารถลงอุปกรณ์ตามรูปได้เลย โดยเริ่มลงอุปกรณ์ตัวที่ต่ำๆ ก่อนแล้วค่อยใส่ตัวที่มีความสูงขึ้นไปตามลำดับ เช่น เริ่มจากค่าความต้านทานก่อนแล้วค่อยใส่คาปาซิเตอร์ ส่วนอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำนั้นควรจะต้องลงทีหลัง เพราะความร้อนจากหัวแร้งอาจทำให้อุปกรณ์เสียหายได้ และไม่ควรใช้หัวแร้งที่มีกำลังเกิน 30 วัตต์ การลง IC บนแผ่นวงจรพิมพ์นั้นไม่ควรใส่ซ็อกเก็ตเมื่อต้องการนำไปใช้งาน เพราะจะทำให้เกิดค่าคาปาซิเตอร์ (ค่าเก็บประจุ) ระหว่างขาอุปกรณ์กับซ็อกเก็ตได้ เมื่อใช้ไปนานๆ การนำสัญญาณเข้าไปในวงจรควรใช้สายตัวนำที่มีการชิลด์เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวน

### การปรับแต่ง

ในการปรับแต่งโครงงานนี้ คุณสามารถใช้ฮอสซิลโลสโคปหรือ มิเตอร์วัดความถี่อย่างใดอย่างหนึ่งก็ได้

โดยเริ่มจาก นำวิทยุหรือเทปมาต่อสัญญาณเสียงเข้าทางอินพุตของเครื่องส่ง และปรับปุ่มโวลุ่มของภาครับให้มีเสียงออกทางหูฟัง ให้เสียงดังซ่าเบาๆ โดยให้เครื่องส่งอยู่ห่างจากภาครับประมาณ 2-3 ฟุต และปรับความถี่ทางด้านภาคออสซิลเลเตอร์ของภาคส่งให้ได้ 40 kHz โดยวัดสัญญาณ

## รายการอุปกรณ์ภาครับ

ตัวต้านทาน 1/4 W ±5%			
R <sub>1</sub> - 1 kΩ	1 ตัว	อิเล็กทรอนิกส์	1 ตัว
R <sub>2</sub> , R <sub>9</sub> , R <sub>10</sub> - 33 kΩ	3 ตัว	C <sub>3</sub> - 22 μF 16 V	
R <sub>3</sub> - 22 kΩ	1 ตัว	อิเล็กทรอนิกส์	1 ตัว
R <sub>4</sub> - 100 kΩ	1 ตัว	C <sub>4</sub> - 180 pF 16 V เซรามิก	1 ตัว
R <sub>5</sub> - 180 kΩ	1 ตัว	<b>อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ</b>	
R <sub>6</sub> - 22 kΩ	1 ตัว	Q <sub>1</sub> - BC179	1 ตัว
R <sub>7</sub> , R <sub>8</sub> , R <sub>11</sub> , R <sub>12</sub> - 47 kΩ	4 ตัว	D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub> - 1N4148	1 ตัว
R <sub>13</sub> - 10 kΩ	1 ตัว	ZD <sub>1</sub> - 2.5 V (zener diode)	1 ตัว
VR <sub>1</sub> - 1 kΩ เกือกม้า		IC <sub>1</sub> - LM13600N	1 ตัว
ตัวเล็กแบบนอน	1 ตัว	<b>อื่นๆ</b>	
VR <sub>2</sub> - 470 kΩ เกือกม้าตัวเล็ก		ตัวรับสัญญาณอุลตราโซนิค	
แบบนอน	1 ตัว	40 kHz	1 ตัว
ตัวเก็บประจุ		สวิตช์ปิดเปิด SPST	1 ตัว
C <sub>1</sub> - 470 nF 16 V เซรามิก	1 ตัว	แจ๊คโมโนขนาด 3.5 mm	1 ตัว
C <sub>2</sub> - 47 μF 16 V			

## รายการอุปกรณ์ภาคส่ง

ตัวต้านทาน 1/4 W ±5%			
R <sub>14</sub> - 1 MΩ	1 ตัว	C <sub>11</sub> - 100 pF 16 V เซรามิก	1 ตัว
R <sub>15</sub> - 22 kΩ	1 ตัว	C <sub>12</sub> - 47 nF 16 V เซรามิก	1 ตัว
R <sub>16</sub> , R <sub>18</sub> - 5.6 kΩ	2 ตัว	C <sub>13</sub> - 470 pF 16 V เซรามิก	1 ตัว
R <sub>17</sub> - 12 kΩ	1 ตัว	C <sub>15</sub> , C <sub>16</sub> - 10 mF 16 V	
R <sub>19</sub> , R <sub>20</sub> - 22 kΩ	2 ตัว	อิเล็กทรอนิกส์	2 ตัว
R <sub>21</sub> - 47 kΩ	1 ตัว	C <sub>17</sub> - 47 nF 16 V	
R <sub>22</sub> , R <sub>23</sub> , R <sub>24</sub> - 10 kΩ	3 ตัว	โพลี (พลาสติก)	1 ตัว
R <sub>25</sub> , R <sub>26</sub> , R <sub>27</sub> - 100 kΩ	3 ตัว	C <sub>19</sub> - 1 mF 16 V	
R <sub>28</sub> - 33 kΩ	1 ตัว	อิเล็กทรอนิกส์	1 ตัว
R <sub>29</sub> - 33 Ω	1 ตัว	<b>อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ</b>	
VR <sub>3</sub> - 10 kΩ วัลลูมแบบ log	1 ตัว	Q <sub>2</sub> - BC109C	1 ตัว
ตัวเก็บประจุ		Q <sub>3</sub> , Q <sub>4</sub> , Q <sub>5</sub> - BC107	3 ตัว
C <sub>5</sub> , C <sub>18</sub> - 100 μF 16 V		D <sub>3</sub> - 1N4148	1 ตัว
อิเล็กทรอนิกส์	2 ตัว	IC <sub>2</sub> - LM386	1 ตัว
C <sub>6</sub> , C <sub>7</sub> , C <sub>8</sub> , C <sub>9</sub> - .001 μF 16 V		<b>อื่นๆ</b>	
เซรามิก	4 ตัว	ตัวรับสัญญาณอุลตราโซนิค	
C <sub>10</sub> , C <sub>14</sub> - 220 pF 16 V เซรามิก	2 ตัว	40 kHz	1 ตัว
		สวิตช์ปิดเปิด SPST	1 ตัว
		แจ๊คโมโน 3.5 mm	1 ตัว

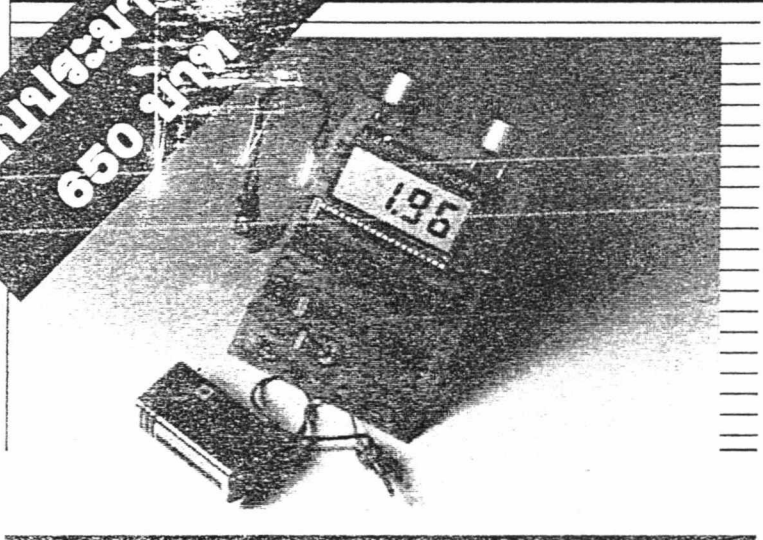
ได้หยา 9 ของ IC<sub>1</sub> LM13600N ในการปรับการมอดูเลชันควรเริ่มจากสัญญาณอินพุตต่ำๆ ก่อน เพราะจะทำให้สัญญาณเพี้ยนไปแล้วปรับ VR<sub>1</sub> มาตรฐานกลางของตัวต้านทาน แล้วปรับ VR<sub>2</sub> จนกระทั่งเสียงที่ได้ยินจากหูฟังดีที่สุดที่คุณพอใจ และอาจเพิ่มความพอใจในเสียงที่ได้ยินได้โดยปรับ VR<sub>1</sub> ตามอีกครั้ง ซึ่งปกติแล้ว VR<sub>1</sub> จะควบคุมความถี่ของคลื่นพาหะ ถ้าสัญญาณที่ได้ยินจากหูฟังดังเบาไปแต่สัญญาณไม่เกิดการผิดเพี้ยนไม่ควรปรับปุ่มโวลุ่ม ของตัวที่จ่ายสัญญาณให้กับภาคส่ง เพราะจะทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณได้ แต่เราจะไปปรับปุ่มโวลุ่ม ของภาครับได้ตามความพอใจของคุณ

จากวงจรรูปที่ 3 ของภาครับจะเห็นจุดต่อที่เขียนว่า link ซึ่งจุดต่อนี้ถ้าเราต่อเชื่อมเข้าด้วยกัน หรือจัมพ์เข้าหากัน จะให้อัตราขยายสูงสุด และถ้าต้องการลดเกณฑ์การขยายเราสามารถแทนด้วยค่าความต้านทาน 1 กิโลโห์ม ซึ่งจะให้อัตราขยาย 40 dB แต่ถ้าเปิดวงจรเลยจะทำให้ได้อัตราขยาย 20 dB

นานาจิตตังสะคริบ ท่านผู้อ่านจะนำไปใช้ประโยชน์ทางด้านไหนก็สุดแล้วแต่ท่าน

สำหรับวันนี้ "สวัสดิ์คริบ"

**จบประมาณ  
650 บาท**



ศุภชัย พหยาภรณ์

# เครื่องวัด ระยะทางด้วย อัลตราโซนิก

กว่ายี่สิบปีมาแล้วสำหรับเครื่องมือวัดระยะทางที่เราใช้กันซ้ำซากจำเจอยู่บ่อย ๆ แต่ในศตวรรษนี้เราสามารถสร้างเครื่องมือวัดระยะทางโดยใช้คลื่นอัลตราโซนิกเป็นตัววัด อีกทั้งมีความสะดวกและความเที่ยงตรงในการวัดสูง สามารถแสดงผลเป็นตัวเลขได้ทันที

เครื่องมือประจำบ้านที่คุณขาดไม่ได้อีกอย่างหนึ่งก็คือตลับเมตร ซึ่งใช้วัดระยะต่างๆ ได้สารพัด แต่บางครั้งระยะที่วัดอาจเกินความสามารถของตลับเมตรก็ทำเอาเสียอารมณ์เหมือนกัน เพราะต้องมาต่อการวัดจากระยะนั้นไปอีก และไหนจะต้องหดเข้าออกให้เสียเวลา แต่สำหรับนักอิเล็กทรอนิกส์แล้วละก็ จับหัวแร้งแฉับเดียว ก็ได้เครื่องมือวัดระยะทางที่ดีกว่าตลับเมตรแล้ว ก็โครงการนี้ไฉนครับ

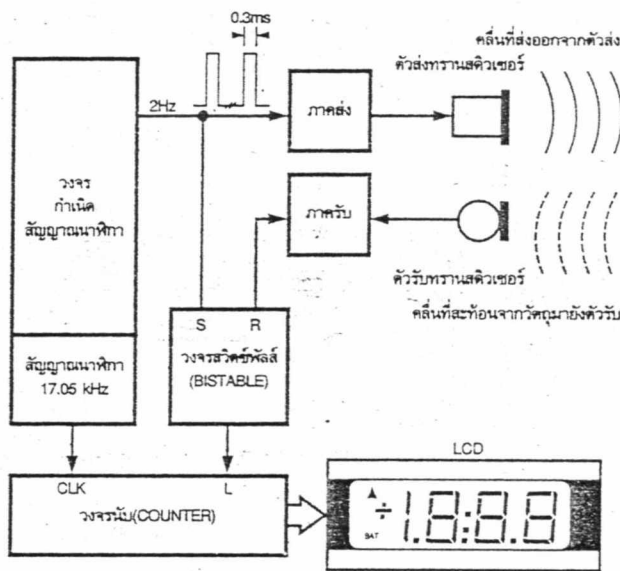
## ใช้ประโยชน์จากอัลตราโซนิก

สำหรับโครงการนี้เป็นเครื่องวัดระยะทางโดยใช้คลื่นอัลตราโซนิกเป็นตัววัด เพียงแค่คุณยื่นห่างจากสิ่งที่ต้องการ

จะวัดแล้วถือเครื่องนี้ไว้ กดสวิทช์เว็บเดียวก็รู้ระยะแล้ว แถมนระยะที่วัดได้ก็ตั้งแต่ 25 เซนติเมตร ถึง 6 เมตร อีกด้วย สำหรับในรูปที่ 1 จะแสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่อง ซึ่งประกอบไปด้วย ภาครับ, ภาครส่ง ซึ่งใช้ตัวส่งและรับอัลตราโซนิก-ทรานสดิวเซอร์ความถี่ 40 kHz, ภาคแสดงผลใช้ LCD ขนาด 3 1/2 หลัก, วงจรนับ, วงจรฐานเวลา, และวงจรไบสแตเบิลการทำงานจะเริ่มที่ตัวส่งซึ่งทำหน้าที่ส่งความถี่ 40 kHz ซึ่งกำเนิดโดยวงจรออสซิลเลเตอร์ผ่านตัวมันออกไป แล้วคลื่นจะสะท้อนจากวัตถุที่วัดเข้ามายังตัวรับ ขณะเดียวกันเมื่อเริ่มส่ง วงจรนับจะเริ่มทำการนับจำนวนสัญญาณนาฬิกาไว้จนกว่าตัวรับจะรับความถี่ที่สะท้อนเข้ามาได้ จากนั้นวงจรไบสแตเบิลจะ

กำหนดให้วงจรถับหยุดนับ และนำสัญญาณนาฬิกาที่นับได้มาเปลี่ยนเป็นตัวเลขแสดงผลบนจอ LCD และคงสถานะตัวเลขนั้นไว้อย่างนั้นจนกว่าระยะทางที่วัดจะเปลี่ยนไป จึงจะทำตามขั้นตอนเดิมอีก

สำหรับวงจรมีภาคแสดงผลจะใช้ LCD ขนาด 3 1/2 หลัก จำนวนทศนิยม 2 ตำแหน่ง หน่วยที่วัดออกมาจะเป็นเมตร เพราะฉะนั้นหลังจุดทศนิยมก็คือ ระยะทางที่มีหน่วยเป็นเซนติเมตรนั่นเอง ส่วนค่าความผิดพลาดในการวัดคือ 2% (2 เซนติเมตรต่อ 1 เมตร) สามารถที่จะปรับความไวในการรับได้ (เมื่อนำไปวัดในระยะทางที่ไกลออกไปอีก) และกำหนดอัตราการขยายของภาครับโดยการปรับแต่งกิกะเรสแตร์ ใช้แบตเตอรี่ 9 โวลต์ และเมื่อแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ตกลงต่ำกว่า 7 โวลต์ ภาคแสดงผลจะแสดงคำว่า "LOWBAT" บนจอ LCD หมายถึงแบตเตอรี่ไม่พอที่จะจ่ายไฟไปเลี้ยงวงจรแล้ว ให้เปลี่ยนก้อนใหม่ได้แล้ว ส่วนสัญญาณนาฬิกาความถี่ 17.05 kHz นั้น เป็นความถี่ที่คำนวณได้จากความเร็วของเสียงที่เดินทางในบรรยากาศ ซึ่งจะมีความเร็วประมาณ 341 เมตร/วินาที ในกรณีที่



รูปที่ 1 แสดงบล็อกไอซีแกรมของวงจรอัลตราโซนิกวัดระยะทาง

ระยะการวัดใกล้เกินไป จะทำให้คลื่นไม่สามารถสะท้อนจากวัตถุที่วัดเข้ามายังตัวรับได้ ซึ่งระยะนี้จะอยู่ในช่วงการวัดตั้งแต่ 0 ถึง 25 เซนติเมตร สำหรับวงจรนี้

## หลักการทํางานของวงจร

สำหรับวงจรเครื่องวัดระยะทางอัลตราโซนิกนี้ แสดงในรูปที่ 2 ภาคส่งจะใช้ IC<sub>1</sub> ซึ่งเป็นประเภทซีมอสเบอร์ 4093 ภายในจะประกอบด้วย อินเวอร์เตอร์ 6 ตัว ซึ่ง 4 ตัวแรกคือ IC<sub>1/1</sub> กับ IC<sub>1/2</sub> และ IC<sub>1/5</sub> กับ IC<sub>1/6</sub> ซึ่งจะจับคู่กันโดยต่อในลักษณะขนานกันเพื่อขับตัวส่ง การทำเช่นนี้ก็เพื่อที่จะเพิ่มขนาดของสัญญาณที่คกคร่อมตัวส่งให้สูงขึ้นเป็น 2 เท่า เมื่อเทียบกับการต่อตัวส่งเข้ากับเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เพียงตัวเดียว ซึ่งตัวส่งจะลู่ออกแบบมาให้แปลงสัญญาณไฟฟ้าที่จ่ายให้แก่ตัวมัน อันมีความถี่ประมาณ 40 kHz มาเป็นคลื่นเสียงย่านอัลตราโซนิก เพื่อส่งให้กับตัวจับต่อไป

ส่วน C<sub>1</sub> ต่อไว้เพื่อป้องกันไฟตรง ไม่ให้ความถี่ 40 kHz) ผ่านเข้าไปในตัวส่ง เพื่อให้ได้พลังงานไปขับตัวส่งมีค่าสูงสุด

สำหรับแหล่งจ่ายแรงดันที่จ่ายให้กับวงจรนี้จะใช้แบคเคอร์ 9 โวลต์ โดยจะจ่ายให้กับ IC<sub>1</sub>, IC<sub>5</sub> และ IC<sub>7</sub> ส่วนตัวอื่นๆ จะใช้แรงดันแค่ 5 โวลต์เท่านั้น โดยนำแรงดันจากแหล่งจ่ายมาผ่าน IC<sub>3</sub> เบอร์ 78L05 โดยมี C<sub>3</sub> ทำหน้าที่กรองแรงดันให้เรียบก่อนนำมาลดระดับแรงดัน. วงจรออสซิลเลเตอร์จะกำเนิดความถี่ 40 kHz เพื่อให้เรโซแนนซ์กับตัวส่ง ซึ่งสามารถปรับความถี่ให้ได้ประมาณ 40 kHz โดยการปรับ VR<sub>1</sub>. วงจรคอมพาราเตอร์จะใช้ IC<sub>7</sub> เบอร์ LM393 ทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณที่ส่งออกมากับสัญญาณที่รับเข้ามาได้ ซึ่ง IC<sub>7/2</sub> จะทำหน้าที่เปรียบเทียบระดับลอจิกของวงจรออสซิลเลเตอร์ระดับสูง 5 โวลต์กับเอาต์พุตของวงจร 9 โวลต์ โดยสัญญาณทางด้านเอาต์พุตที่ขา 7 จะมีความถี่ 40 kHz เพื่อส่งให้กับ IC<sub>1</sub> ต่อไป

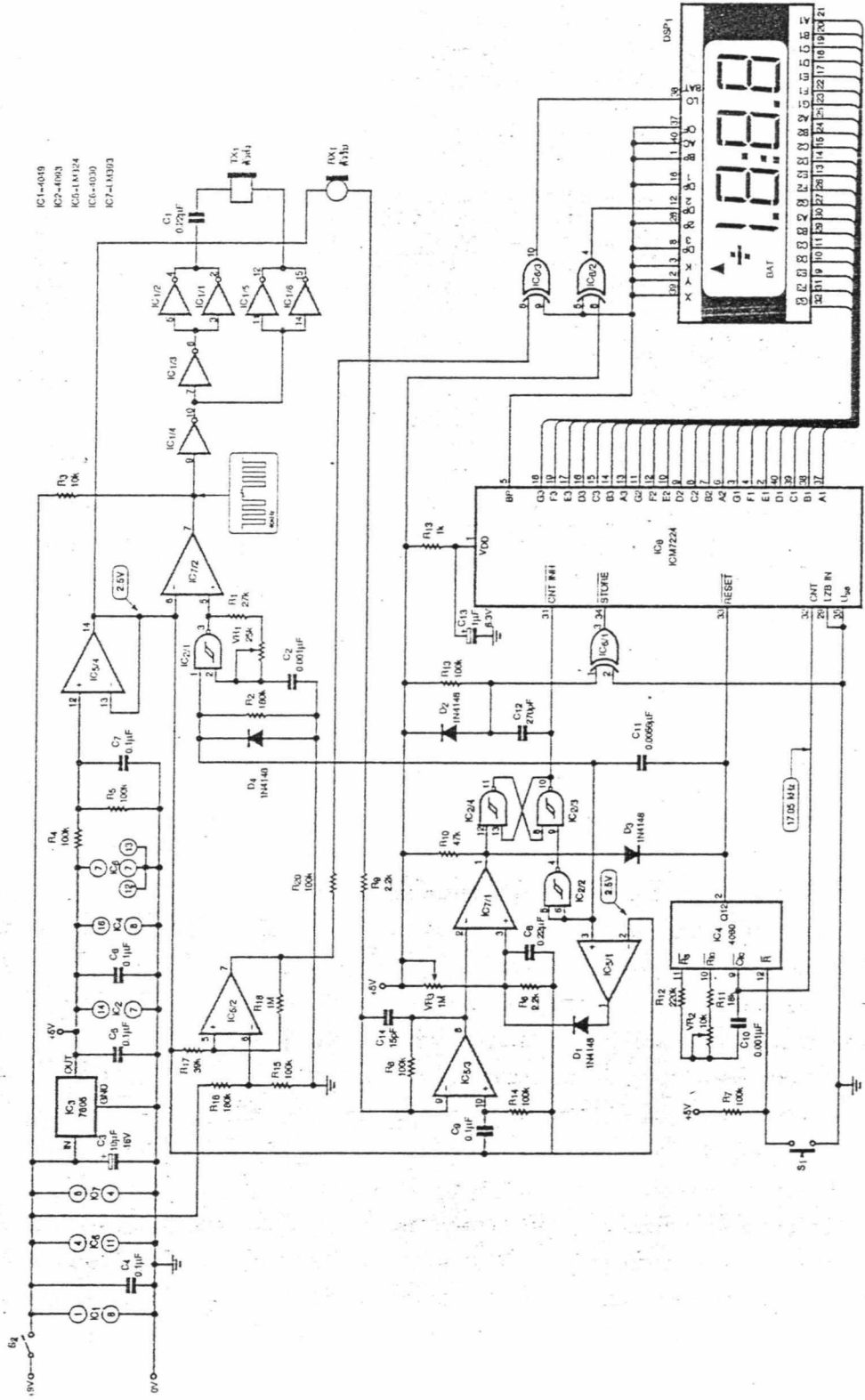
วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาจะถูกสร้างโดย IC<sub>4</sub> คือเมื่อกดสวิตช์ S<sub>1</sub> เอาต์พุตขา 2 ของ IC<sub>4</sub> จะเป็นระดับลอจิกสูง R<sub>2</sub> และ C<sub>11</sub> จะเป็นตัวกำหนดความถี่ให้ได้ประมาณ 40 kHz ขณะเดียวกันเอาต์พุตของ IC<sub>5/1</sub> จะมีระดับลอจิกสูงซึ่งกระแสจะไหลผ่าน D<sub>1</sub> เข้าสู่คอมพาราเตอร์ตัวที่ 2 คือ IC<sub>7/1</sub> เพื่อยกระดับของสัญญาณให้สูงขึ้น และนำไปทริก IC<sub>2/4</sub> ได้ โดยที่แรงดันทางด้านอินพุตของ IC<sub>5/1</sub> ที่ขานอนอินเวอร์ตติ้งจะมีค่าประมาณ 2.5 โวลต์ ขณะเดียวกันวงจรไบสแตเบิลซึ่งประกอบด้วย IC<sub>2/5</sub> และ IC<sub>2/4</sub> นี้จะถูกเซต ดังนั้นขา 31 ของ IC<sub>8</sub> ซึ่งเป็นขา CNT INH (count inhibit) ถูกกำหนดให้มีสัญญาณเป็นดิสเอบิล (disable) เพราะฉะนั้นจะทำให้ขา 32 (CNT) ของ IC<sub>8</sub> รับสัญญาณจากภายนอกเข้ามาได้ ซึ่ง IC<sub>4</sub> จะเป็นตัวกำเนิดความถี่ 17.05 kHz รออยู่แล้ว จึงทำให้ความถี่นั้นผ่านเข้าไปยัง IC<sub>8</sub> ได้ เพื่อเป็นสัญญาณนาฬิกาใช้สำหรับอ้างอิงในการแสดงผล

ส่วนวงจรทางด้านภาครับ ใช้ตัวรับคลื่นอัลตราโซนิกความถี่ 40 kHz เพื่อรับคลื่นจากตัวส่งได้ โดยสัญญาณที่รับได้จะถูกขยายโดย IC<sub>5/3</sub> ให้มีอัตราขยายประมาณ 33 เดซิเบล

ซึ่งคำนวณได้จากสูตร

$$20 \log_{10} \left( \frac{R_8}{R_9} \right)$$

โดยวงจรขยายชุดนี้จะใช้การคัปปลิงแบบไฟสลัป คือ ใช้ตัวเก็บประจุเป็นตัวคัปปลิง (C<sub>9</sub>) ภาคขยายชุดนี้ไม่จำเป็นต้องปรับแรงดันอินพุตออฟเซต เพราะ R<sub>14</sub> ช่วยในการปรับอย่างอัตโนมัติอยู่แล้ว โดยใช้กระแสไบแอสทางด้านอินพุตเป็นตัวช่วย และแรงดันออฟเซตที่ถูกปรับถูกปรับให้มีค่าน้อยๆ เพราะมีความสำคัญมาก เนื่องจากแรงดันนี้ไม่ได้ถูกปรับเลย



- IC1-4019
- IC2-4093
- IC3-7805
- IC4-78L05
- IC5-4060
- IC6-74224
- IC7-7400

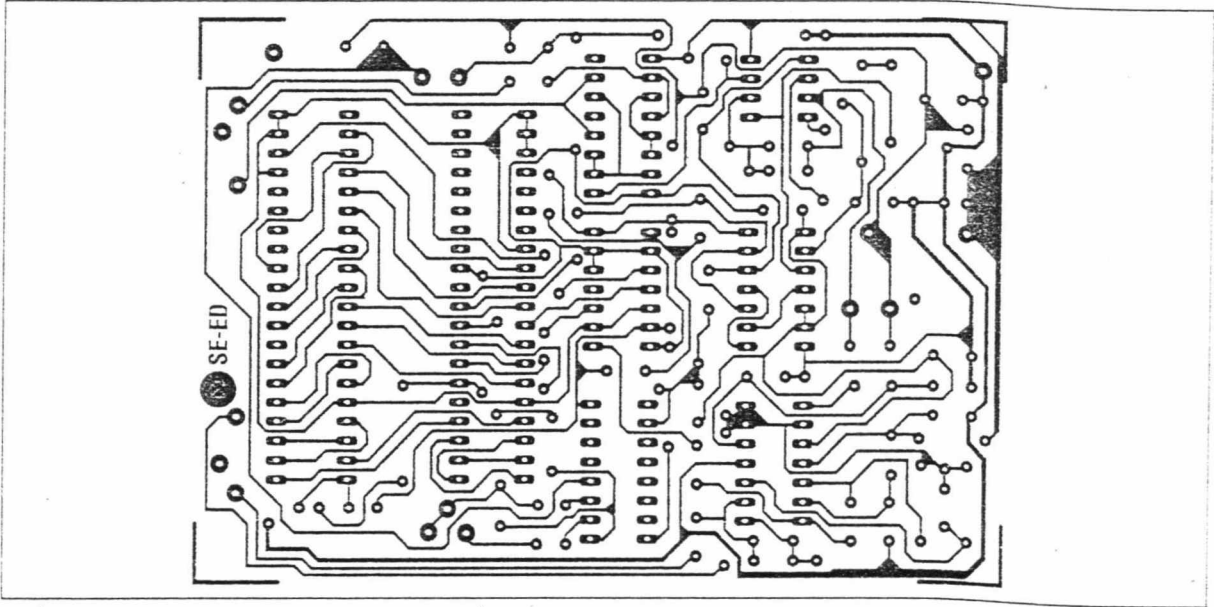
รูปที่ 2 วงจรสมบูรณของอัตรนาไซนิกวัดระยะทาง

IC<sub>5/3</sub> เพียงตัวเดียว แต่มันจะมีผลต่อแรงดันออฟเซตของ IC<sub>7/1</sub> ด้วย และยัง

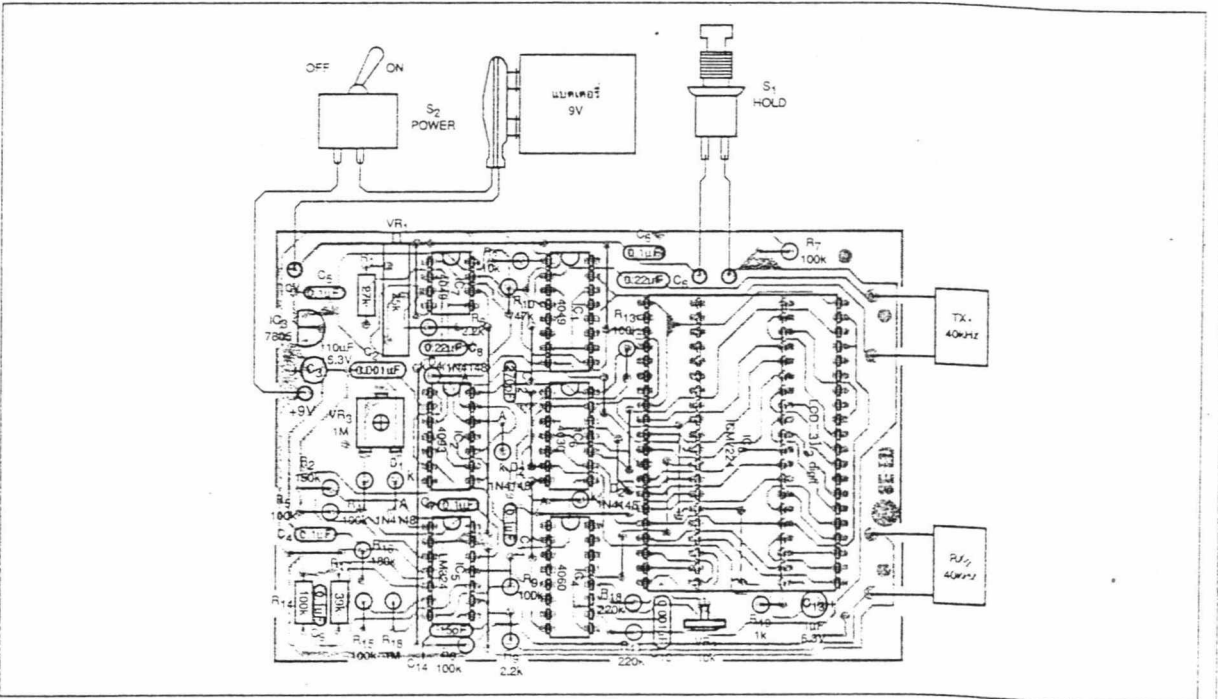
มีผลต่อความไวในการรับอีก สำหรับความไวในการรับจะถูกควบคุมโดยวงจรเวลาที่ (time constant)

ซึ่งประกอบด้วย VR<sub>3</sub>, R<sub>6</sub> และ C<sub>8</sub> ซึ่งค้อยู่กับ IC<sub>7/1</sub> นั่นเอง เราสามารถจะปรับความไวในการรับได้โดยการปรับ VR<sub>3</sub> ให้ได้ความไวสูงสุด ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อของการปรับแต่งต่อไป

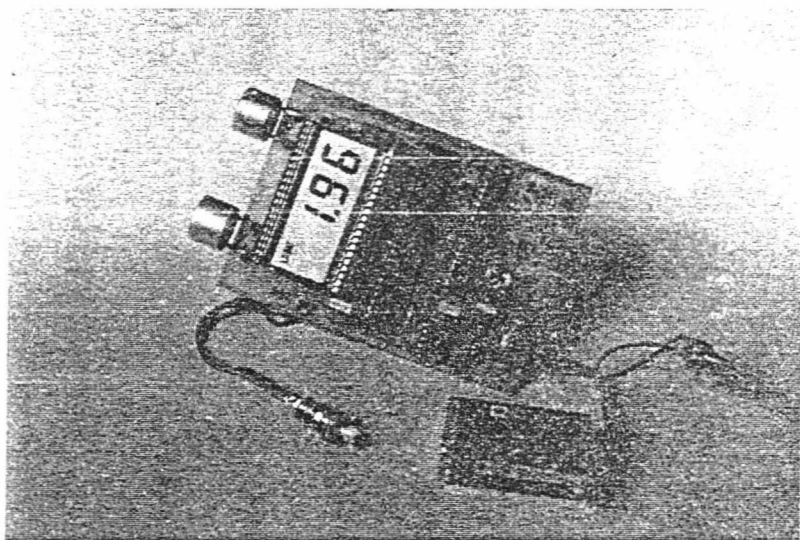
เมื่อตัวรับคลื่นอัลตราโซนิกรับคลื่นเข้ามาแล้วเอาต์พุตของ IC<sub>7/1</sub> จะมีลจิกต่ำซึ่งมีผลทำให้วงจรไบสเตรเบิล (IC<sub>2/3</sub>, IC<sub>2/4</sub>) ถูกรีเซต และสัญญาณนาฬิกาความถี่ 17.05 kHz ไม่สามารถผ่านเข้าไปยัง



รูปที่ 3 แผ่นวงจรพิมพ์ขนาดเท่าแบบของเครื่องวัดระยะทางด้วยอัลตราโซนิค



รูปที่ 4 แสดงตำแหน่งการวางอุปกรณ์บนแผ่นวงจรพิมพ์



รูปที่ 5 แสดงเครื่องต้นแบบวัดระยะทางด้วยอัลตราโซนิก

IC<sub>8</sub> ได้ ขณะเดียวกันพัลส์ลบซึ่งมีช่วงสั้นๆ จะผ่าน R<sub>13</sub>, C<sub>12</sub> และ IC<sub>6/2</sub> เข้าไปยังขา 34 (STORE) ของ IC<sub>8</sub> ทำให้ IC<sub>8</sub> หยุดนับ เอาต์พุตของ IC<sub>8</sub> ก็จะแสดงผลพัลส์มีสถานะค้างไว้ตรงนั้นเพื่อขยับภาคแสดงผล การนับใน IC<sub>8</sub> จะถูกยกเลิกเมื่อเอาต์พุตขา 2 ของ IC<sub>4</sub> เป็นลอจิกต่ำหรือเกิดการรีเซ็ต วงจรก็พร้อมที่จะวัดระยะในครั้งใหม่ต่อไป

และในกรณีที่การวัดทำการวัดใน ระยะที่ไกลเกินไป ขา 2 ของ IC<sub>4</sub> ก็จะเป็นลอจิกต่ำอีก แต่วงจรมันจะถูกยกเลิกการนับ โดยสัญญาณ RESET จะผ่าน D<sub>3</sub> เข้ามายังขา 33 ของ IC<sub>8</sub> ซึ่งผลลัพธ์ที่แสดงออกทางภาคแสดงผลก็จะแสดงตัวเลข 0.00 ซึ่ง IC<sub>8</sub> จะเป็นตัวควบคุมการทำงานของ LCD

ส่วน IC<sub>6/2</sub> จะเป็นตัวกำหนดทศนิยมให้เท่ากับ 2 หลักเท่านั้น IC<sub>6/3</sub> เป็นตัวควบคุมการแสดงผลว่า "LOW BAT" ซึ่งหมายถึงว่าแรงดันที่จ่ายให้กับวงจรไม่พอแล้วให้เปลี่ยนแบตเตอรี่ใหม่ เนื่องจากแรงดันต่ำกว่า 7 โวลต์ ซึ่งแรงดันที่ขาเอาต์พุตของ IC<sub>5/2</sub> จะเปลี่ยนสถานะจากบวกเป็นลบ ส่งต่อไปยัง IC<sub>6/3</sub> ทำให้ส่วนภาค

แสดงผลแสดงคำว่า "LOW BAT" ส่วน R<sub>18</sub> นั้นเป็นตัวกำหนดอุปการเกิดความร้อน (hysteresis loop) เนื่องจากการตกลงของแรงดัน จะมีแรงดันตกคร่อมอยู่ที่ตัวมันประมาณ 200 มิลลิโวลต์

### การสร้างและการปรับแต่ง

เอาละครับ เมื่ออธิบายการทำงาน ของวงจรมานพอสมควรแล้ว ที่นี้มาถึงการสร้างกันบ้างอันดับแรกก็นำแผ่นวงจรพิมพ์ ตามแบบที่กำหนดมาให้ในรูปที่ 3 เสร็จแล้วก็จัดหาอุปกรณ์ต่างๆ ตามรายการ อุปกรณ์ที่ให้มา จากนั้นก็ประกอบอุปกรณ์ลงบนแผ่นวงจรพิมพ์ ก่อนอื่นอย่าลืมสายจัมพ์นะครับ

ระวางซ์ของตัวเก็บประจุด้วยเวลาใส่ลงไป ส่วน LCD นั้น จะใส่ในลักษณะคร่อม IC<sub>8</sub> โดยมีระยะห่างกันพอสมควร โดยใช้ช็อกเก็ต LCD หรือถ้าไม่มีก็ให้ใช้ช็อกเก็ตไอซีแล้วตัดขาให้ได้ 40 ขา จำนวน 2 ชุด เสร็จแล้วต่อให้สูงขึ้นเป็น 2 ชุด คือใส่ซ้อนกันนั่นเอง แล้วจึงค่อยใส่ LCD ก็ได้ ส่วนทรานซิสเตอร์ ตัวรับและส่งนั้นให้ใส่ในลักษณะนอนโดยพยายาม

วางตำแหน่งด้านหลังของมันให้ได้ฉากกับตัวแผ่นวงจรพิมพ์ เพราะจะมีผลต่อการวัดระยะด้วย คือถ้าใส่ไม่ได้ฉากกันแล้ว ระยะที่วัดได้จะไม่ตรงกับความเป็นจริง

สำหรับคนที่ต้องการความแม่นยำในการวัดสูง ในการปรับแต่งเครื่องควรใช้เครื่องมือดังต่อไปนี้คือ ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ ออสซิลโลสโคป หรือเครื่องนับความถี่ แต่ถ้าไม่มีก็ใช้มัลติมิเตอร์ธรรมดา ก็ได้ สำหรับคนที่ไม่มีเครื่องมือครบก็เริ่มจากจ่ายไฟให้กับวงจร โดยใช้แบตเตอรี่ 9 โวลต์ กดสวิตช์ S<sub>2</sub> ก่อนอื่นจะต้องตรวจสอบก่อนว่าความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์มีค่า 40 kHz หรือไม่ เพื่อให้เรโซแนนซ์กับตัวส่งจะได้ส่งคลื่นออกไปได้ เริ่มโดยการลัดวงจรขา 1 กับขา 14 ของ IC<sub>2</sub> ไว้ก่อน เพื่อไม่ให้สัญญาณที่ขา 2 ของ IC<sub>4</sub> เข้าไปรวมด้วย เพราะจะทำให้ดูรูปคลื่นหรือวัดความถี่ไม่รู้เรื่อง เสร็จแล้ววัดความถี่ที่ขา 3 ของ IC<sub>2</sub> โดยการปรับ VR<sub>1</sub> เพื่อให้ได้ความถี่ 40 kHz ให้ได้

สำหรับคนที่ไม่มีเครื่องมือ ก็ใช้ไมเตอร์วัดกระแสที่แบตเตอรี่ขณะปรับ VR<sub>1</sub> ให้ได้กระแสประมาณ 16 มิลลิแอมป์ เป็นอันใช้ได้ สำหรับ IC<sub>2</sub> เบอร์ 4093 ถ้าคุณใช้ยี่ห้อ SGS หรือ RCA ตัวเก็บประจุ C<sub>2</sub> ควรใช้ค่า 0.001  $\mu$ F และถ้าเป็นยี่ห้อ National ซึ่งมีอุปความร้อนสูงก็ใช้ค่า 470 pF ส่วนถ้าเป็น Motorola ซึ่งมีอุปความร้อนค่อนข้างน้อยก็ให้ใช้ค่า 0.0022  $\mu$ F

จากนั้นให้ปลดสายที่ลัดวงจรไว้ออกแล้วกดสวิตช์ S<sub>1</sub> ปรับ VR<sub>2</sub> จนขา 9 ของ IC<sub>4</sub> มีความถี่ประมาณ 17.05 kHz สำหรับคนที่ไม่มีเครื่องมือให้ปรับไว้ในตำแหน่งกึ่งกลางก่อน ซึ่งความจริงแล้ว VR<sub>2</sub> มีไว้สำหรับตั้งตัวเลขบนจอ LCD ให้ตรงกับระยะที่วัดนั่นเอง จากนั้นทดสอบโดยการวัดรูปคลื่นตามขาต่างๆ โดยใช้ออสซิล-

## รายการอุปกรณ์

ตัวต้านทาน 1/4 วัตต์ ±5%

R <sub>1</sub> -27 kΩ	1 ตัว
R <sub>2</sub> , R <sub>16</sub> -180 kΩ	2 ตัว
R <sub>3</sub> -10 kΩ	1 ตัว
R <sub>4</sub> -R <sub>8</sub> , R <sub>13</sub> -R <sub>15</sub> , R <sub>20</sub> -100 kΩ	9 ตัว
R <sub>6</sub> , R <sub>9</sub> -2.2 kΩ	1 ตัว
R <sub>10</sub> -47 kΩ	1 ตัว
R <sub>11</sub> -18 kΩ	1 ตัว
R <sub>12</sub> -220 kΩ	1 ตัว
R <sub>17</sub> -39 kΩ	1 ตัว
R <sub>18</sub> -1. MΩ	1 ตัว
R <sub>19</sub> -1 kΩ	1 ตัว
VR <sub>1</sub> -25 kΩ ชนิดมัลติเทิร์น	1 ตัว
VR <sub>2</sub> -10 kΩ ชนิดเกือกม้าตัวตั้ง	1 ตัว
VR <sub>3</sub> -1 MΩ ชนิดเกือกม้าตัวตั้ง	1 ตัว

## ตัวเก็บประจุ

C <sub>1</sub> , C <sub>8</sub> -0.22 μF 63V	2 ตัว
โพลีโพรไพลีน	

C <sub>2</sub> -0.001 μF (ดูจากเนื้อเรื่อง)	1 ตัว
C <sub>3</sub> -10 μF 16V แทนทาลัม	1 ตัว
C <sub>4</sub> -C <sub>7</sub> , C <sub>9</sub> -0.1 μF 63V	5 ตัว
โพลีโพรไพลีน	
C <sub>10</sub> -0.001 μF 63V	1 ตัว
โพลีโพรไพลีน	
C <sub>11</sub> -0.0056 μF 63V	1 ตัว
โพลีโพรไพลีน	
C <sub>12</sub> -270 pF 50V ไมลาร์	1 ตัว
C <sub>13</sub> -1 μF 10V แทนทาลัม	1 ตัว
C <sub>14</sub> -15 pF 50V เซรามิก	1 ตัว

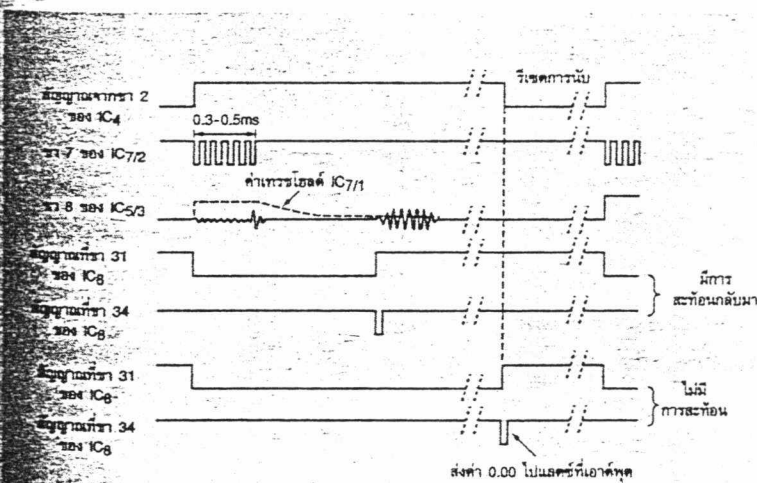
## อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

D <sub>1</sub> -D <sub>4</sub> -1N4148	4 ตัว
IC <sub>1</sub> -4049	1 ตัว
IC <sub>2</sub> -4093 (ดูจากเนื้อเรื่อง)	1 ตัว
IC <sub>3</sub> -78L05	1 ตัว
IC <sub>4</sub> -4060	1 ตัว
IC <sub>5</sub> -LM324	1 ตัว
IC <sub>6</sub> -4030	1 ตัว
IC <sub>7</sub> -LM393	1 ตัว
IC <sub>8</sub> -ICM7224	1 ตัว

## อื่น ๆ

TX <sub>1</sub> -อัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์	
ตัวส่ง 40 kHz	1 ตัว
RX <sub>1</sub> -อัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์	
ตัวรับ 40 kHz	1 ตัว
DSP <sub>1</sub> -LCD 3 1/2 หลักมี LOW BAT	
ไมค์	1 ตัว
S <sub>1</sub> -สวิตช์กดติดกดดับ	1 ตัว
S <sub>2</sub> -สวิตช์โยก 2 ทาง 3 ขา	1 ตัว
ซี็อกเก็ตไอซี, แผ่นวงจรพิมพ์, แบตเตอรี่	
9 โวลต์ เป็นต้น	

หมายเหตุ IC<sub>8</sub> เบอร์ ICM7224 มีจำหน่ายที่  
วงษ์เทคอิเล็กทรอนิกส์ โทร. 5122751



รูปที่ 6 แสดงสัญญาณต่าง ๆ ตามขา IC ที่จะใช้ในการปรับแต่ง

โลสโคป ตามรูปคลื่นในรูปที่ 6 พยายามปรับให้ได้โดยใช้ VR<sub>1</sub> กับ VR<sub>2</sub> ปรับเสร็จแล้วทดสอบการวัดโดยการวางเครื่องให้ห่างจากผนังประมาณ 1 เมตร แล้วกด S<sub>1</sub> ปรับ VR<sub>2</sub> จนกระทั่งจอแสดงผลแสดงค่า 1.00 ถ้าปรับไม่ได้หรือปรับไปแล้วไว้มาก ให้ปรับ VR<sub>3</sub> ช่วยอีกทีหนึ่ง ซึ่ง VR<sub>3</sub> นี้จะเป็นตัวปรับความไวในการรับเอาไว้อ่านสำหรับแต่งให้วัดในระยะไกล ๆ ขึ้นไปอีก

จากนั้นทดลองในตำแหน่งต่างๆ หลายๆ ครั้ง โดยเทียบกับระยะมาตรฐานของตลับเมตรก็ได้ ถ้ามีปัญหาเรื่องระยะที่ใช้วัดวัดได้ไม่ไกล ให้คุณเปลี่ยนค่า R<sub>8</sub>

และ  $R_9$  ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดอัตราการขยายของภาครับให้สูงขึ้น โดยใช้สูตร

$$\text{อัตราการขยาย} = 20 \log_{10} \left( \frac{R_8}{R_9} \right)$$

แล้วปรับแต่งใหม่อีกครั้งเป็นอันจบ

## การใช้งานและผลการทดสอบ

การใช้งานการวัดนั้นต้องให้ตัวเครื่องตั้งฉากกับพื้น และขนานกับวัตถุที่จะวัดให้มากที่สุด โดยมีที่จับเครื่องขณะวัดนั้นจะต้องไม่สั่น เพราะใช้หลักการของการสะท้อนของคลื่น และวัตถุที่จะสะท้อนคลื่นได้ดีจะต้องเป็นวัตถุที่มีผิวค่อนข้างเป็นผิวมันหรือเรียบ เช่น ผนัง กระดาษ หรือผิวของตู้โลหะ เป็นต้น ซึ่งจะทำให้การวัดค่าได้อย่างถูกต้อง เพราะคลื่นสามารถสะท้อนจากวัตถุที่วัดเข้ามายังตัวรับได้ดีกว่าวัตถุที่มีผิวหยาบ หรือวัตถุที่มีผิวค่อนข้างอ่อน เช่น ฟองน้ำ เพราะมันจะดูดซับคลื่นทำให้สะท้อนกลับ ออกมาไม่ได้ หรือใช้เวลาในการสะท้อนออกมาช้ากว่าปกติตามความจริง ทำให้ค่าที่วัดออกมาผิดพลาดมาก

ส่วนปัญหาในการวัดอีกอย่างหนึ่งก็คือ ความหนาแน่นของบรรยากาศขณะนั้น ซึ่งทำให้คลื่นผ่านไปด้วยเวลาที่ไมเท่ากัน ความเร็วของเสียงตามอากาศที่อยู่ในสภาพปกติจะมีความเร็วประมาณ 341 เมตรต่อวินาที ที่ทำการคำนวณของความเร็วของเสียงในอากาศจะแสดงดังต่อไปนี้ จากสูตรความเร็วของเสียง

$$v = \sqrt{\frac{\Gamma p}{\rho}}$$

โดยที่  $v$  = ความเร็วของเสียง

$\Gamma$  = ค่าโมดูลัส (modulus) ของก๊าซ (สำหรับอากาศคือ 1.4)

$\rho$  = ความดันของก๊าซมีหน่วยเป็น

ปาสคาล (ความดันของอากาศที่ระดับน้ำทะเลคือ  $1.01325 \times 10^6$  ปาสคาล

$\rho$  = ความหนาแน่นของก๊าซหน่วยเป็น  $\text{kgm}^{-3}$  (ความหนาแน่นของอากาศ คือ  $1.29 \text{ kgm}^{-3}$ )

ดังนั้นถ้าโมลของอากาศมีมวลเป็น  $M$  และปริมาตรเป็น  $V$

$$\text{ความหนาแน่น } (\rho) = M/V$$

เราจะได้

$$v = \sqrt{\frac{\Gamma p}{\rho}}$$

$$v = \sqrt{\frac{\Gamma p V}{M}}$$

แต่จาก  $pV = RT$  โดยที่  $R$  คือค่าคงที่ของแก๊ส และ  $T$  คืออุณหภูมิสัมบูรณ์ของอากาศ ดังนั้น

$$v = \sqrt{\frac{\Gamma RT}{M}}$$

สำหรับค่า  $\Gamma$ ,  $M$  และ  $R$  เป็นค่าคงที่ของก๊าซ มันจะเปลี่ยนแปลงตามความเร็วของเสียงในก๊าซ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับความดันและอุณหภูมิ

เพราะฉะนั้นจากความเร็วของเสียงในอากาศที่  $0^\circ\text{C}$  คือ  $331 \text{ ms}^{-1}$  ถ้าอุณหภูมิเปลี่ยนเป็น  $20^\circ\text{C}$  หรือ  $293\text{K}$  ความเร็วเสียงจะมีค่า

$$\frac{v}{331} = \sqrt{\frac{293}{273}}$$

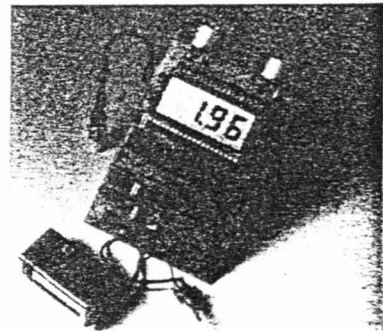
$$v = 331 \sqrt{1.07326} = 342.91 \text{ ms}^{-1}$$

จากสูตรคำนวณข้างต้น จะพบว่า ถ้าความหนาแน่นของอากาศเพิ่มขึ้น ความเร็วของเสียงก็จะลดลง

ส่วนค่า  $Q$ -factor ของตัวส่งนั้นก็ เป็นปัญหาเหมือนกัน เพราะอาจทำให้เกิดการไม่สิ้นสุดของเวลา หมายถึงตัวรับนั้นรับคลื่นที่สะท้อนออกมาจากตัวส่งไม่ได้

หรือรับได้แต่ทำให้ผิดพลาดไปมาก หลังจากการทดสอบแล้วปรากฏว่าเครื่องนี้จะใช้ได้ดีในช่วง 30 ซม. ถึง 3 เมตร สำหรับระยะที่ไกลกว่า 3 เมตรขึ้นไปถึง 6 เมตร จะต้องตั้งเครื่องให้ขนานกับวัตถุที่จะวัดให้มากที่สุด และมีที่จับเครื่องนี้ขณะวัดต้องนิ่ง ภายหลังจากการเปลี่ยนอัตราการขยายของภาครับให้สูงขึ้นถึง 53 เดซิเบล โดยเปลี่ยนค่า  $R_8$  เป็น  $470 \text{ k}\Omega$  และ  $R_9$  เป็น  $1\text{k}\Omega$  ปรากฏว่าสามารถวัดได้ไกลถึง 8 เมตรกว่าๆ แต่จะต้องจับเครื่องวัดนี้ให้อยู่นิ่งแล้วค่อยๆ เลื่อนเครื่องนี้ขึ้น, ลง, ซ้าย, ขวา ให้ตัวเลขเพิ่มขึ้นจนกว่าตัวเลขบนจอ LCD จะหยุดนิ่งอยู่ที่ค่าใดค่าหนึ่ง ซึ่งค่านั้นก็คือค่าระยะจริงนั่นเอง

และนี่คือเครื่องมือไฮเทคสำหรับช่างยุคใหม่ ที่เพื่อการรชกเข้าชกออกของคลับเมตร เปลี่ยนมาเป็นแบบกดลูกเดียวดีกว่ากันเยอะครับผม!



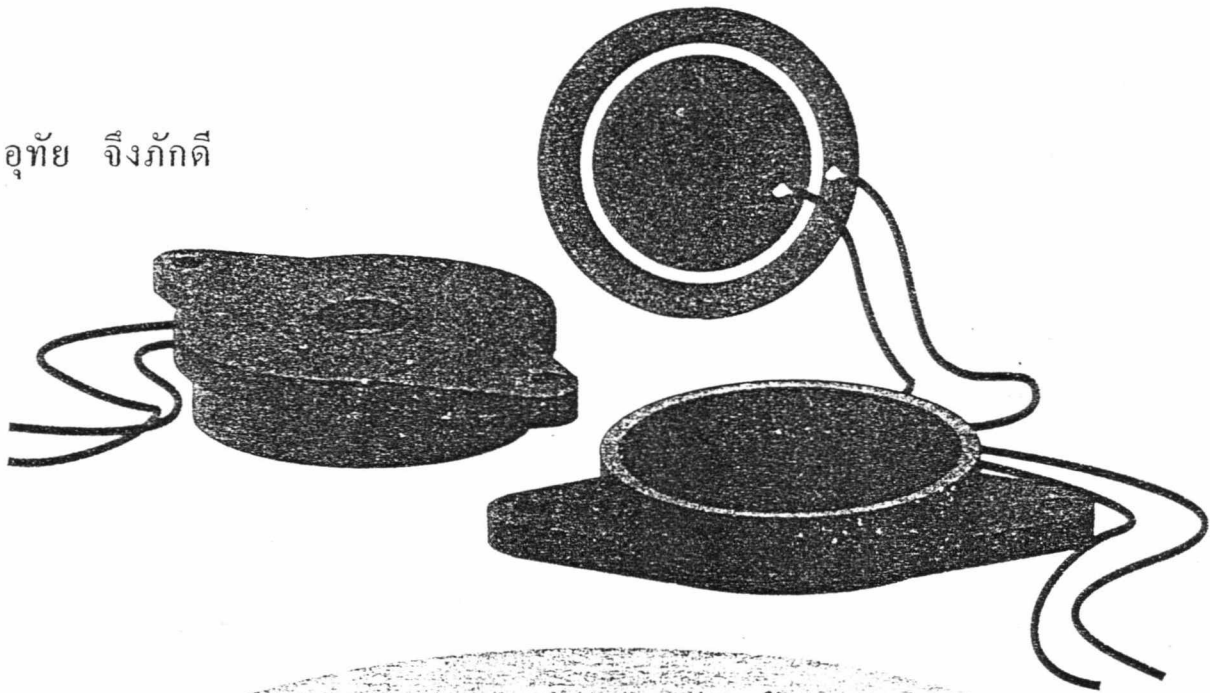
มิกเซ  
กับขน  
เมื่อต้

มา  
บนกำลังรอด  
ทางด้าน  
กรสร้างมิก  
ของยกมา  
ด้วย ซึ่ง  
ที่ประก  
ปัจจุบัน  
ได้ง่ายขึ้น  
พรพและใน  
สามารถทำ  
กอบวงจร  
ณสัญญาณ  
ใช้ตัว

# อุปกรณ์กำเนิดเสียง

## เปียโซอิเล็กทริก

อุทัย จิงภักดี



เรียนรู้หลักการทำงานพื้นฐาน  
ของเปียโซอิเล็กทริกทรานสดิวเซอร์  
และแนวทางการนำไปใช้ในวงจรมีอิเล็คทรอนิกส์ต่าง ๆ

**อ**ุปกรณ์ที่ให้กำเนิดเสียงด้วยหลัก  
การทำงานของเปียโซอิเล็กทริกถูก  
นำมาใช้งานมากมายในเครื่องที่มีการกำเนิด

เสียงต่าง ๆ เช่น ใช้ในอุปกรณ์จำพวกบัส-  
เซอร์หรือบีเพอร์ กริ่งสัญญาณในโทรศัพท์  
เครื่องตรวจจับความสั่นสะเทือน เครื่อง  
ตรวจจับควัน คีย์บอร์ดของคอมพิวเตอร์ใน

ของเล่นและเครื่องเล่นเกมต่าง ๆ กล้องถ่าย  
รูป เครื่องเตือนภัย และอื่น ๆ อีกมากมาย  
ซึ่งจัดเป็นอุปกรณ์กำเนิดเสียงที่มีความเชื่อ  
ถือได้และมีความทนทานสูง

ตัว  
ถึง  
โท  
ตัว  
จำ  
กัน  
งาน  
พื้น  
จำ  
ห  
พื้น  
แผ่น  
ติด  
มี  
โด  
แบ  
โด  
กว่า  
โลหะ  
ทำ  
ด้วย  
คร  
ให้  
แรง  
จะ  
ความ  
แม  
ได้  
ด  
มี  
ลักษณะ

อุปกรณ์จำพวกเปียโซนี้มีลักษณะ ภายนอกคล้าย ๆ กัน คือจะอยู่ในตัว ปทงกระบอกนำไปใช้งานเพื่อกำเนิด เสียงต่าง ๆ และถึงแม้ว่าดูจากภายนอก เหมือน ๆ กัน แต่ความจริงอุปกรณ์ พวกนี้ภายในถูกออกแบบมาแตกต่างกัน ซึ่งจะขึ้นอยู่กับจำนวนของขั้วต่อ ใช้ ใน บทความจะพามารู้จักคุณสมบัติ ฐานและตัวอย่างการนำเอาอุปกรณ์ พวกนี้ไปใช้งานในหลากหลายรูปแบบ

หลักการทํางาน

อุปกรณ์จำพวกนี้จะมีส่วนประกอบ านเดียวกัน คือประกอบไปด้วยส่วน แชรามิกวัสตเปียโซอิเล็กทริกซึ่งถูกยึด อยู่นบนไดอะแฟรมที่เป็นโลหะ วัสดุเซรามิ ก์ใช้ขึ้นอยู่กับผู้ผลิตว่าจะเลือกแบบ วัสดุเซรามิกที่นิยมใช้กันมี 2 ชนิดคือ วมไทเทเนตและไทเทเนตเซอร์โคเนียม

เปียโซในรูปแบบธรรมดาทั่วไปตัว แพร่มจะเป็นโลหะที่มีความหนาแน่น 0.5 มิลลิเมตรทำด้วยทองเหลืองหรือ ะที่ไม้เป็นสนิม เนื่องจากไดอะแฟรม ะโลหะบางจึงทำให้เกิดการสั่นได้ง่าย ารป้อนพลังงานให้เพียงเล็กน้อย

เมื่อทำการป้อนแรงดันไฟสลับ ะที่ขั้วของวัสดุเปียโซอิเล็กทริก จะทำ วมันขยายและหดตัวตามจังหวะของ ันที่ป้อนให้ ดังนั้น ไดอะแฟรมโลหะ ึ่งออกไปพร้อมกับแผ่นเซรามิกด้วย ซึ่ง ึ่งรีโซแนนซ์ทางกลของอุปกรณ์นี้ต้อง ึ่งกับความถี่ของแรงดันที่ป้อน เพื่อให้ ะสิทธิภาพการทำงานสูงสุด

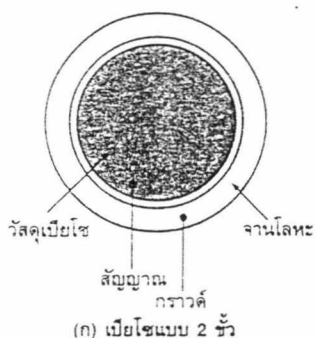
ขณะ โครงสร้าง

อุปกรณ์เปียโซอิเล็กทริกต่าง ๆ ที่ ันอยู่ในขณะนี้ แบ่งออกได้เป็น 2 ณะที่แตกต่างกัน คือ แบบสองขั้วต่อ

กับสามขั้วต่อใช้งาน ในรูปที่ 1 แสดงให้ ้เห็นโครงสร้างทางกายภาพภายนอกที่แตก ่างกัน

สำหรับเปียโซแบบสองขั้วดังแสดง ในรูปที่ 1 (ก) สัญญาณไฟสลับจะถูกป้อน ้เข้าระหว่างไดอะแฟรมโลหะทำหน้าที่เป็น ั้วที่หนึ่ง กับส่วนของเปียโซอิเล็กทริกผ่าน ังทางโลหะตัวนำทางด้านบนเป็นขั้วที่สอง

เปียโซแบบสามขั้ว แสดงในรูปที่ 1 (ข) ส่วนของเปียโซอิเล็กทริกภายใน ้จะมีขั้วอีกขั้วหนึ่ง ซึ่งแยกจากกันต่างหาก ัญญาณที่มีเฟสเลื่อนไปจะถูกต่อระหว่าง ั้วที่แยกอยู่นี้กับขั้วที่เป็นแผ่นโลหะ เมื่อ ัญญาณไฟสลับถูกป้อนระหว่างขั้วหลัก ั้งสอง สัญญาณที่มีเฟสเลื่อนไปถูกป้อน

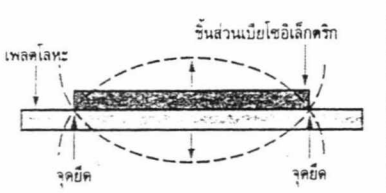


รูปที่ 1 แสดงโครงสร้างของอุปกรณ์ เปียโซอิเล็กทริกระหว่างชนิด 2 ขั้วและ 3 ขั้ว

กลับไปยังวงจรรอผลซิลเลเตอร์หรือวงจรร ับ เพื่อให้เปียโซเกิดการเรโซแนนซ์ ตาม ามวลที่ที่ออกแบบไว้

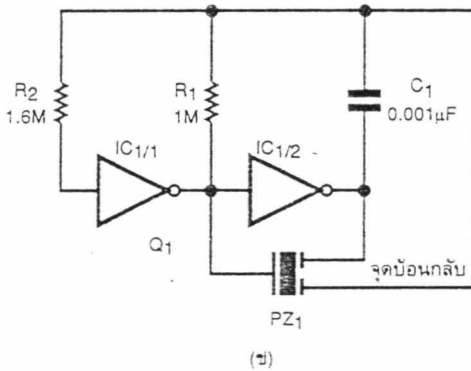
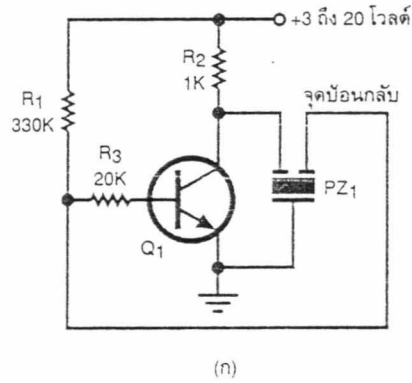
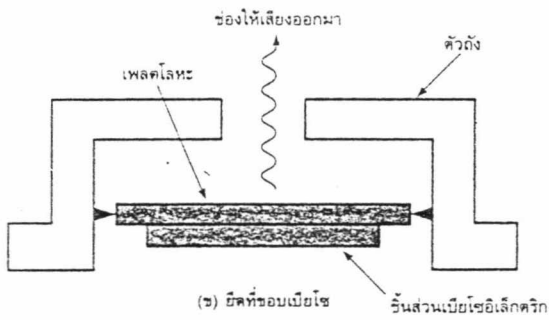
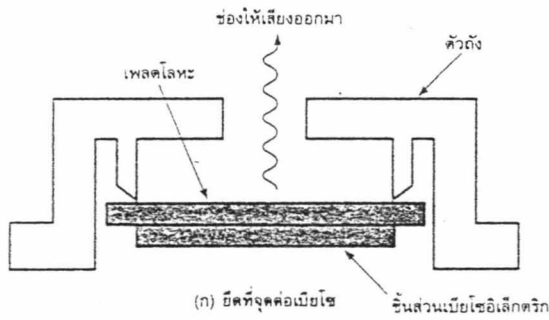
เมื่ออุปกรณ์เปียโซอิเล็กทริกเกิด เรโซแนนซ์ จุดยึดหรือจุดที่อยู่นิ่ง (node) ด้แสดงด้วยภาพตัดขวางในรูปที่ 2 โดยเส้น ั้งจะแทนแนวการสั่นของแผ่นเปียโซ จุด ึดหรือตำแหน่งการยึดแผ่นเปียโซมีความ ัญคัญต่อการกำเนิดเสียงการติดยึดอุปกรณ์ เปียโซอิเล็กทริกที่ตำแหน่งยึดใด ๆ จะต้อง ำเนินถึงการรบกวนต่อการสั่นไหวทางกล ึ่งผลที่ได้ คือ เสียงทางเอาต์พุตจะม ีความดังสูงสุด และได้การออสซิลเลตที่มี ะสิทธิภาพ อย่างไรก็ตาม ระดับความดัง ึ่งเสียงจะตกลงอย่างรวดเร็ว เมื่อความถี่ ้เลื่อนห่างออกไปจากความถี่เรโซแนนซ์ ังนั้น การติดยึดเปียโซจึงมีความสำคัญ ามากในอุปกรณ์พวกสามขั้วที่ใช้การออส- ซิลเลตโดยป้อนสัญญาณกลับ

สำหรับตำแหน่งการติดอุปกรณ์ เปียโซอิเล็กทริกที่ขอบของแผ่น จะทำให้ ้ได้คุณสมบัติการตอบสนองความถี่ได้กว้าง ึ่งในรูปที่ 3 (ข) แสดงให้เห็นวิธีการติด เปียโซนี้ ซึ่งมักใช้ในกรณีที่ไม่การป้อน กลับของสัญญาณ ตัวอย่างเช่น การใช้ ุปกรณ์เปียโซชนิดสองขั้วรับสัญญาณจาก ังจรรยาภายนอก



รูปที่ 2 แสดงการเกิดเสียงในอุปกรณ์ เปียโซอิเล็กทริก

# เปียโซอิเล็กทริก



รูปที่ 3 แสดงวิธีการติดยึดชิ้นส่วนเปียโซอิเล็กทริกกับตัวถัง

รูปที่ 4 ตัวอย่างการขับอุปกรณ์เปียโซอิเล็กทริกแบบ 3 ขั้ว

(ก) วงจรขับ โดยใช้ทรานซิสเตอร์

(ข) การขับโดยสัญญาณจากวงจรลอจิก

## การขับเปียโซอิเล็กทริก

วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้อุปกรณ์เปียโซอิเล็กทริกแบบที่มีวงจรถูกขับในตัวเอง (self drive) แสดงในรูปที่ 4 (ก) โดยที่อุปกรณ์นี้ทำหน้าที่แทนตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุในวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ตลีย์ ค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้แสดงดังในรูป แต่คุณภาพของวงจรถูกขับจะขึ้นกับความถี่เชิงตรงของอุปกรณ์เปียโซอิเล็กทริก และทรานซิสเตอร์ที่ใช้ ย่านแรงดันขณะใช้งานสามารถเลือกได้ในช่วง 3 ถึง 20 โวลต์ และความถี่เรโซแนนซ์มีค่าตั้งแต่ 2 ถึง 6 กิโลเฮิร์ตซ์

ส่วนในรูปที่ 4 (ข) เป็นวงจรถูกขับไอซีซึ่งภายในบรรจุ CMOS ซึ่งทำหน้าที่เป็นอินเวอร์เตอร์ 2 ตัว วงจรนี้กำเนิดเสียงโดยอาศัยการป้อนกลับของขั้วสัญญาณป้อนกลับผ่านทาง  $R_1$  ในรูปที่ของบ่อนกลับทางบวก ด้วยค่าอุปกรณ์ที่แสดงในรูปจะมีค่าความถี่ออสซิลเลชันมากกว่า 3 กิโลเฮิร์ตซ์ ค่าความถี่มีค่า 90 dB ที่ระยะ 30 เซนติเมตร ในรูปที่ 5 แสดงการเปลี่ยนแปลงของความถี่ที่เอาต์พุตเทียบกับ  $R_1$  และมีผลทำให้ระดับความถี่ของเสียงเปลี่ยนไปด้วย

โดยปกติวงจรถูกขับภายนอกจะนำมาใช้กับอุปกรณ์ประเภทสองขั้ว ใช้แอมป์เกดสองตัวเพื่อสร้างเป็นตัวขับความถี่ (ดูในรูปที่ 6) การจัดรูปแบบวงจรถูกขับที่ค่อนข้างเป็นมาตรฐาน เอาต์พุตถูกขับออกที่ขาคอลเล็กเตอร์ และใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาดเล็กมาเป็นโหลดของทรานซิสเตอร์เพื่อกำหนดแรงดันสูงสุด อุปกรณ์เปียโซอิเล็กทริกสามารถถูกขับด้วย สัญญาณรูปคลื่นไซน์ หรือดีเลย์ม ชันอยู่กับการประยุกต์ใช้งานจริงที่ใช้คลื่นไซน์ขับ จะทำให้อุปกรณ์ทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของมัน

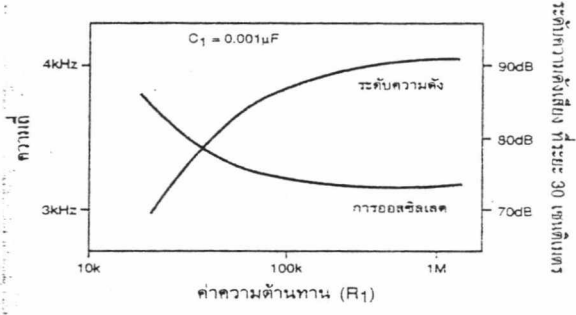
ความถี่  
4kHz  
3kHz  
10

รูปที่ 5 การระดับความ

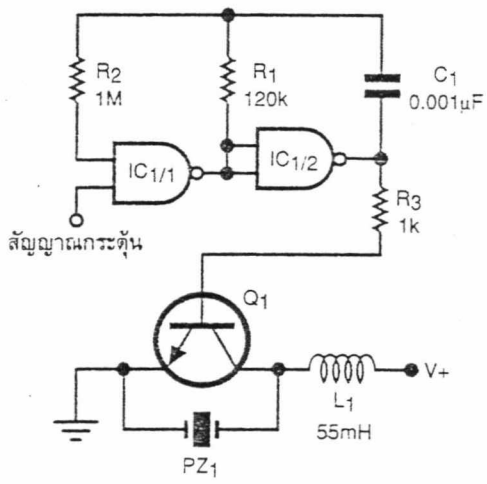
ระดับความถี่ (เดซิเบล)  
100  
90  
80  
70

รูปที่ 7 กรณีก

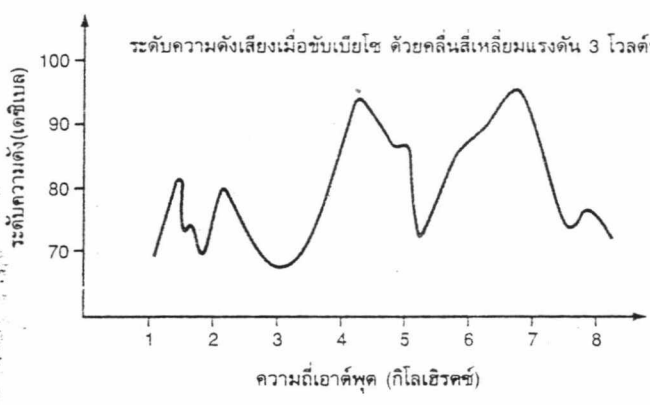
ความถี่ที่เอาต์พุตเป็นค่าด้วย สำหรับความถี่คว



รูปที่ 5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ทางเอาต์พุตและระดับความดังเสียงของเปียโซที่ค่า R<sub>1</sub> ต่างกัน



รูปที่ 6 แสดงการใช้อุปกรณ์เปียโซอิเล็กทริกแบบ 2 ขั้วที่ขับด้วยแอมป์เกต คอยล์ที่ต่อจะช่วยให้ขดเหนี่ยวนำการลดทอนความดังเสียงเนื่องจากการยึดกับตัวถัง



รูปที่ 7 กราฟแสดงระดับความดังเสียงที่แปรตามความถี่เอาต์พุต ซึ่งมีผลอย่างมาก แม้ความถี่ทางเอาต์พุตจะเปลี่ยนไปเพียงเล็กน้อย

อุปกรณ์ที่ใช้คลื่นสี่เหลี่ยมขับ เสียงที่  
ได้ทางเอาต์พุตจะสูงกว่าแต่จะมีฮาร์มอนิก  
ไปมากด้วย

สำหรับการที่จะให้เอาต์พุตมีค่าสูง  
ความถี่ควรอยู่ระหว่าง 500 เฮิรตซ์ถึง

4 กิโลเฮิรตซ์ ในรูปที่ 7 ระดับความดังเสียง  
ทางเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงไปเมื่อความถี่ที่  
ขับเปลี่ยนค่าไปเพียงเล็กน้อย ดังนั้นการ  
ปรับที่ถี่ที่สุดจำเป็นต้องได้จุดที่เอาต์พุตมี  
ค่าสูงสุด

หากไบแอสด้วยไฟตรงต่อเนื่องจะ  
เป็นเหตุให้เปียโซเกิดดีโพล่าไรเซชัน และ  
อาจทำให้เกิดความเสียหายอย่างถาวรได้  
ดังนั้น การใช้งานจึงจำเป็นต้องมีคาปา  
ซิเตอร์ป้องกันไม่ให้กระแสตรงเข้าสู่ตัว  
เปียโซอิเล็กทริกโดยตรง และถ้าแรงดันที่  
บิอสูงกว่าที่ผู้ผลิตกำหนดก็ทำให้มันพัง  
ได้เช่นกัน

เปียโซอิเล็กทริกนับเป็นอุปกรณ์  
กำเนิดเสียงที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย  
ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์และเครื่องอำนวยความสะดวก  
ในชีวิตประจำวันยุคไฮเทค  
หลากหลายชนิด ถึงตรงนี้ก็คงพอทำความเข้าใจ  
กับพื้นฐานการทำงาน และแนวทางในการ  
ที่จะนำมาใช้ประโยชน์ได้ตามสมควร

topics with which he may be unfamiliar. The burden on the student will be considerably lightened, however, if he has completed courses in both general electronics and semiconductor electronics before starting his study of operational amplifiers.

Acknowledgment is made to those who have preceded the author by their development of other books on op-amp technology, and to the faculty of San Jose City College, who have made many helpful suggestions and criticisms. This book can properly be described as a team effort, although the individual members would choose to minimize the measure of their own contributions. It is appropriate that this textbook be dedicated as a teaching tool to the instructors and students of our junior colleges and technical schools.

EDWARD BANNON

# 1 · Basic Operational Amplifiers

## 1.1 GENERAL CONSIDERATIONS

Operational amplifiers (op amps) received their name from designers of first-generation analog computers. An operational amplifier was a somewhat specialized amplifier section or block in these early computer systems. Computers can be classified into two basic categories: analog and digital. An analog computer operates on directly measurable quantities, such as voltages, which represent numbers. Analog voltages are continuously variable. A digital computer also operates with directly measurable quantities, such as voltages, which represent numbers. However, digital voltages are constant in value and are merely switched on or off—digital voltages are not variable. Op amps are used primarily in analog computers. In addition to the analog and digital types of computers, a subclassification is termed the hybrid type of computer. A hybrid computer employs both continuously variable analog voltages and switched digital voltages. Operational amplifiers are used in hybrid computers. Op amps are also utilized in other kinds of electronic equipment.

During the course of op-amp development, tubes, transistors, and integrated circuits have been employed. Both hybrid and monolithic integrated circuits have found application. A hybrid integrated circuit is an arrangement that consists of one or more IC's combined with one or more discrete component parts. A hybrid IC may also consist of a combination of more than one type of integrated circuit joined into one integrated component. Again, a monolithic IC consists of elements which are formed upon or within a semiconductor substrate with at least one of the elements formed within the substrate. In other words, an integrated circuit is a combination of interconnected circuit elements inseparably associated on or within a continuous substrate.

Today, the monolithic integrated circuit has become the most

widely used type of op amp. A typical op amp is illustrated in Figure 1-1. Op-amp IC's have become comparatively economical and are applied as building blocks in electronic computers, waveform processors, active filters, and so on as detailed in following chapters. An op amp is basically a dc-coupled multistage linear amplifier. Note that a linear amplifier has an output waveform amplitude that is directly proportional to its input signal amplitude. An ideal op amp would have in-

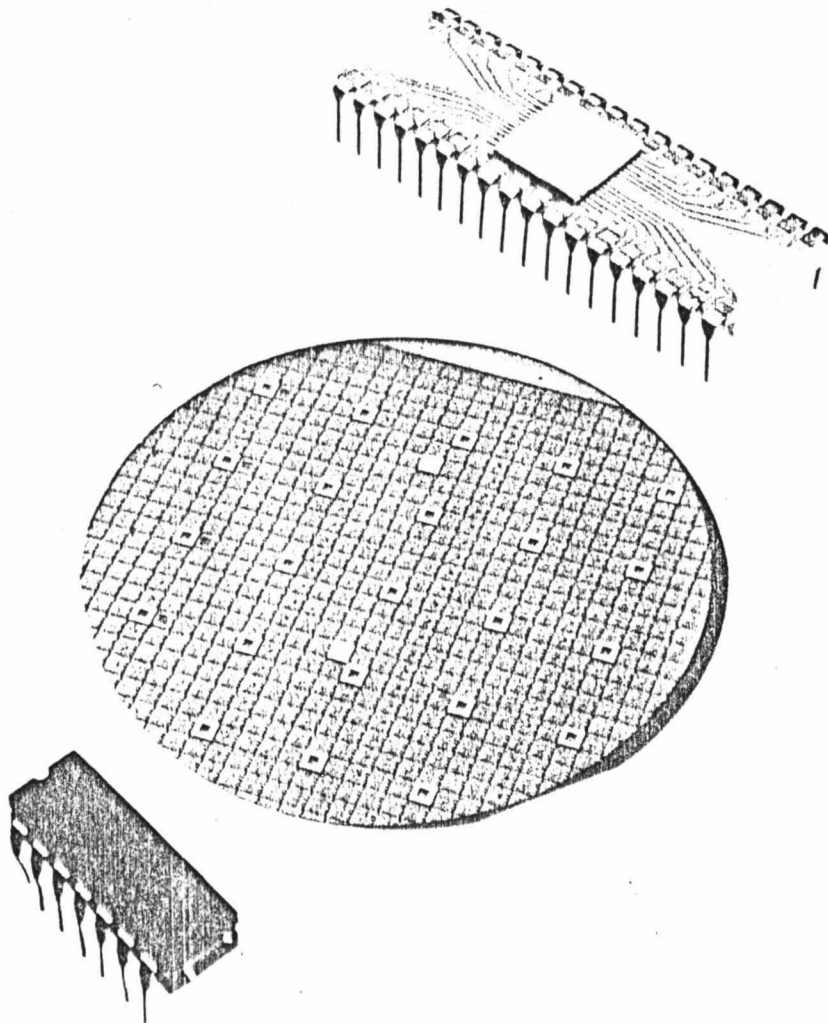


Fig. 1-1. Approaches of a typical op amp.

finite input impedance and infinite gain. In practice, an op amp has extremely high input impedance; its current driving requirement is measured in  $\mu\text{A}$  ( $\mu\mu\text{A}$ ). A preferred-type op amp has a voltage gain of approximately 100,000 times. An output impedance of 150 ohms is typical.

Figure 1-2 shows the internal circuit of a widely used op amp. Note that two inputs are provided. One is called the inverting input, and the other is called the noninverting input. Together, they form a differential input arrangement. One input is said to be the complement, or the inverse, of the other. In other words, if a small positive voltage is applied to the noninverting (+) input terminal, it will produce a positive output. On the other hand, if the same small positive voltage is applied to the inverting (-) input terminal, it will produce a negative output. Note that if the same voltage were applied to both input terminals at the same time, the output would be zero. If desired, both input terminals can be driven; this is called the differential connection. Or, one input terminal can be driven and the other input terminal returned to ground; this is called the single-ended connection.

An ideal op amp would have zero output when both input terminals are at zero potential. However, in practice, the output may not be exactly zero when both input terminals are at zero potential. This deviation from zero is called offset; some op amps provide connections to an external control which can compensate for offset voltage by applying suitable bias current to the input transistors. Observe the offset terminals provided in the configuration of Figure 1-2. Details of external circuitry are explained in following chapters. Note that an op amp has single-ended output. The output section operates in the emitter-follower mode to provide substantial power at low impedance.

## 1.2 BASIC APPLICATIONS

In most op-amp applications, only part of the full device gain is utilized. In other words, negative feedback is provided, as shown in Figure 1-3(a) and (b). These are examples of basic inverting and noninverting amplifiers. Note that the inclusion of the resistive divider network  $R_o$ - $R_i$  provides negative feedback by channeling part of the output voltage to the inverting input terminal. In turn, the gain of the amplifier is equal to the sum of  $R_o$  and  $R_i$  divided by the value of  $R_i$ . Observe that the inverting input terminal is driven in Figure 1-3(a), whereas the noninverting input terminal is driven in (b). Next, the voltage summer shown in Figure 1-3(c) represents a slight elaboration of the inverting amplifier arrangement. It provides an output voltage

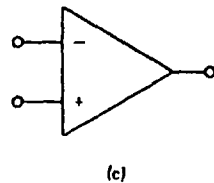
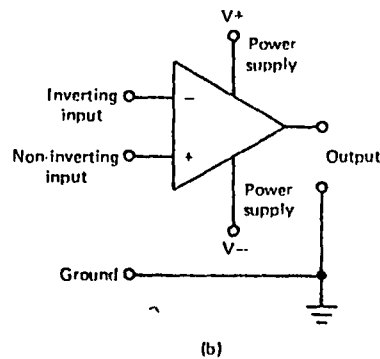
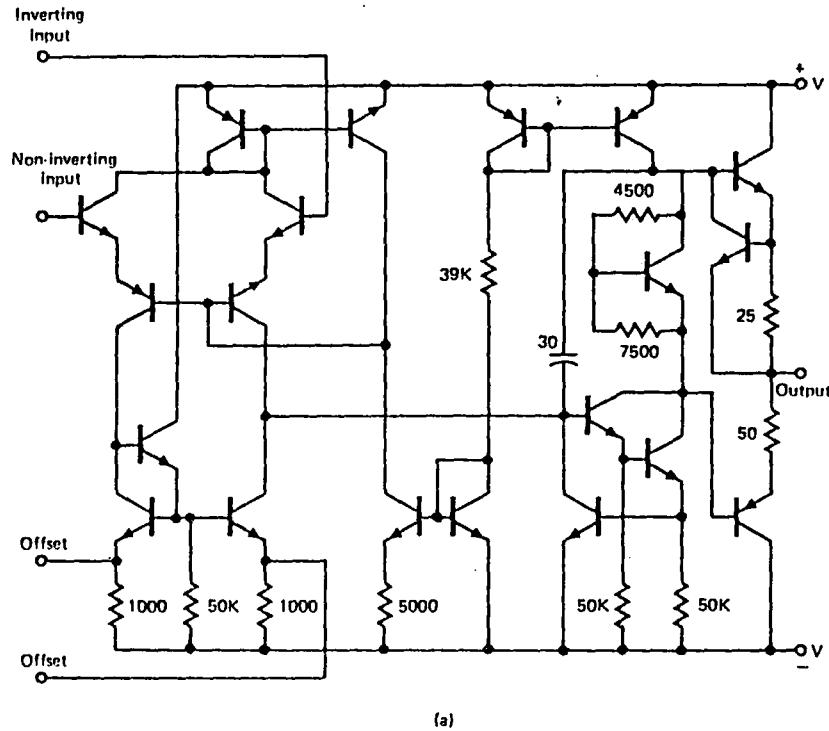


Fig. 1-2 Typical internal circuitry and symbols for op amps: (a) Internal configuration; (b) Elaborated symbol; (c) Simplified symbol.

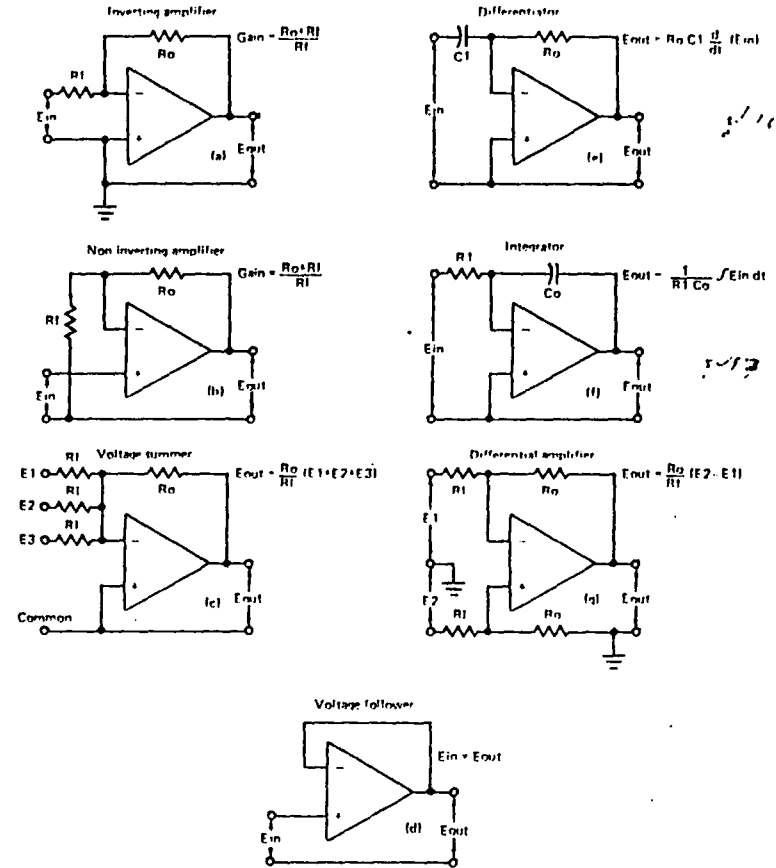


Fig. 1-3 Basic op-amp applications.

which is the sum of all the input voltages multiplied by the gain of the op amp. A voltage summer is often used as an audio mixer.

Next, Figure 1-3(d) depicts the basic voltage-follower arrangement. The output voltage follows the level of the input voltage precisely. Note that the load at the output of a voltage follower can draw a large current, although the input draws almost no current. A voltage follower is a special case of a noninverting amplifier in which the gain is unity. It is essentially an impedance transformer. An op-amp differentiator is shown in Figure 1-3(e). Although its action is analogous to that of a simple RC differentiating circuit, there is an important distinction in that an op-amp differentiator produces an output signal which is

tive of the input waveform. In other words, the output signal approaches the true mathematical derivative of the input waveform. As an illustration, when an op-amp differentiator is driven by a square-wave voltage, the output consists of extremely narrow pulses. It will be shown later that extremely narrow pulses are developed because the differentiating capacitor "sees" an extremely low input impedance to the op amp.

An op-amp integrator is depicted in Figure 1-3(f). Although its action is analogous to that of a simple RC integrating circuit, there is an important distinction in that an op-amp integrator produces an output signal which is a precise integral of the input waveform. In other words, the output signal approaches the true mathematical integral of the input waveform. For example, when an op-amp integrator is driven by sharp pulses, the output consists of a precise square waveform. Note that op-amp integrators and differentiators perform opposite mathematical operations. As an illustration, if a square-wave voltage is applied to an op-amp differentiator, and the pulse output from the differentiator is applied to an op-amp integrator, a precise replica of the original square-wave voltage appears at the output of the integrator. If you are not fully familiar with the differentiating and integrating symbols indicated in Figure 1-3 (e) and (f), the following principles will be helpful:

1. A mathematically exact square wave has zero rise time and zero fall time; it has perfectly square corners and a perfectly flat top.
2. A mathematically exact impulse waveform has zero width and infinite amplitude.
3. The true mathematical derivative of a square wave is a sequence of alternately positive and negative impulse waveforms.
4. The true mathematical integral of an impulse waveform is a mathematically exact square wave.

Next, observe the op-amp differential-amplifier arrangement shown in Figure 1-3(g). This configuration is driven in push-pull and provides a single-ended output. Since negative feedback is provided, only part of the maximum available gain is realized. An important advantage of differential-amplifier operation is that common-mode signal voltages are cancelled out. As an illustration, when an audio signal flows through a long line, it may become mixed with hum interference. Note that if the line picks up stray hum fields, both sides of the line will develop hum voltage in the same phase. On the other hand, if the line is being driven by a push-pull audio signal, opposite sides of the line carry opposite-phase audio driving voltages. In other words, the hum voltage occurs as a single-ended driving voltage, whereas the audio signal is provided as a double-ended driving voltage. In this situation, the hum voltage is said to occur as common-mode interference. It follows

from previous discussion that common-mode interference voltages will be cancelled out by a differential amplifier.

### 1.3 BASIC STABILITY CONSIDERATIONS

Op amps are high-gain devices, ranging up to a voltage gain of 1,000,000 times. Many op amps also have a frequency response from dc to several MHz. In turn, avoidance of spurious oscillation and considerations of general stability are of basic concern. Op-amp layouts should be arranged with the inputs well isolated from the output, and input leads should be kept as short as practical. To minimize the internal impedance (common coupling) that could be troublesome in the power source, the supply-voltage terminals are often bypassed with a 0.1- $\mu$ F capacitor. Another stability consideration of importance is the inherent phase shift of the internal op-amp circuitry. In other words, as the operating frequency is increased, successive stages in an op amp introduce progressive phase shift from input to output. If this phase shift approaches 180 degrees before the gain has decreased to unity or less, the op amp will be unstable and break into oscillation. Therefore, an external phase-shift compensating network may be required, as exemplified by R1-C1 in Figure 1-4(a). This RC coupling introduces a progressive decrease in gain as the operating frequency increases. Some op amps have built-in phase-shift compensating networks, and require no external stabilizing components to avoid self-oscillation.

### 1.4 OPERATING CONDITIONS AND COMPONENT VALUES

Basic op-amp circuitry for various applications is shown in Figure 1-4. The majority of monolithic op-amp IC's operate from supply voltages of +5 to +15 volts, and -5 to -15 volts. It is sometimes practical to eliminate one supply-voltage polarity by using a resistive voltage divider to bias the noninverting input, as shown in Figure 1-4(c). An example of a limiting amplifier (clipper) is depicted in (d). A limiter is basically an overdriven amplifier; however, an ordinary Class-A amplifier does not necessarily operate satisfactorily as a limiter when it is overdriven. For example, to ensure that both positive and negative signal peaks are equally clipped, a potentiometer offset adjustment is required. Next, observe the comparator arrangement shown in Figure 1-4(e). A comparator has a unique function; it indicates when an input

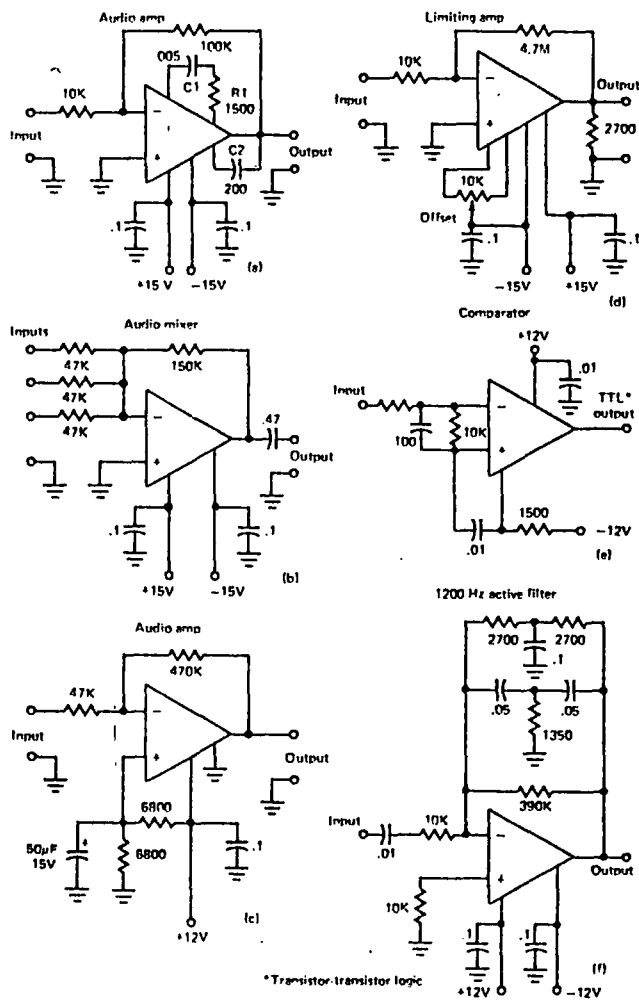


Fig. 1-4 Op-amp circuitry in typical applications.

swings from a maximum positive value to a maximum negative value as the input voltage passes through the reference voltage value. Comparators are used in frequency counters, for example, as explained in greater detail subsequently.

Op amps are used extensively in active filters, as exemplified in Figure 1-4(f). Note that a passive filter utilizes resistors and capacitors, for example. On the other hand, an active filter employs RC components

band-reject (notch) filter action may be provided, as shown in Figure 1-5. In the example of Figure 1-4(f), a twin-T RC network is used in the negative-feedback loop. This twin-T network is resonant at 1200 Hz (has practically zero output at 1200 Hz). In turn, the op amp develops maximum gain at 1200 Hz with progressively reduced gain at higher frequencies and at lower frequencies. This frequency characteristic provides bandpass action. In this example, a gain of approximately 40 times is obtained at 1200 Hz. In addition to stepping up the amplitude of the input signal, amplifier action can provide a highly selective frequency response. This topic is treated in more detail in the following section.

### 1.5 BASIC LOW-PASS AND HIGH-PASS FILTERS

As we know, differentiators and integrators such as depicted in Figure 1-3(e) and (f) are forms of high-pass and low-pass filters. It is evident that they are also in the class of active filters. As would be anticipated, some active-filter arrangements are more elaborate than others, and the more complex configurations can provide various advantages in application and operation. It is instructive to consider the action of the single-loop feedback, low-pass active filter shown in Figure 1-6. This is called a single-loop feedback arrangement because there is only one feedback loop provided. Negative feedback takes place through the feedback component in (a), and through  $C_f$  and 10R in (b). We will find that filter action occurs both in the feedback component and in the input component, in this example.

Observe that filter action starts at the input circuit in Figure 1-6(b), where the incoming signal flows through a passive RC low-pass filter section and then into the op amp. Note that if  $C_f$  were disconnected, the op amp would merely step up the amplitude of the filter output. However, with  $C_f$  present in the feedback loop, additional low-pass filter action takes place. In other words,  $C_f$  has decreasing reactance at higher frequencies, with the result that more negative feedback occurs at higher frequencies. Therefore, the op amp develops higher gain at lower frequencies. The result of these combined low-pass filter actions is to produce a sharper cutoff characteristic than is provided by the passive RC filter alone.

It is helpful to note the meaning of certain op-amp terms at this point. With reference to Figure 1-6(a),  $V_i$  is called the input signal;  $V_d$  is called the differential input to the op amp;  $V_o$  is called the output of

8. What is the meaning of each of the following terms?  
 $V_s$ ,  $V_o$ ,  $V_o/V_i$ ,  $V_o/V_s$ , and  $f_c$
9. What is the cutoff frequency of the circuit in Fig. 1-7 when  $R = 100 \text{ k}$  and  $C = .01 \text{ F}$ ?
10. What are three advantages of using op amps in filters?
11. What is the center frequency of the filter in Fig. 1-8 when  $R = 10 \text{ k}$  and  $C = 159 \text{ pF}$ ?
12. What is another name for the multiloop feedback-active filter?
13. What are the advantages of a state variable filter?
14. What is the center frequency of the circuit in Fig. 1-10 when  $R = 10 \text{ k}$  and  $C = 100 \text{ pF}$ ?
15. Why would capacitors be more suspect than resistors when checking a faulty op amp?
16. List some of the trouble possibilities with a faulty op amp.

$$a^x = N$$

$$x = \log_a N$$

$$2.71 = \log_{10} 50$$

$$2.70 = \log_{10} 50$$

$$3.1 = \log_{10} 15$$

$$10^x = \frac{2.5}{10^3}$$

$$10^x = \frac{2.5}{10^3}$$

$$= 2.5 \times 10^{-3}$$

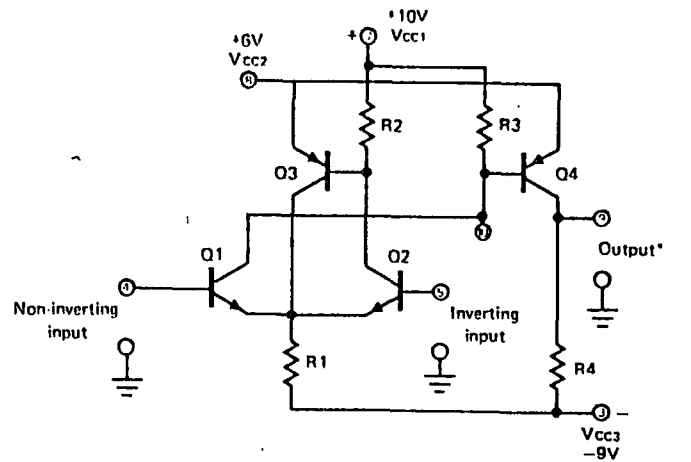
## 2 · Linear and Nonlinear Op-Amp Applications

### 2.1 GENERAL CONSIDERATIONS

It was noted previously that an operational amplifier may be utilized in either the linear or the nonlinear mode. Recall that a linear amplifier has an output that varies in direct proportion to the input. On the other hand, a nonlinear amplifier has an output that does not vary in direct proportion to the input. As an illustration, a Class-A amplifier operates in the linear mode. However, a logarithmic amplifier operates in the nonlinear mode. Again, a limiter operates partially in the linear mode, and partially in the nonlinear mode. It is instructive at this point to observe how an op amp functions in a linear-nonlinear application, such as a limiter.

In Figure 2-1 a simple but practical op-amp configuration is shown. It consists of a differential input stage (Q1 and Q2) with inverting and noninverting inputs. Q3 operates as a constant-current sink to optimize differential action of Q1 and Q2. Note that Q1 and Q2 are emitter-coupled via R1. If an input signal is applied to the noninverting input, an amplified signal appears at the collector of Q1 and is fed to the base of Q4. Again, if an input signal is applied to the inverting input, this signal is coupled from the emitter of Q2 to the emitter of Q1. In turn, an amplified signal appears at the collector of Q1 and is fed to the base of Q4. Finally, Q4 operates as an emitter follower and provides current gain at low impedance. Thus, Q1, Q2, and Q4 operate as amplifiers, and Q3 is included to stabilize differential-amplifier operation.

The op amp in Figure 2-1 is rated for a linear dynamic output voltage range of  $\pm 2.5$  volts, with an open-loop voltage gain of 62 dB. This means that the output varies in direct proportion to the input, provided that the input signal amplitude is sufficiently small that the output sig-



Notes: Pin 10 is for frequency shaping  
Pins 1, 2, and 6 - no internal connection  
\*Output offset voltage = -0.5V

Fig. 2-1 A simple operational-amplifier configuration.

amp is 62 dB, it follows that the input signal amplitude must not exceed 2.5 mV if the linear dynamic range is not to be exceeded. However, suppose that an input signal amplitude of 5 mV is applied. In such a case, Q1 and Q2 will be driven into nonlinear regions of operation, and the input signal will not be amplified linearly. Instead, the driving signal to Q4 will be compressed or clipped on its positive and negative peaks. Positive-peak clipping results from driving one input transistor into saturation, and negative-peak clipping results from driving the other input transistor into saturation.

Note in passing that the op amp depicted in Figure 2-1 has an input resistance of approximately 10,000 ohms and an output resistance of about 10 ohms. As noted previously, an ideal op amp would have no output offset voltage. In other words, the resting dc output voltage would have the same value as the resting dc voltage at the input. However, in a simple arrangement such as Figure 2-1, there is considerable dc offset voltage at the output. That is, when the inverting and the non-inverting input terminals are grounded through 510-ohm resistors, and the output terminal works into an open circuit, there is a dc offset voltage of -0.5 volt between the output terminal and either of the input terminals. Although this would be a serious problem in some applications, a large offset voltage is of no concern in arrangements that do not employ a negative-feedback loop.

## 2.2 APPLICATION NOTES

It is instructive to consider the linear op-amp applications shown in Figure 2-2. Observe that a subtracter is arranged so that one voltage is applied to the inverting input of the op amp, and another voltage is applied to the noninverting input. In turn, the voltages tend to cancel each other out, and the difference appears as the output voltage  $e_3$ . Note that the input voltages  $e_1$  and  $e_2$  must have the same polarity. Either dc or ac input voltages may be utilized; in other words, both  $e_1$  and  $e_2$  may be dc voltages, or both may be ac voltages. Note that the subtracter will not function, however, if  $e_1$  is a dc voltage and  $e_2$  is an ac voltage. In case  $e_1$  and  $e_2$  are ac voltages, they must have the same frequency and phase. That is, if  $e_1$  and  $e_2$  were ac voltages with a random or unknown phase relation, the amplitude of the output voltage  $e_3$  would have an unknown relation to the amplitudes of  $e_1$  and  $e_2$ .

Next, consider the adder/subtractor arrangement depicted in Figure 2-2(b). This will be recognized as a combination of the adder configuration that was explained in Chapter 1, and of the subtracter configuration described above. Note that all four input voltages must have the same polarity in an adder/subtractor arrangement. Either ac or dc voltages may be employed. In ac operation, all the input voltages must have the same frequency and phase. Note also that the operating frequency must not exceed the rated frequency capability of the op amp. As an illustration, a typical op amp has a rated frequency response from dc to 50 kHz. If operation were attempted at a frequency greater than 50 kHz, subnormal amplification would result and the balance between inverting and noninverting functions would tend to become upset.

It is instructive to consider briefly how voltages add in a resistive adder circuit. As an illustration, we will observe how voltage  $e_1$  is added to voltage  $e_2$  in Figure 2-2(b). To reduce the circuit to its essential functional form, refer to Figure 2-3(a). Note that  $e_1$  and  $e_2$  are basically constant-voltage sources; in other words, the internal resistance of these two sources is considered to be zero. The output voltage  $e_3$  is the drop across the lower resistor  $R$ . Now, let us stipulate that the source  $e_2$  has a value of zero, and that the source  $e_1$  has a value of  $E$  volts. In turn, source  $e_2$  can be replaced by a short-circuit, and we obtain the equivalent circuit shown in Figure 2-3(b). It is evident by inspection that the output voltage will be equal to  $1/3E$ . Next, let us stipulate that source  $e_1$  and source  $e_2$  each has a value of  $E$  volts. In turn, we obtain the equivalent circuit depicted in Figure 2-3(c). It is apparent that both of the input currents produce an output voltage drop. Finally, the output voltage will be equal to  $2/3E$ . Hint: In case this value is not self-evident, the student may apply Ohm's law and Kirchhoff's current law to the circuit.

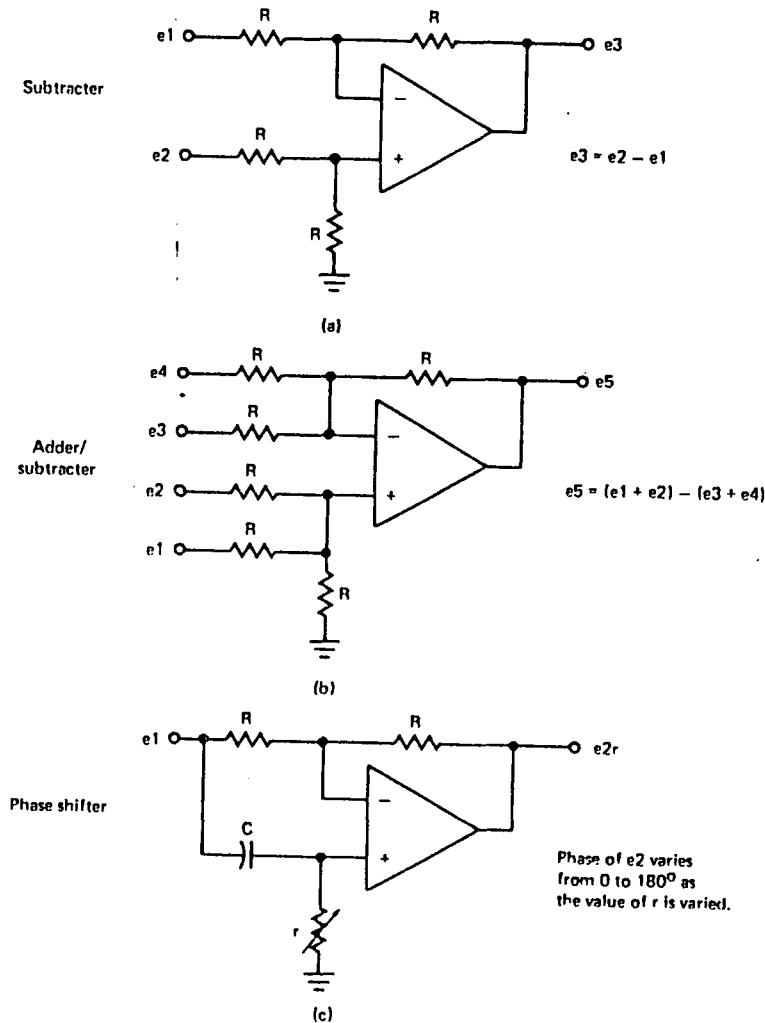


Fig. 2-2 Typical linear op-amp applications.

Next, consider the phase-shifter op-amp arrangement shown in Figure 2-2(c). This is, in the first analysis, a subtractor configuration in which the inverting and noninverting inputs are energized through dividers from the same ac source. However, a variable resistance is included in the divider circuit to the noninverting input. This variable resistance provides an adjustable phase shift of the voltage applied to the noninverting input. Note that the voltage applied to the inverting

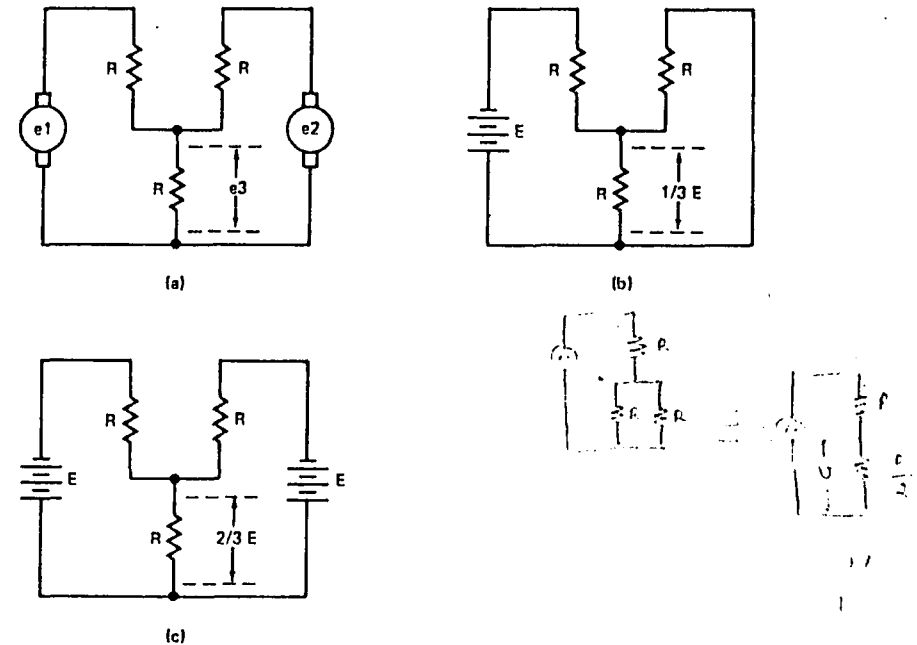


Fig. 2-3 Example of resistive adder action. (a) Equivalent circuit; (b) Source  $e_1$  equal to  $E$ , and source  $e_2$  equal to zero; (c) Source  $e_1$  and source  $e_2$  both equal to  $E$ .

input has a fixed phase. In turn, the phase of the output voltage  $e_2$  depends upon the vector difference of the two input voltages. Variation of the value of  $r$  can provide a phase variation range of practically  $180^\circ$ . The basis of this phase variation is shown in Figure 2-4. This semicircle diagram depicts the locus of voltage  $e_r$  as the value of  $r$  is varied. The phase angle between  $e_r$  and  $e_1$  is  $\phi$ . Note that when  $r$  has a very small value,  $\phi$  approaches  $90^\circ$ ; on the other hand, when  $r$  has a very large value,  $\phi$  approaches  $0^\circ$ .

It is helpful to observe op-amp characteristics and differential-amplifier function in somewhat greater detail at this point. With reference to the subtractor configuration depicted in Figure 2-2(a), inverting-amplifier and noninverting-amplifier functions are employed. The gain of the basic inverting-amplifier arrangement was noted in Chapter 1. It might be supposed that the gain of the basic noninverting-amplifier arrangement is identical. However, this is not quite correct. Refer to Figure 2-5. The basic configuration for an inverting amplifier is shown in Figure 2-5(a). As noted in Chapter 1, the voltage amplification of the

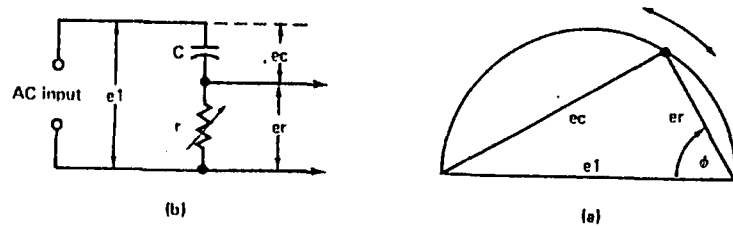


Fig. 2-4 Semicircle diagram for series RC circuit. (a) Locus of circuit voltage drops; (b) Reference circuit.

arrangement is given to a good approximation by the ratio  $R_f/R_i$ . In Figure 2-5(b) an example of an inverting amplifier with a voltage amplification of 100 is depicted. Next, the basic configuration for a noninverting amplifier is shown in Figure 2-4(c). It can be shown that the voltage amplification of this arrangement is given to a good approximation by the equation:

$$A = \frac{R_f + R_i}{R_i} \quad (2-1)$$

In Figure 2-4(d) an example of a noninverting amplifier with the same resistive values as in Figure 2-5(b) is depicted. Note that in this example the voltage amplification is 101 times. In other words, the noninverting arrangement has 1 per cent greater gain than the inverting arrangement. Thus, a subtracter designed from basic op-amp circuitry would have an inherent error of 1 per cent. However, note that this error is easily avoided by driving the noninverting input through a resistive voltage divider that imposes a 1 per cent loss on the input signal amplitude.

### 2.3 INPUT AND OUTPUT RESISTANCE CHARACTERISTICS

The input resistance and output resistance of an op amp is determined by its internal design. However, the input resistance of an op-amp stage may be quite different from the input resistance of the op amp itself. Similarly, the output resistance of the stage might be different from the output resistance of the op amp itself. In other words, the input and output circuitry that is employed may be the determining factor. As an illustration, Figure 2-6 shows the input and feedback signal currents for basic inverting and noninverting

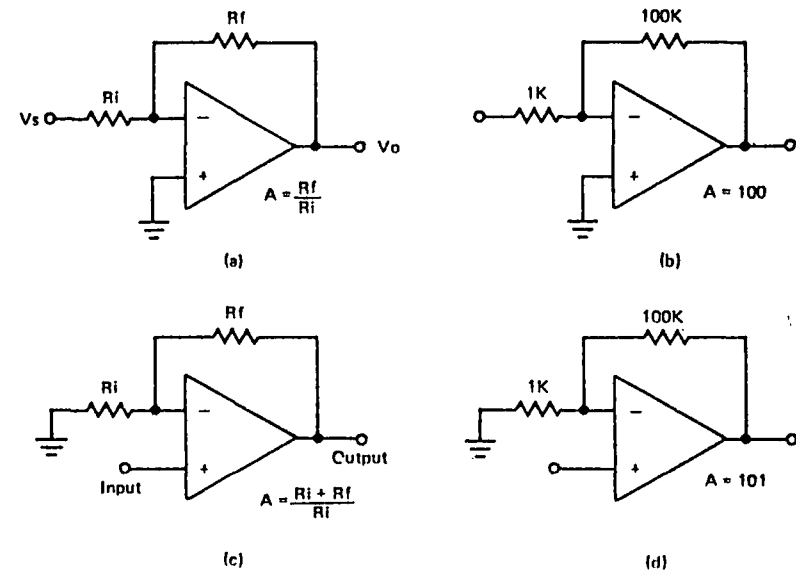


Fig. 2-5 Inverting and noninverting amplifier arrangements. (a) Basic inverting amplifier configuration; (b) Example of stage amplification; (c) Basic noninverting amplifier configuration; (d) Comparative example of stage amplification.

tion of a signal voltage  $V_s$  causes an input current flow  $I_i$  in Figure 2-6(a). Since the op amp has extremely high gain, the feedback current  $I_f$  is almost as large as  $I_i$ . From the viewpoint of input-resistance analysis, we may assume that  $I_f$  is equal to  $I_i$ . In turn, the inverting-input (-) terminal of the op amp is practically at zero potential. This means that the inverting-input terminal "looks like" a ground point to the input signal. Or, the input resistance to the inverting op-amp arrangement is practically equal to  $R_i$ .

Next, consider the input resistance of the noninverting op-amp arrangement depicted in Figure 2-6(b). As before,  $I_f$  is almost equal to  $I_i$ . However, the two currents do not oppose in this amplifier configuration. Therefore, the input resistance to the noninverting op-amp terminal (+) is determined essentially by the internal design of the op amp. A typical high-performance op amp will present an input resistance of less than one megohm up to several hundred megohms. Note that the input resistance of an op amp basically denotes the ratio of input voltage to input current. With reference to Figure 2-6(a), the input resistance is accordingly equal to  $V_s/I_i$ . Observe that  $I_i$  is given by the ratio of the voltage drop across  $R_i$  to the resistance of  $R_i$ . Since the signal volt-

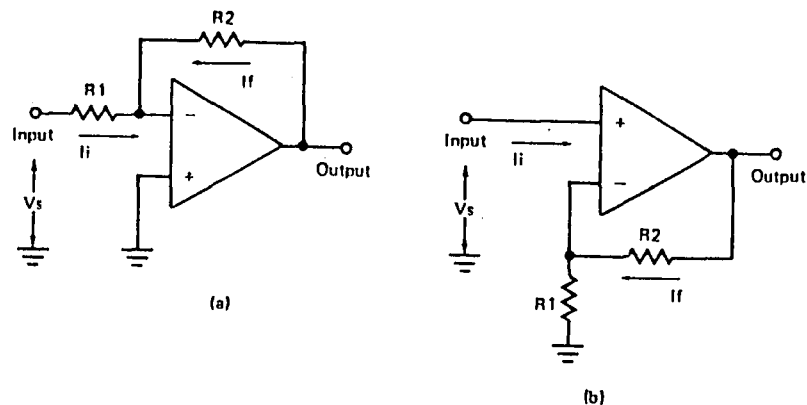


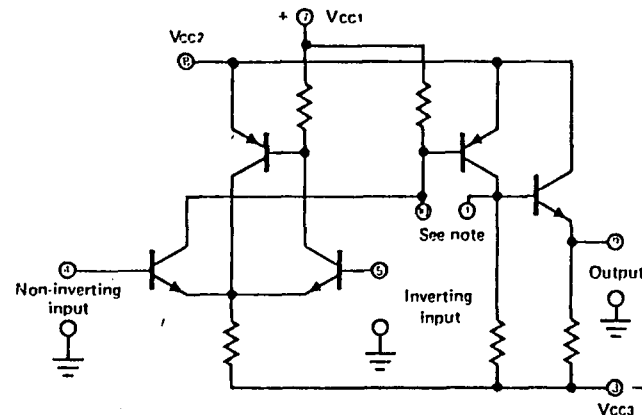
Fig. 2-6 Analysis of input resistance. (a) Inverting op-amp arrangement; (b) Non-inverting op-amp arrangement.

age at the inverting terminal of the op amp is practically zero, the voltage drop across  $R_1$  is equal to  $V_s$ , and the input current  $I_i$  is equal to  $V_s/R_1$ . In turn, the input resistance is equal to  $V_s$  divided by  $V_s/R_1$ , or the input resistance is equal to  $R_1$ . Next, with reference to Figure 2-6(b), the input current at the noninverting terminal of the op amp is typically  $2.5 \mu\text{A}$  at  $1\text{V}$ , or the input resistance is equal to  $0.4$  megohm.

Consider next the output resistance of an op amp, apart from its load circuitry. Just as variously designed op amps may have inherent (intrinsic) input resistances as low as several thousand ohms or as high as several hundred megohms, so do inherent output resistances vary. As an illustration, a typical high-performance op amp may have an output resistance of  $150$  ohms. Another op amp may have an output resistance of  $75$  ohms. A very simple design might have an output resistance of  $10,000$  ohms. The comparatively simple design depicted in Figure 2-7 has a rated output resistance of  $160$  ohms. Typical op amps can provide an output voltage swing of  $6$  volts peak-to-peak. If a reduction in output-voltage swing is permissible in a particular application, the output can be taken from a voltage divider connected to the output terminal of the op amp. In turn the output resistance of the op-amp stage will be less than the inherent output resistance of the op amp itself.

## 2.4 BASIC NONLINEAR RESPONSES

A typical op amp is rated for a maximum signal-output current of  $25$  milliamperes. To protect the op amp from possible damage, a current limiter or clamper may be built into the output stage. In such a case, the



Notes: Pins 10 and 1 are for frequency shaping  
Pins 2 and 6 - no internal connection

Fig. 2-7 A simple op-amp configuration with a rated output resistance of  $1,600$  ohms.

output waveform will be clipped if the output-current demand is exceeded. Figure 2-8 depicts an example of current clipping, or current limiting distortion. Next, consider the effect of voltage clipping distortion. Voltage clipping results from limiting of the maximum output voltage capability for the op amp. For example, a typical op amp has an output voltage capability approximately one volt less than the power-supply voltages. In case the op amp is driven beyond its output-voltage capability, the output waveform will become clipped. Clipping occurs on both positive and negative peaks, as depicted in Figure 2-8.

As noted previously, it is also possible to overdrive the input section of an op amp. The input voltage limits are often determined for positive inputs by saturation of the input transistors, and for negative inputs by saturation of the current source transistor. If the positive input limit is exceeded, the op amp may be damaged. Or, if the input transistors are not damaged, a condition called latch-up or "stuck at" response may occur. For example, if the transistor at the inverting input saturates, it no longer functions as an inverting amplifier, but provides a current path between the input terminal and the base of the second input transistor. Thus, the inverting input is changed by overdrive into a non-inverting input. Under this condition, the negative-feedback voltage acts as a positive-feedback voltage, and the output voltage may hold the input stage in saturation. This is the latch-up type of nonlinear response.

Latch-up response is more likely to occur in a voltage-follower

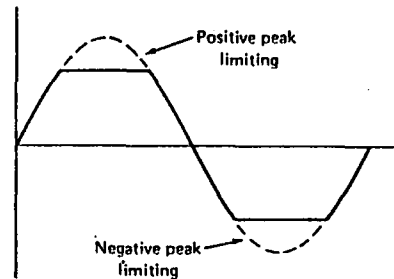


Fig. 2-8 Example of current clipping distortion.

feedback. As seen in Figure 2-9(a), the output from the op amp is directly connected to the inverting input in a voltage follower. If a transient voltage occurs in the input and momentarily overdrives the input section of the op amp, latch-up is almost certain to result. Sometimes a 33-k resistor is connected in series with the feedback loop to limit the negative-feedback voltage. However, this method of preventing latch-up results in an increase of offset voltage. A somewhat more sophisticated method of avoiding latch-up in a voltage follower is depicted in Figure 2-9(b). A diode clamp  $D_1$  is utilized to limit the amplitude of feedback voltage and thereby to prevent the input transistor of the op amp from going into saturation. Note that an input series resistor  $R_1$  is also provided. This resistor might have a value of 10 k, and provides limiting of input transients without increasing the offset voltage excessively.

Various other protective circuitry is used in voltage-follower arrangements, as explained in greater detail subsequently. Note in passing that the input resistance of a voltage follower is very high, and the output resistance is very low. The voltage gain is practically unity. A voltage follower is employed for impedance transformation and/or

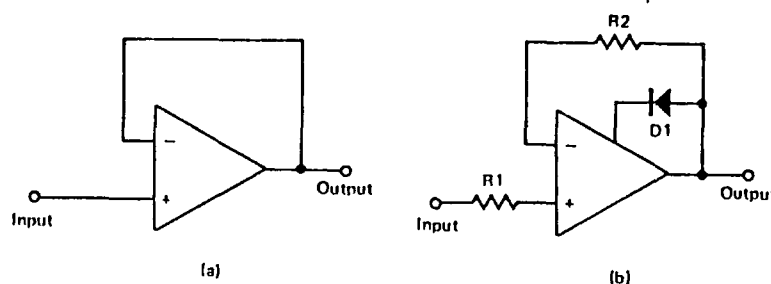


Fig. 2-9 Latch-up protection in the voltage follower. (a) Basic follower arrange-

sectional isolation in most applications. A typical input resistance of 30 megohms can be obtained with suitable circuitry, and an input resistance of 15 megohms is provided with circuitry that is optimized for dc balance. The output impedance provided by a voltage follower is considerably lower than the output impedance of an emitter follower because of the extremely high gain of an op amp in comparison to the gain of a transistor.

## 2.5 BIAS CURRENT OFFSET CONSIDERATIONS

In both linear and nonlinear applications, consideration of bias current offset is generally of basic importance. As noted previously, an ideal op amp would have zero output voltage when the input voltage is zero. In practice, however, this may not be the case. The output voltage that is present when the input voltage is zero is called the output offset voltage. This output offset voltage, of course, is fed back to the inverting input of the op amp through the feedback loop. In turn, the circuit action may be disturbed. Note that there are two basic causes of output offset voltage: input bias current and input offset voltage. We will consider the characteristics of input bias currents and their control at this point, and then proceed to the problem of input offset voltage and output offset null adjustment.

All op amps have differential-amplifier input stages. A differential amplifier is so-called because it amplifies the difference between two input signals (the signal at the inverting input and the signal at the noninverting input). With reference to Figure 2-10, the current-source transistor  $Q_3$  provides a practical constant-current supply to transistors  $Q_1$  and  $Q_2$ . To briefly review the basic semiconductor theory that is involved here, the current that flows from the emitter to the collector of a transistor is determined by the base bias current times the beta value of the transistor. Moreover, the value of this emitter-to-collector current is practically independent of the emitter-collector voltage. In other words, the emitter-collector current that flows through  $Q_3$  is essentially constant, because this current depends only on the fixed value of base-bias current  $I_{BQ3}$ .

Both of the inputs to the differential amplifier have been placed at ground potential in Figure 2-10. It is evident that one-half of  $I_{CQ3}$  will flow through  $Q_1$ , and that the other half will flow through  $Q_2$ . Each of these currents is related to the base-bias currents of  $Q_1$  and  $Q_2$ . In other words,  $I_{CQ1}$  is equal to beta times  $I_{BQ1}$ , and  $I_{CQ2}$  is equal to beta times  $I_{BQ2}$ . The base-bias currents  $I_{BQ1}$  and  $I_{BQ2}$  are called the input bias currents.

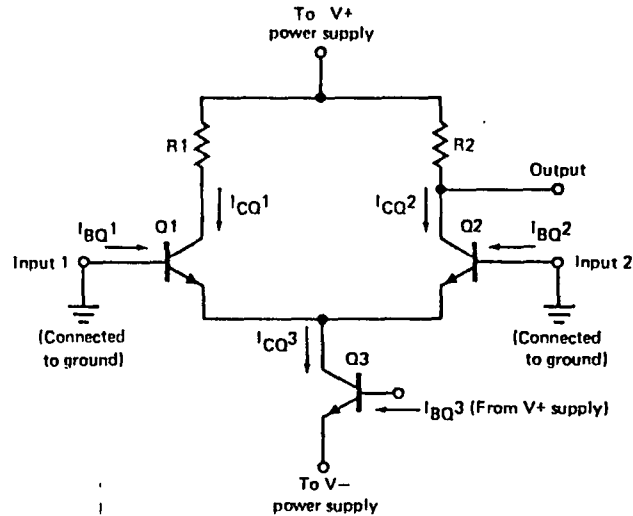


Fig. 2-10 Basic differential-amplifier configuration with a constant-current source.

Note that the output is taken from the collector of Q2. Now, suppose that  $I_{BQ1}$  and  $I_{BQ2}$  are both increased by the same amount (Figure 2-11). This increase is called a common-mode input signal. The common-mode signal would cause an increase in  $I_{CQ1}$  and  $I_{CQ2}$  if Q3 were not present. However, the presence of Q3 prevents any change in total current. Therefore, the output of the differential amplifier remains unchanged. The only change that does occur is an increase in the collector-emitter voltage of Q3.

To repeat a basic principle, the output of a differential amplifier is unaffected by application of a common-mode input signal. Next, consider the result of applying a differential-mode input signal (Figure 2-12). Note that a positive voltage is applied to Input 1, and a negative voltage is applied to Input 2. In turn,  $I_{BQ1}$  increases, and  $I_{BQ2}$  decreases. Similarly,  $I_{CQ1}$  increases, and  $I_{CQ2}$  decreases. Of course, the sum of the collector currents remains unchanged, because of the constant-current action of Q3. Since  $I_{CQ2}$  decreases, the voltage drop across R2 decreases, and there is a corresponding change in output voltage. In practice, it is not possible to match the components perfectly and to maintain  $I_{CQ3}$  absolutely constant. A typical op amp will amplify a differential-mode signal approximately 10,000 times more than it will amplify a common-mode signal. Therefore, in the majority of practical applications, it can be assumed that the op amp does not respond to common-mode signals.

In this discussion of bias-current offset, we will define input bias currents as those currents that must be supplied at the input terminals

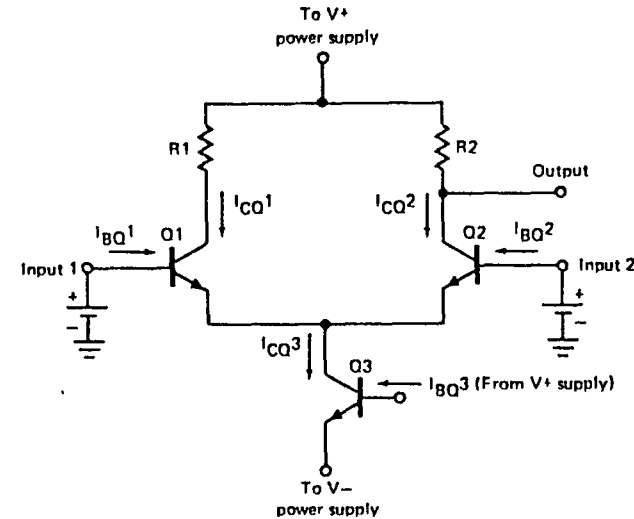


Fig. 2-11 Differential amplifier with a common-mode input signal applied.

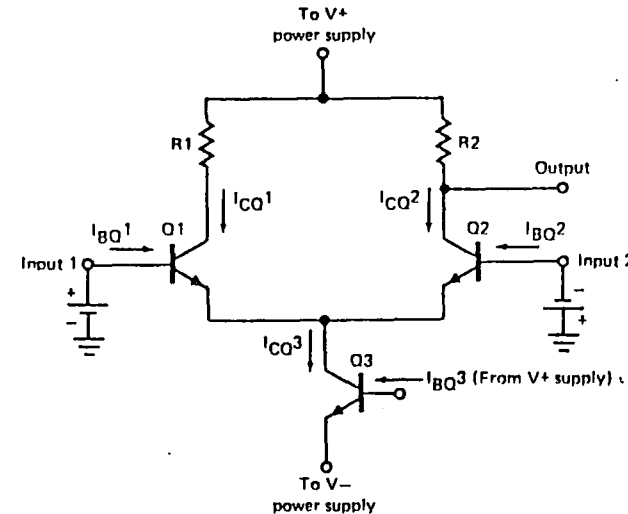


Fig. 2-12 Differential-mode input signal applied to amplifier.

of an op amp to provide correct biasing of the differential input-stage transistors. With reference to Figure 2-13(a), the input bias current flows through R1 and R2 to the output terminal and thence through the load to ground. This input bias current develops a voltage drop across

## 36 . LINEAR AND NONLINEAR OP-AMP APPLICATIONS

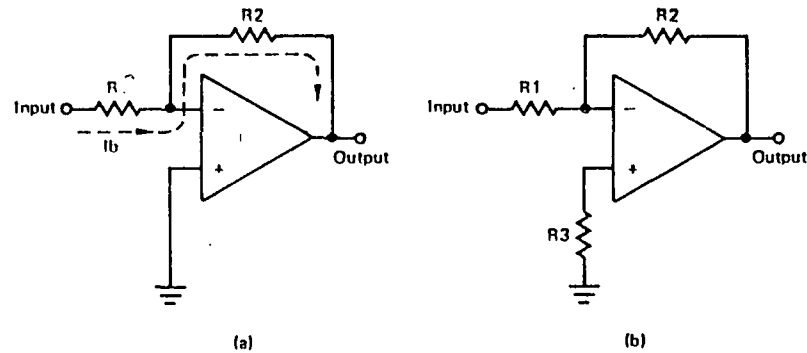


Fig. 2-13 Input bias-current considerations. (a) Path of input bias current; (b) Insertion of bias-current balancing resistor.

the op amp. This is a differential input voltage, since there is no corresponding voltage applied at the noninverting terminal. Therefore, the input bias current is amplified by the op amp, and the resulting output offset voltage is given approximately by the equation:

$$E_{os} = I_b R_2 \quad (2-2)$$

where  $E_{os}$  is the output offset voltage

$I_b$  is the input bias current

$R_2$  is the negative-feedback resistance

As noted previously, the output offset voltage owing to input bias current through the feedback loop can be cancelled out by insertion of a suitable resistance between the noninverting input terminal and ground ( $R_3$  in Figure 2-13(b)). The value of  $R_3$  is chosen to develop a voltage drop equal to  $I_b R_2$ , and this required value is given by the equation:

$$R_3 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \quad (2-3)$$

where  $R_1$  and  $R_2$  have the significance indicated in Figure 2-13(a).

It was also noted previously that perfect op amps cannot be designed and manufactured, with the result that even when the input bias current is cancelled out, there is generally a small output offset voltage remaining. To bring the output terminal of the op amp to zero poten-

greater or slightly less than the input bias current at the inverting terminal of the op amp. The difference between these two input bias currents is called the input offset current. Note that the output offset voltage produced by the input offset current is given approximately by the equation:

$$E_{os} = I_{os} R_2 \quad (2-4)$$

where  $E_{os}$  is the output offset voltage

$I_{os}$  is the input offset current

$R_2$  is the negative-feedback resistance

Next, consider the characteristics of input offset voltage. With reference to Figure 2-14(a), an input offset voltage is defined as the differential input voltage that must be applied to the input terminals of an op amp to bring the output terminal to zero potential. An ideal op amp would have zero input offset voltage. In practice, however, the input offset voltage is not quite zero, owing to tolerances on the internal components of the op amp. The input offset voltage can be represented as a small voltage source in series with the noninverting input terminal of the op amp, as depicted in Figure 2-14(b). In turn, the output offset voltage that results from the input offset voltage is given by the equation:

$$E_{os} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \times V_{os} \quad (2-5)$$

where  $E_{os}$  is the output offset voltage

$V_{os}$  is the input offset voltage

$R_1$  is the resistance of the input component

$R_2$  is the resistance of the feedback component

A typical high-performance op amp is rated for a maximum input bias current of 80 nA ( $8 \times 10^{-9}$  ampere), a maximum input offset current of 20 nA, and a maximum input offset voltage of 1 mV ( $10^{-3}$  volt). Substitution in the foregoing equations shows that the corresponding output offsets owing to input bias current and input offset voltage are 0.8 mV and 101 mV, assuming that  $R_1 = 100$  ohms, and  $R_2 = 10$  k. Since the output offset voltages are caused by tolerances on different components in the op amp, the two voltages may have either polarity (may add or

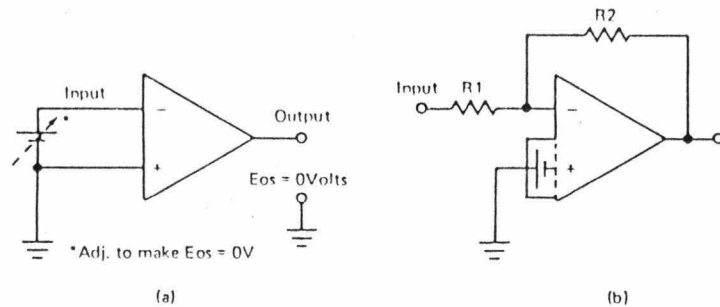


Fig. 2-14 Representation of input offset voltage. (a) Input offset voltage represented as an external battery; (b) Input offset voltage represented as an internal battery.

subtract). In case they happen to add, the total output offset voltage would be 101.8 mV in this example. As a practical application note, this total output offset would not be regarded as serious. However, if a balancing resistor is inserted ( $R_3$  in Figure 2-13(b)), the value of output offset voltage owing to bias current can be substantially reduced. As noted previously, in case the total output offset voltage must be exactly zero, a null potentiometer is included in the input configuration.

## 2.6 TROUBLESHOOTING TECHNIQUES

DC voltage and resistance measurements are basic in troubleshooting op-amp systems. Some op amp circuits have very high internal impedance. As an illustration, two amplifier circuits are depicted in Figure 2-15. One circuit has a gain of 100 times, and the other circuit has a gain of two times. The low-gain amplifier has some very high internal impedances. Note that the inverting input is connected to a 5-meg resistor and a 10-meg resistor. Also, the noninverting input is connected to a 3.3-meg resistor. Because these input circuits have such a high value of internal resistance, it would be impossible to measure the input offset voltage with a 20,000 ohms-per-volt VOM. A conventional VOM will load the circuits excessively and the voltage readings will be meaningless. Instead, it is necessary to employ a TVM that has an input resistance of at least 10 megohms. For example, an FET multimeter such as illustrated in Figure 2-16 is suitable.

Note that the instrument shown in Figure 2-16 has a hi-lo ohmmeter function. When operated in its hi-pwr mode, conventional ohmmeter action is provided. In other words, the ohmmeter is energized by a 1.5-volt battery. On the other hand, when the ohmmeter is operated

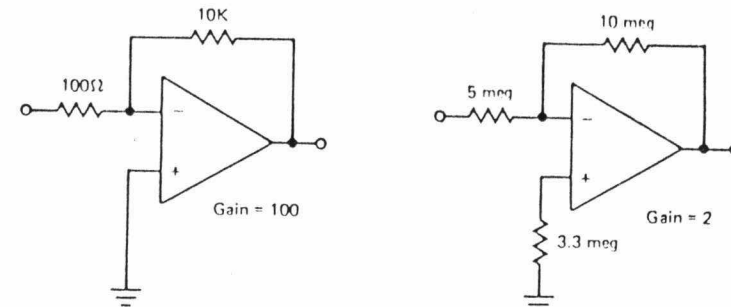


Fig. 2-15 Op-amp circuits with voltages of 100 and of 2.

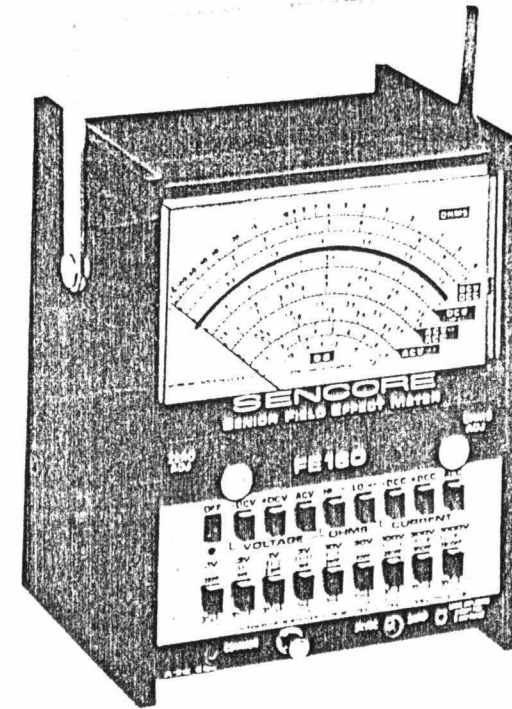
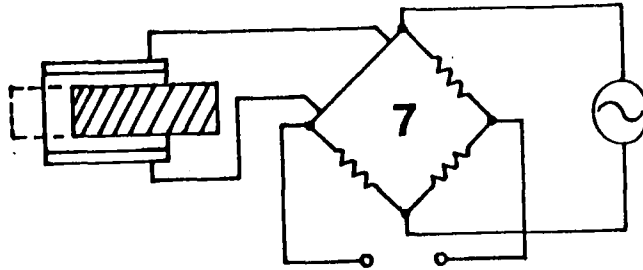


Fig. 2-16 A hi-lo FET multimeter. (Courtesy, Sencore)

in its lo-pwr mode, the instrument applies a maximum of 0.08 volt across the circuit under test. This feature ensures that semiconductor junctions will not be "turned on" during in-circuit resistance measurements. To understand the advantage of low-voltage ohmmeter testing in semiconductor circuits, refer to Figure 2-17. This is a simple inverting-



## Piezoelectric Transducers

Both the nature and the magnitude of any piezoelectric effect in a crystalline substance are dependent on the direction of the applied force or electric field with respect to the crystallographic axes of the substance. Numerous crystalline materials do exhibit piezoelectric characteristics to some marked extent, but for all practical purposes choice is limited to some half dozen "natural" crystals and an even more limited range of polycrystalline ceramic materials that exhibit piezoelectric characteristics only after polarizing. The word "natural" is used in the sense that both piezoelectric substances were, and still are in certain cases, cut from the naturally occurring substances rather than a synthesized product of the same chemical formula. Quartz, for instance, is an outstanding example of a natural piezoelectric substance, and although the fabrication of piezoelectric plates and elements from natural quartz crystals still survives, synthetic quartz crystals may now be produced on a practical, controlled scale.

### DISTORTION AND ELECTRICITY

Basically, the piezoelectric effect is an interrelationship between mechanical distortion and electrical effects peculiar to certain crystalline materials. If such materials are distorted by mechanical loading, they generate electricity; conversely, if charged with electricity, they undergo a dimensional change. The piezoelectric

crystal, in other words, is a simple form of transducer for converting one form of energy into another, and vice versa.

### PLATE ACTION

A general analysis of the performance of piezoelectric material is usually related to its behavior in plate form. With respect to the orientation of a specimen plate with respect to the axes of the crystal from which it is cut, emphasis may be given to one particular "plate" action. Plate action for various piezoelectric substances is given in Table 7-1.

### SELECTION OF MATERIAL

Selection of the piezoelectric element best suited to any particular duty is only part of the overall problem. The ultimate performance depends also, to a considerable degree, on the method of mounting and driving, and to a lesser degree, on the service conditions (Table 7-2). It is particularly important that the method of anchorage and/or the driving mechanism used do not interfere with

Table 7-1. Plate Action of Typical Piezoelectric Materials.

Piezoelectrical material	Cut	Basic plate action	Notes
Potassium salt	0° X	Face shear	Action strongest
	45° X	Length expansion	
	0° Y	Face shear	
	45° Y	Length expansion	
Quartz	0° X	Thickness and length expansion	Only common cut
Ammonium dihydrogen phosphate	0° Z	Face shear	Length expansion
	45° Z	Length expansion	
Dipotassium tartrate	0° Z	Thickness and face shear	Length expansion
	45° Z	Length expansion	
Potassium dihydrogen phosphate	0° Z	Face shear	Length expansion
	45° Z	Length expansion	
Lithium sulphate	0° Y	Thickness and volume expansion	Only common cut

Table 7-2. Typical Applications of Plate Elements.

Basic plate action	Typical applications
Length expansion	Underwater sound transducers Laminated elements (bending action)— microphones, pickups
Thickness expansion	Ultrasonic transducers Underwater sound transducers
Face shear	Laminated elements (twisting action)— microphones and receivers
Volume expansion	Pressure gauges, hydrophones
Transverse expansion	Accelerometers, vibrators

the dimensional changes involved.

Limiting factors for piezoelectric elements are maximum service temperature and safe values of relative humidity. Maximum service temperatures are given in Table 7-3. Problems with relative humidity are only present with a limited number of piezoelectric materials, notably Rochelle salt, where the safe range of use is 40-70 percent relative humidity, and dipotassium tartate, the behavior of which is affected by relative humidities around 70 percent. See Table 7-4.

**CHARGE AND VOLTAGE MODES**

Most modern types of piezoelectric transducers are available

Table 7-3. Maximum Service Temperatures.

Crystal	Temp°C.
Rochelle salt	45
Quartz	550
Aluminum dihydrogen phosphate	125
Dipotassium tartrate	100
Potassium dihydrogen phosphate	150
Lithium sulphate	75
Barium titanate	100

Table 7-4. Typical Piezoelectric Applications.

Piezoelectric material	Form(s) of element	Typical applications
Rochelle salt	Length expander Thickness expander Face shear	Plates Underwater sound transducers Laminated elements for microphones, pickups, receivers, etc.
Quartz	Length expander Thickness expander	Plates Underwater sound transducers Ultrasonic generators
Tourmaline	Thickness expander Volume expanders	Plates Limited application pressure gauges
Barium titanate (poarized)	Thickness expander Length expander Volume expanders	Plates Underwater sound transducers Ultrasonic generators
Ammonium dihydrogen phosphate	Length expander Thickness expander Face shear	Plates Alternative to Rochelle salt
Dipotassium tartrate	Length expander Thickness expander Face shear	Plates Frequency controls, radio filters, etc. (mainly)
Potassium dihydrogen phosphate	Length expander Length face shear	Plates Fairly low piezoelectric effect
Barium sulphate	Thickness expander Volume expanders	Plates Largely underwater sound use Pressure gauges.

in either charge-mode or voltage-mode versions. Charge-mode transducers require external charge amplifiers and low-noise cable connections. Voltage-mode transducers may incorporate built-in microelectronic amplifiers capable of being coupled directly to the readout instrument or analyzer via ordinary coaxial cable.

## REFERENCES

Reference data and illustrations in Chapter 7 were supplied by state-of-the-art manufacturers.

Permission to reprint was given by the following companies:

- Capacitive pressure transducers—Setra Systems, Natick, Massachusetts
  - Electronic flow meters—Electronic Flo-Meters (EFM) Inc., Dallas, Texas.
  - Gas meters—Rockwell International, Pittsburgh, Pennsylvania
  - Level and flow transducers—Computer Instrument Corp. (CIC), Hempstead, New York
  - Mass flow—Tylan Corp., Torrance, California
  - Piezoelectric pressure transducers—Paroscientific, Inc., Redmond, Washington
  - Potentiometric transducers—Vernitech Division, Vernitron Corp., Deer Park, New York
  - Pressure transducers, general—Bell & Howell, CEC Division, Pasadena, California
  - Strain-gage pressure transducers—Bell & Howell, CEC Division, Pasadena, California
  - Ultrasonic flowmeters—Environtech Inc.—Sparling, El Monte, California
- All copyrights © are reserved.

## 8

## Electromagnetic Waves: Ultrasonics and Microwave

Ultrasonic waves are vibrational waves of electromagnetic frequencies that are above the hearing range of the normal ear. The term includes waves of a frequency of more than 20,000 hertz. The presence of a medium is essential to the transmission of ultrasonic waves and almost any material that has elasticity can propagate ultrasonic waves. This propagation takes the form of a displacement of successive elements of the medium.

### THEORY OF ULTRASONIC WAVE SYSTEMS (See figure 8-1)

A simple sound wave, as it travels outward from its source, loses strength rapidly as the distance increases (see figure 8-1A). This decrease in the strength of sound waves along a path can be greatly affected by discontinuities within the path (see figure 8-1B). With an ultrasonic control system, a sound path through air is established. The strength of the sound wave at any point along the path is a function of the distance from the point of origin. The introduction into the path of any material capable of absorbing some of the sound energy or reflecting it away from the original path can be measured. This change in the normal weakening or attenuation of sound along a path can be used to operate electronic circuitry.

A more thorough study of the properties of sound waves in air will demonstrate that other factors than distance cause attenuation of sound waves. Relative humidity effects, temperature effects, and the presence of standing waves are the major stumbling blocks to this type of a control system. Complicated electronic circuitry can be developed to circumvent most of these problems. However, this results in a device that is expensive to manufacture, critical to adjust, and difficult to maintain.

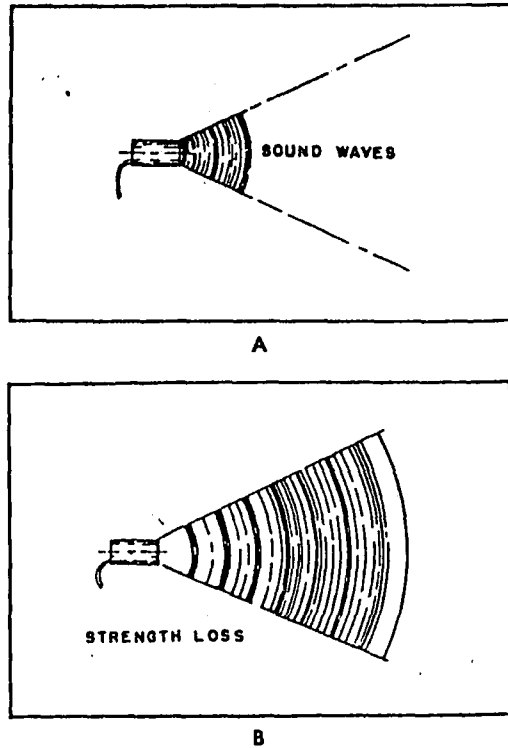


Figure 8-1 Sound-Wave Propagation (Courtesy, Delavan Electronics, Inc.)

### THE TWO-SENSOR ULTRASONIC WAVE CONTROL SYSTEM

There are many ultrasonic wave control systems. Some are used in an air medium. Others are used in a media such as water or other liquids. Since it is impossible to cover all the types in a single chapter, we shall limit our discussion to the air medium.

The two-sensor ultrasonic system operates much like the acoustic howl or ringing sound heard when the microphone of a public address system is placed too close to the loudspeakers or when the volume control of the public address system is turned up too high (see figure 8-2A). Because at normal temperatures the gas molecules in the air are in motion, minute sounds are always present in the atmosphere. Additionally, electrical amplifiers produce some unavoidable electrical noise of their own.

### The Two-Sensor Ultrasonic Wave Control System

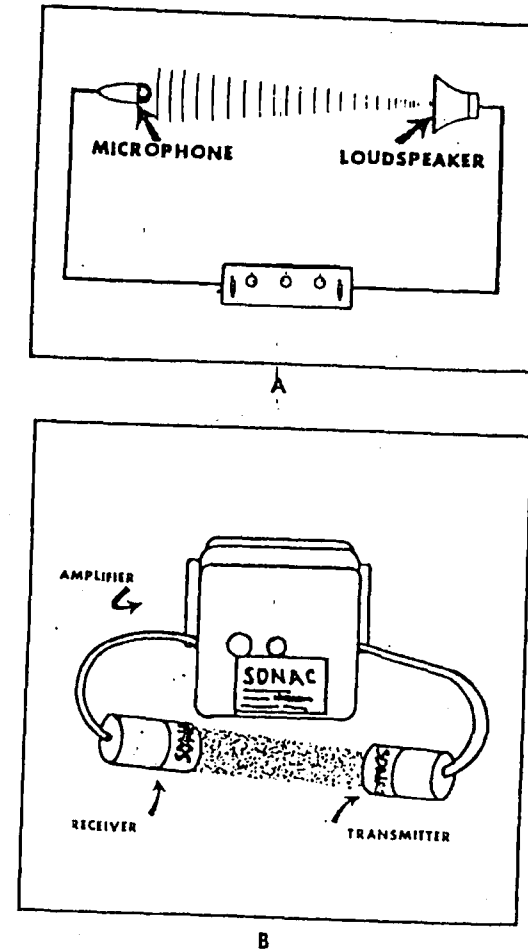


Figure 8-2 Simplified Ultrasonic Wave Control System (Courtesy, Delavan Electronics, Inc.)

When the extremely weak sounds issuing from the loudspeaker because of unavoidable electrical noise and random sounds found in the air reach the microphone, they are converted into electrical energy. They are then amplified by the amplifier and are issued from the loudspeaker with considerably greater strength. These strengthened sound waves traveling to the microphone are again reamplified and reissued at even greater strength. This process continues

and in a fraction of a second builds up to the familiar howl or ringing. The particular tone or frequency of this ringing is determined by the characteristics of the amplifier, loudspeaker, and microphone, and to a large extent by the properties of the acoustic path in the air between the microphone and the loudspeaker.

In the Sonac system, one sensor is connected to the Sonac amplifier and operates essentially as a loudspeaker (see figure 8-2B). This transmitting sensor will produce ultrasonic sound waves of the quantity and frequency delivered to it by the amplifier. The other sensor, which we will call the receiving sensor, is connected to the amplifier as a microphone and will deliver to the amplifier as electrical energy and ultrasonic sounds reaching its diaphragm. Figure 8-3 is a photograph of the two-sensor ultrasonic system.

The ultrasonic sensors are directional in their response to sound waves. If the transmitting and receiving sensors are positioned facing each other, and the path between the two sensors is unobstructed, and the electrical gain in the amplifier is sufficient to overcome the losses in sound energy across the path between the two sensors, acoustic feedback will occur. This, of course, cannot be heard, because the sensor operates well above the range of human hearing. This condition of acoustic feedback can occur only when the electrical gain of the control amplifier is equal to or exceeds the loss in sound strength across the path between the sensors.

In a practical operating system, the electrical gain of the amplifier must be equal to or exceed the total path loss under any ambient environmental condition.

The object to be detected must be of sufficient size and be placed in the acoustic path in such a manner as to cause attenuation. Since some diffusion and refraction of sound occurs around the perimeter of the object to be

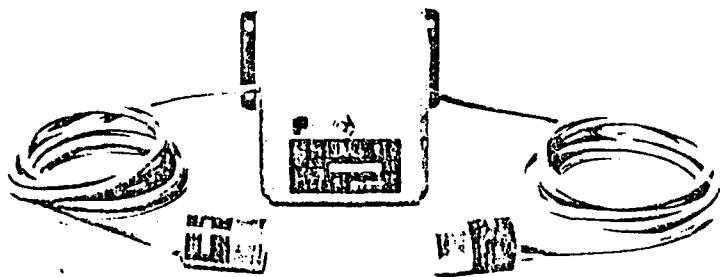
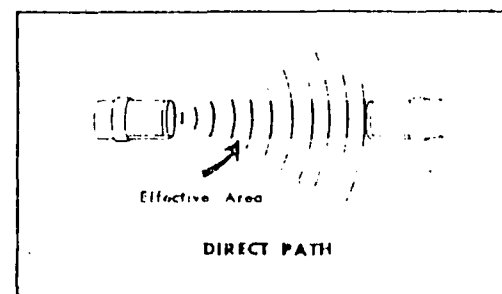


Figure 8-3 The Two-Sensor Ultrasonic Sensor System (Courtesy, Delavan Electronics, Inc.)

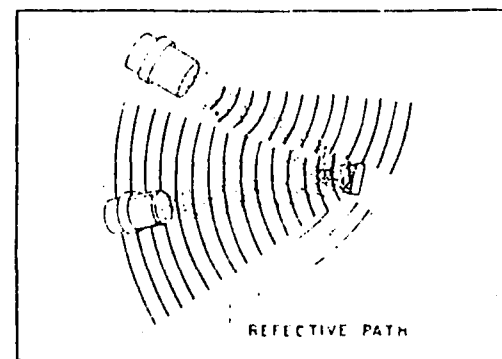
detected, the acoustic shadow formed by the object does not continue behind the object indefinitely. Locating the receiving sensor as close as mechanically possible to the object to be detected is desirable.

#### The Two-Sensor Ultrasonic System Installation (See figure 8-4).

The ultrasonic system can be used in four basic ways. First, the sensors can be installed to provide a direct path in which an obstruction between the sensors breaks the acoustic path, thereby operating a relay (see figure 8-4A). A relay may be connected to the desired external function (light, buzzer, switch, etc.). Although ultrasonic waves are transmitted from one sensor to the other sensor at approximately a  $50^\circ$  angle, an object large enough to cover the active area of the second sensor will break the beam for short path lengths.



A



B

Figure 8-4 Methods of Sensor Installation (Courtesy, Delavan Electronics, Inc.)

Second, the direct path method can also be used to sense the absence of an object from the beam. With the object obstructing the beam, the output relay is closed. When the object is removed, the acoustic path is completed, which opens the relay.

The third and fourth ways in which the sensor can be used are with sensors located to provide a reflective path (see Figure 8-4B). As with the direct path, the reflective beam can also be used in two ways—with the relay open to sense objects or with the relay closed to sense the removal of objects from the beam.

In this method the sound waves emitted from one sensor are reflected from an object to the second sensor to provide the acoustic path. When the object is removed from the path, the relay is closed. Conversely, when objects establish a path, this opens the relay.

The sensor uses ultrasonic energy to produce a direct path or a reflective path.

### The Two-Sensor Ultrasonic System Probe (See figure 8-5)

The probe is basically a magnetostrictive device consisting of a diaphragm, nickel tube, magnet, and pickup coil.

When energy is supplied to the drive coil, it causes the diaphragm to vibrate. The frequency is determined by the mechanical resonant system within the probe. Electrical energy will then be transferred to the pickup coil if the

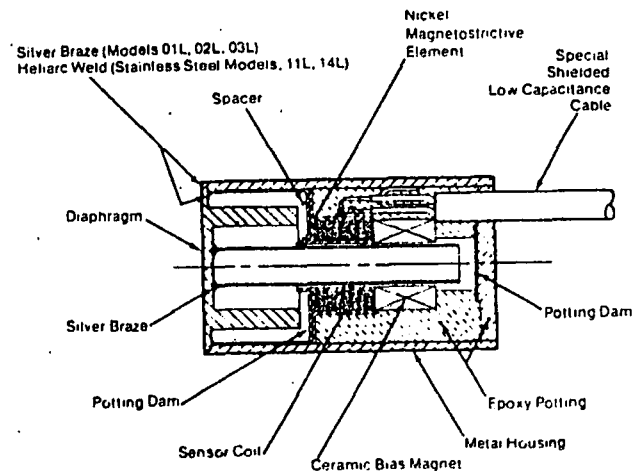


Figure 8-5 The Two-Sensor Ultrasonic System Probe (Courtesy, Delavan Electronics, Inc.)

diaphragm is free to move in gas. When the diaphragm motion is damped by a noncompressible liquid, no energy is transferred to the pickup coil.

Connecting the pickup coil of the probe to the input of an amplifier and the output of the amplifier to the drive coil of the probe forms a feedback-loop circuit in which any energy appearing in the output of the probe will be fed to the amplifier and there amplified and then furnished to the input of the probe. This causes vibrations to occur in the diaphragm and furnishes a signal back to the amplifier for reamplification. If the gain of the amplifier is adjusted so as to exceed the losses within the probe, continuous oscillations will be produced.

If the diaphragm of the probe is exposed to a noncompressible material that offers greater mechanical resistance to the motion of the diaphragm, the transfer of energy to the pickup coil decreases. This results in a decrease in the signal fed back into the amplifier and a corresponding decrease in the signal available from the output of the amplifier. The decreased signal triggers a voltage-sensitive network that controls the output relay.

### Two-Sensor Ultrasonic System Applications

Figure 8-6 illustrates applications of the two-sensor ultrasonic system. Figure 8-6A represents bin level control. Figures 8-6B through 8-6D represent web

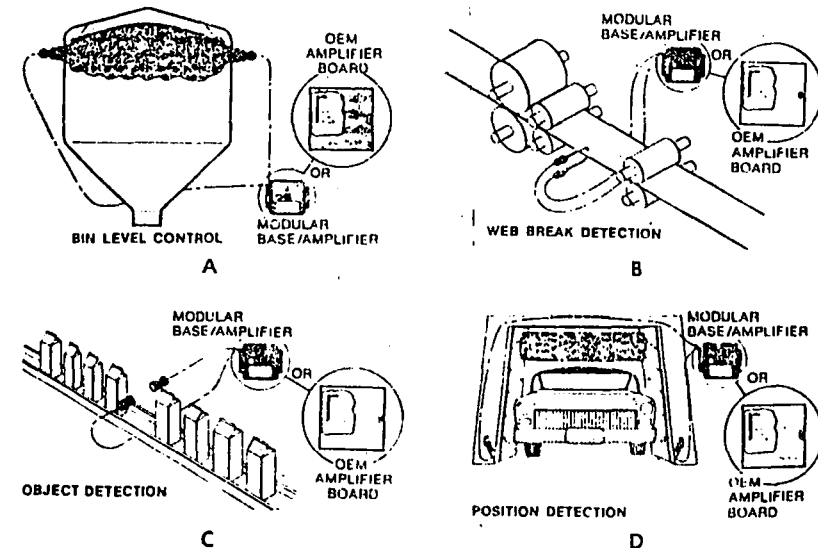


Figure 8-6 Two-Sensor Ultrasonic System Applications (Courtesy, Delavan Electronics, Inc.)

ble a valid check of accelerometer functioning prior to use. The self-test coil also allows nulling of the effect of earth's gravity field for low-level acceleration measurements perpendicular to the earth's surface.

## REFERENCES

Reference data and illustrations were supplied by state-of-the-art manufacturers. Permission to reprint was given by the following companies:

Acceleration/displacement/velocity—Metrix Instruments Co., Houston, Texas

Vibration accelerometers—BBN Instruments, Inc., Cambridge, Massachusetts

Servo accelerometers—Sundstrand Data Control, Inc., Redmond, Washington

All copyrights © are reserved.

# 5

## Solid Sensors: Crystals, Ceramics, and Integrated

### THE PIEZOELECTRIC EFFECT

When pressure is applied to an asymmetrical crystalline material, the material produces an electric potential. The primary crystals used in this type of transducer are quartz, Rochelle salt, tourmaline, barium titanate, ammonia dihydrate phosphate, and lead zirconate. Quartz sensors date back to pioneering work with ballistic galvanometers at the National Bureau of Standards during World War I.

The piezoelectric effect is the property of a crystal exhibited by the generation of a voltage when pressure is applied. A force exists between the atoms of a given material because of the interlaced electronic orbit and mutual repulsion between charged nuclei. Many elements and compounds have atoms that are assembled in a pattern known as a *crystalline structure*. The structure provides stability and equilibrium to the material. Individual atoms vibrate and their electrons follow interlacing orbits but stay in their same relative position. In most crystalline structures, the formation resists change caused by heat, electricity, pressure, etc. Some substances, such as tourmaline, Rochelle salt, and quartz are pressure-sensitive and release electrons when the crystal cubes are compressed along specific lines or axes. The subject materials are inherently piezoelectric. That is, under pressure, they will oscillate at a very specific frequency or generate an electrical charge and have a stable output for long periods of time. Other materials are not naturally piezoelectric but can be transformed into a quasi-piezoelectric crystal by *poling*. Poling is the momentary application of a strong direct current. Such is the case with barium titanate and lead zirconate. These are ceramic materials.

### A Fundamental Piezoelectric Transducer (See figure 5-1)

A most basic piezoelectric transducer is illustrated in figure 5-1. In the figure, quartz with a beam is tied to the supporting base. The crystal and its beam are mechanically connected to a pressure-sensing diaphragm which acts as a force summing device. The diaphragm, in turn, is open to a pressure port. A change in pressure causes a mechanical change on the crystal's beam, which causes the crystal to oscillate at a specific frequency or generate an electrostatic charge signal. This is, of course, extremely fundamental.

These devices have high-frequency response, are self-generating, and are small and rugged. They are, however, sensitive to temperature changes and cross-accelerations, have high impedance outputs, and do not recover very quickly after extreme shock.

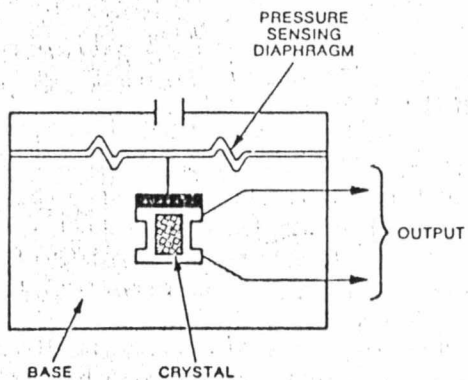


Figure 5-1 A Fundamental Piezoelectric Transducer (Courtesy, Bell & Howell CEC Division)

### Crystal Dynamics (See figure 5-2)

For dynamic pressure, force, and acceleration (vibration or shock) measurements, piezoelectric instruments offer precision combined with ruggedness. It is known that both accuracy and performance are closely related to the internal structural rigidity of transducers. Internal deflections cause errors, both static and dynamic. To generate a useful output signal, crystal transducers rely on the piezoelectric effect. When the crystal elements are strained by an external force, displaced electrical charges accumulate on opposing major surfaces, forming a voltage signal according to the law of electrostatics. Figure 5-2A diagram-

### The Piezoelectric Effect

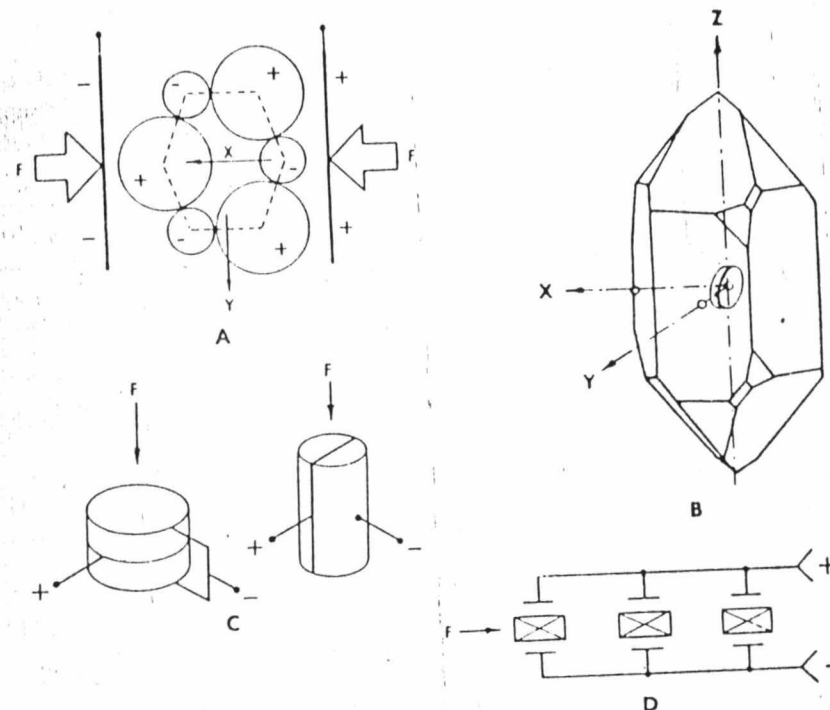


Figure 5-2 Crystal Dynamics (Courtesy, PCB Piezotronics, Inc.)

matically illustrates the displacement of electrical charge due to the deflection of the crystal lattice. The large circles represent silicon atoms and the smaller ones represent oxygen of a quartz crystal.

Figure 5-2A illustrates the direct effect where the force is applied along the X axis and the signal removed on surfaces perpendicular to it. It is apparent from the figure that the same deflection could be accomplished by a tension force applied along the Y axis, producing a transverse effect.

Crystalline quartz, either in its natural or reprocessed form, is one of the most sensitive and stable of piezoelectric materials. Figure 5-2B shows an X-cut disc properly oriented within a quartz crystal.

As shown in figure 5-2C, two variations of X-cut quartz elements are frequently employed in transducers. Elements may be connected electrically in parallel and mechanically either in series or parallel. The elements illustrated in figure 5-2D are mechanically in series and electrically connected in parallel to produce more charge output.

## CHAPTER 13

### Sounds You cannot Hear

A trawler steams slowly back and forth about a mile off the coast of England. After a few hours of sailing this zig-zag course, a marker buoy is thrown overboard and the ship makes its way back to port. The wreck of a sunken ship has just been located by the trawler, which is equipped with SONAR. Later, divers will be sent down to have a look at the wreck and to think out ways of raising it from the bottom of the sea.

“Sonar” is a name put together from the phrase “SOund NAVigation and Ranging.” It uses high-frequency sound waves to measure ocean depths in the way that was described on page 00. Besides locating underwater objects such as sunken ships, schools of fish, and enemy submarines, sonar is helpful in navigation. Radar uses short radio waves to locate objects in air or in space in much the same

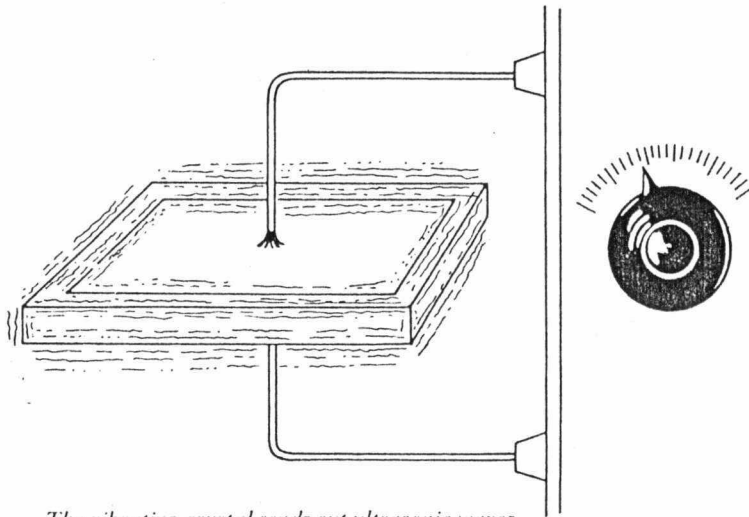
#### SOUNDS YOU CANNOT HEAR

way. But radio waves do not pass through sea water, while sound waves can do this easily.

Sonar is just one of the many uses that engineers and scientists have found for ULTRASONIC sound, which is often called ULTRASOUND. These are names for sound that is too high in frequency to be heard. The average person can hear sound waves that range in frequency from about 20 to 18,000 vibrations per second. A dog can hear vibrations as high as 40,000, and the hearing range of other animals goes even higher. The waves used in sonar have a frequency of around 25,000.

For most of the practical uses of ultrasound, the waves have frequencies from about 20,000 to 1,000,000, although frequencies as high as 10,000,000,000 (ten thousand million) have been produced in laboratories. Ordinary sound waves are usually a few feet long, but ultrasonic waves are measured in hundredths of an inch or less. The very short wave lengths of ultrasounds make a great difference in what they can do.

Vibrating strings, organ pipes, or loud-speakers are useless for the production of ultrasounds because they are much too slow. So special electrical instruments had to be invented. One kind of ultrasound generator uses a thin slice made from a crystal of a glass-like mineral called quartz. The slice is held between two flat pieces of metal connected to a



*The vibrating crystal sends out ultrasonic waves*

special radio set. When the electric current surges back and forth, it makes the crystal vibrate. The sides of the crystal move in and out like the air in an organ pipe, but at much higher frequencies. This movement sets up waves of ultrasound in the air or other surrounding material.

Ordinary sound waves usually spread out in all directions, but ultrasonic waves, being much shorter, can be sent out in a straight beam. This makes it possible to pack a great amount of sound energy into a small space. The high frequency also helps toward putting out more energy.

An experimenting scientist attached a thin fibre to a vibrating quartz crystal. On the end of this fibre he placed a drop of oil, which was instantly changed into a little cloud of mist. Snails and small fish could be killed by putting the vibrating crystal into an aquarium. These experiments were exciting stunts when scientists first began to experiment with ultrasound about thirty years ago, but the really important uses came later.

Today, ultrasonic waves are being put to work in laboratories and in factories. If an ultrasound generator is placed in a liquid, the waves move the liquid back and forth hundreds of thousands of times each second. This causes materials to mix quickly or to dissolve in liquids. Paint manufacturers use ultrasound to do a better job of mixing and blending colours. The companies that make film for your camera find that mixing chemicals by the use of sound waves will produce a more sensitive film.

A new, lightweight type of washing machine uses ultrasonic waves to get clothes clean. Its special ultrasound generator is put into a pail of soapy water containing the soiled clothes. The sound waves drive the soapsuds back and forth through the cloth so fast that everything is soon clean. There is also a new kind of dishwasher that works in much the same way.

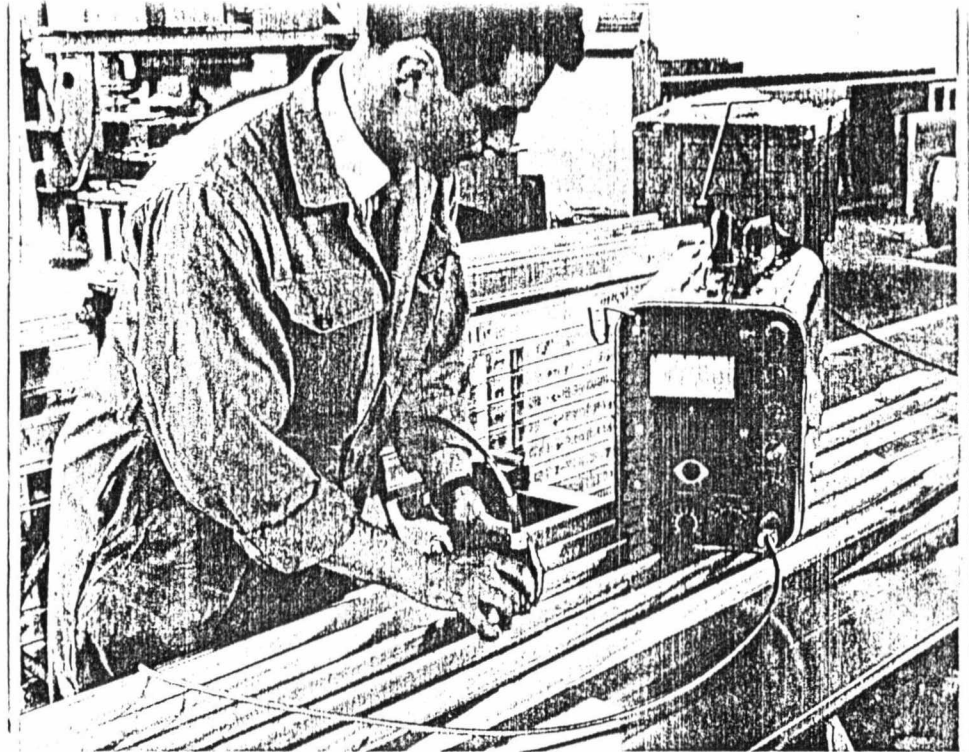
A camera company is now using ultrasonic waves for cleaning lenses. One machine can handle a

## ALL ABOUT SOUND AND ULTRASONICS

thousand lenses an hour, taking the place of twenty people using older cleaning methods.

Ultrasonic waves can shake a liquid so fast that tiny holes form all through it. The liquid is actually torn apart by this action. Almost as soon as these holes are made, they fall together again. The result is a powerful pounding action. In the dairy industry, this is used for the double purpose of making homogenized milk and sterilizing it at the same time. If you look at some raw milk with a microscope, you find that it is made up of little drops of butter fat floating around in a watery liquid. In order to make the milk easier to digest, these fat droplets may be broken up by forcing the milk through very small openings. The result is called homogenized milk. When the ultrasonic method is used, the sound waves not only break up the droplets but also kill the germs in the milk by pounding them to pieces.

In a machine shop, ultrasound can be used for cutting and drilling hard materials. The tool is a shaped piece of metal attached directly to an ultrasonic generator. The part to be cut or engraved is covered with a scouring paste, and the tip of the vibrating tool is then touched to the paste at the spot where the cutting is to be done. The powerful ultrasonic waves that are set up in the paste will then rub it back and forth to wear away the material at that place. The tool itself never touches the work, and



*Ultrasonic flaw detection is used on the components of modern airliners* very little heat is produced. Holes of almost any shape can be cut in this way. Even the quartz-crystal slices used in the ultrasonic generator itself can be made by the same method.

A new kind of dentist's drill works in just this way. Because there is scarcely any pressure or heat developed, this drill is practically painless.

A kind of sonar can be used to find hidden cracks deep inside metal machine parts. A beam of ultra-

#### ALL ABOUT SOUND AND ULTRASONICS

sonic waves sent into such a piece will be reflected from the far side, and also from any flaw or crack in the metal. The machine measures how long it takes the waves to go in and bounce back, and from this it tells how far they went. If, at a certain place, the distance turns out to be smaller, the engineers know that a crack is there. They can even tell exactly how far it is below the surface. The sound-wave method takes the place of the X-ray method, and it is safer and easier to use.

Further uses of ultrasound are being discovered all the time. In one of the latest and cleverest, the ultrasonic waves act like a microscope that shows scientists the parts of individual plant or animal cells. The sample is put in a liquid through which ultrasonic waves are passing. Then a tiny electrical heat detector is moved back and forth over the sample. Wherever the sample is thick, more heat is produced by the waves. Wherever it is thin, there is less heat. The electric currents from the detector are sent to a television circuit; there they show a pattern of each part of the cell, so that an actual picture of the cell appears on the screen.



*Demonstrating the Ultrasonic Aid for the Blind in an Industrial Area*

## ประวัติผู้เขียน

นายกวี นิมิตรภัทร เกิดเมื่อวันที่ 21 พฤษภาคม 2513 ที่จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จการศึกษาชั้นมัธยมศึกษาจากโรงเรียนสวนกุหลาบวิทยาลัย กรุงเทพฯ และการศึกษาชั้นปริญญาตรีจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สาขาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ ในปีการศึกษา 2537

นายสมนึก นิ่มนวล เกิดเมื่อวันที่ 27 มกราคม 2516 ที่จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จการศึกษาชั้นมัธยมศึกษาจากโรงเรียนสามเสนวิทยาลัย กรุงเทพฯ และการศึกษาชั้นปริญญาตรีจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สาขาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ ในปีการศึกษา 2537

นายวสันต์ รัชฎกิจปัญานนท์ เกิดเมื่อวันที่ 10 มีนาคม 2516 ที่จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จการศึกษาชั้นมัธยมศึกษาจากโรงเรียนอัสสัมชัญ กรุงเทพฯ และการศึกษาชั้นปริญญาตรีจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สาขาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ ในปีการศึกษา 2537