



ทรานสมิตเตอร์ วัดความดันแตกต่าง

Differential Pressure Transmitter



โดย

นาย	มนตรี	แก้วรัมย์ลี	37013438
นาย	สมยศ	เลขา	37013447

วัน เดือน ปี.....	29 ก.ย 2541
เลขทะเบียน.....	0.38.04.1
เลขเรียกหนังสือ.....	T.990.61 น 451 ก

ปริญญาานพจน์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมการวัดคุม

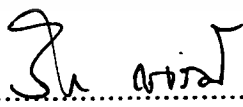
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

ภาควิชา : เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม  
สาขาวิชา : วิศวกรรมการวัดคุมทางอุตสาหกรรม  
คณะ : วิศวกรรมศาสตร์  
สถาบัน : เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง : ทรานสมิตเตอร์วัดความดันแตกต่าง  
(Differential Pressure Transmitter)

จัดทำโดย : 1. นาย มนตรี แก้วอร่ามสี 37013438  
2. นาย สมยศ เลขา 37013447

  
..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(อาจารย์ วิริยะ กองรัตน์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

ทรานสมิตเตอร์วัดความดันแตกต่าง

Differential Pressure Transmitter

นักศึกษา

นาย มนตรี แก้วอร่ามสี

นาย สมยศ เลขา

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. วิริยะ กองรัตน์

ระดับการศึกษา

วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ปีการศึกษา

2539

### บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นกรออกแบบ “ Differential Pressure Transmitter” ประกอบด้วย Pressure sensor (MPX200DP) และ Instrument Amplifier และ วงจร Voltage to Current MPX 200 เป็น ซิลิกอน ไพโซรีซิสตีฟ ซึ่งจะหาค่าความถูกต้องแม่นยำและให้เอาต์พุต Voltage เป็นเชิงเส้น เมื่อเราให้ความดันที่เป็นสัดส่วนป้อนให้กับอุปกรณ์ มันจะเปลี่ยนค่าโวลต์เตจ ผ่านทาง เซมิคอนเดอ์ สเตรนเกจ มันจะผลิตโวลต์เตจที่ซิลิกอน ไดอะเฟรม ตามที่เราป้อนความดันให้กับมัน

อินสตรูเมนต์ แอมป์ลิฟายเออร์ ทำหน้าที่ขยายแรงดัน (1-5 V )  
V to I เปลี่ยน โวลต์เตจเป็นกระแส ( 4 - 20mA )

### ABSTRACT

This project is to design “ Differential Pressure Transmitter” consist of pressure sensor (MPX 200) and instrument amplifier and V to I circuit.

The MPX200 series device is a silicon piezoresistive pressure sensor . Provide a very accurate and linear voltage output pressure sensor operating characteristic proportional to the pressure applied to the device. This device uses a unique tran verse voltage diffused semiconductor strain gauge whih is sensitive to stresses produced in a this silicon diaphragm by the applied pressure.

Instrument amplifier to act gain voltage ( 1- 5 V ).

V to I convert voltage to current ( 4 - 20 mA ).

## สารบัญ

	หน้า
<b>วัตถุประสงค์ของโครงการ เนื้อเรื่อง</b>	1
- การวัดความดัน	2
- ความผิดพลาดในการวัด	6
- สัญญาณมาตรฐานในระบบควบคุมอัตโนมัติ	9
- วงจรขยายชนิดดิฟเฟอเรนเชียล และ อินสตรูเมนเตชัน	14
- วิธีตรวจและวัดสัญญาณโดยวงจขยายอินสตรูเมนเตชัน	22
- การวัดแรงดันแตกต่างหรือแรงดันดิฟเฟอเรนเชียล	24
- หลักการออกแบบ Pressure Transmitter	26
- หลักการทำงานวงจร Instrumentation Amplifier Interface	27
- หลักการทำงานวงจร Voltage to Current	27
- วิธีการออกแบบ Instrumentation Amplifier	28
- วิธีการออกแบบ Voltage to Current	31
- Pressure sensors (MPX 200 0 to 29 psi)	37
<b>ผลการทดลอง</b>	
- ผลการทดลองการหา Voltage เอาพุท ของ Pressure sensor (MPX200DP)	43
- ผลการทดลองการหากระแสเอาพุทที่ Range 0-29 psi	47
- ผลการทดลองการหากระแสเอาพุทที่ Range 5-29 psi	48
- ผลการทดลองการหากระแสเอาพุทที่ Range 0-25 psi	49
- ผลการทดลองการหากระแสเอาพุทที่ Range 5-25 psi	50
- สรุปผลการทดลอง	51
<b>วงจร Instrumentation Amplifier</b>	52
<b>วงจร Voltage to Current</b>	53
<b>กิตติกรรมประกาศ</b>	54
<b>หนังสืออ้างอิง</b>	55

### วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาหลักการทำงานของวงจร ดิฟเฟอเรนเชียลและอินสตรูเมนต์ชัน
2. เพื่อศึกษาหลักการทำงานของวงจร voltage to current
4. เพื่อศึกษาโครงสร้างของ PRESSURE SENSOR ของ MOTOROLA เบอร์ MPX200 (0-29 psi)
5. เพื่อศึกษาหลักการปรับ ZERO และ SPAN ของ pressure differential transmitter
6. เรียนรู้ปัญหาของออปแอมป์ที่เกิดจากไฟตรง



## การวัดความดัน

### ความดันและหน่วยวัดความดัน (Pressure and its Measuring Units)

ความดัน คือ แรงที่กระทำในแนวตั้งฉากอย่างสม่ำเสมอบนพื้นที่ที่กำหนด ถ้ากำหนดให้  $F$  คือ แรงที่กระทำ  $A$  คือ พื้นที่ที่ถูกแรง  $F$  กระทำ  $P$  คือ ความดันที่เกิดขึ้น จะได้  $P = F/A$

ความดันมีหน่วยเป็น Pascal เขียนย่อ Pa

$$1 \text{ Pascal} = \text{N/m}^2$$

$N$  คือ แรงที่กระทำมีหน่วยเป็นนิวตัน (newton)  $1 \text{ N} = 1 \text{ kg m/s}^2$  กระทำลงบนพื้นที่ 1 ตารางเมตร

Pascal เป็นหน่วย S.I.Unit แต่เนื่องจาก Pascal เป็นหน่วยเล็ก ต่อมา bar จึงกำหนดให้เป็นหน่วยในทางปฏิบัติขึ้น

$$100,000 \text{ Pa} = 1 \text{ bar}$$

ค่าความดัน 1 bar นี้มีค่าใกล้เคียงกับความดัน 1  $\text{kg/cm}^2$  และ 1 บรรยากาศมาก

$$1 \text{ kg/cm}^2 = 0.981 \text{ bar}$$

$$1 \text{ atm} = 1.01325 \text{ bar}$$

หน่วยอังกฤษ

$$1 \text{ bar} = 14.50377 \text{ psi}$$

ในรูปความสูงของน้ำปรอท

$$1 \text{ mH}_2\text{O} = 0.09806 \text{ bar}$$

$$1 \text{ inHg} = 0.034531 \text{ bar}$$

โดยกำหนดให้ 1 บรรยากาศ = 760 mm.Hg ที่  $0^\circ\text{C}$  และมีความเร่งอันเกิดจากแรงโน้มถ่วง =  $9.80665 \text{ m/s}^2$

$1 \text{ mm.Hg} =$  ความดันอันเกิดจากความสูงของปรอท 1 mm. ที่  $0^\circ\text{C}$  มีความหนาแน่น =  $13.5951 \text{ g/cm}^3$  และมีความเร่งอันเนื่องมาจากแรงโน้มถ่วง  $9.80665 \text{ m/s}^2$

### ความดันที่เกิดจากก๊าซ(Pressure of gasses)

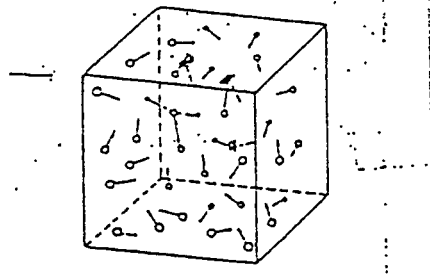
โมเลกุลของก๊าซเปรียบเหมือนลูกบอลเล็กๆเคลื่อนอยู่ตลอดเวลาในภาชนะปิดระหว่างมันเคลื่อนอยู่นั้น มันก็จะชนกันเองและชนกับพื้นที่ผิวของภาชนะ จะทำให้เกิดความดันขึ้น

ถ้ากำหนดให้  $m$  = เป็นมวลของโมเลกุลของก๊าซที่มีหน่วยเป็น kg

$n$  = เป็นจำนวนโมเลกุลในปริมาตร  $1 \text{ m}^3$

$v$  = เป็นความเร็วเฉลี่ยของโมเลกุลก๊าซมีหน่วยเป็น  $\text{m/s}$

จะได้  $P = 1/3 * m * n * v^2$   
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้สำหรับนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### รูปที่ 1.1 แสดงการเคลื่อนที่ของโมเลกุลก๊าซ

เมื่อก๊าซได้รับความร้อนเพิ่มขึ้น จะทำให้ได้ความเร็วเฉลี่ยของก๊าซโมเลกุลสูง หรือเมื่อก๊าซถูกอัดตัวให้มีปริมาณเล็กลง จะทำให้มีจำนวนโมเลกุลต่อ  $1 \text{ m}^3$  สูงขึ้น ผลที่ได้คือ จะทำให้ความร้อนสูงขึ้น.

### ความดันที่เกิดจากของเหลว (Pressure of Liquids)

เนื่องจากของเหลวมีค่าความหนาแน่นมากกว่าก๊าซ ในทางปฏิบัติถือว่าของเหลวเป็นสารที่อัดตัวไม่ลง (incompressible) ส่วนก๊าซที่สารอัดตัวลง (compressible) เมื่อของเหลวถูกบรรจุอยู่ในภาชนะ โมเลกุลจะทับบถมจากบนสู่ล่างทำให้ความดันเพิ่มขึ้นเรื่อยๆตามขนาดความสูงของ ของเหลว นั้น ซึ่งความดันที่เกิดจากของเหลวเรียกว่า Static head

ถ้ากำหนดให้  $h$  = ความสูงของของเหลวมีหน่วยเป็น m

$\rho$  = ความหนาแน่นของของเหลว  $\text{kg/m}^3$

$g$  = แรงโน้มถ่วง  $\text{m/s}^2$

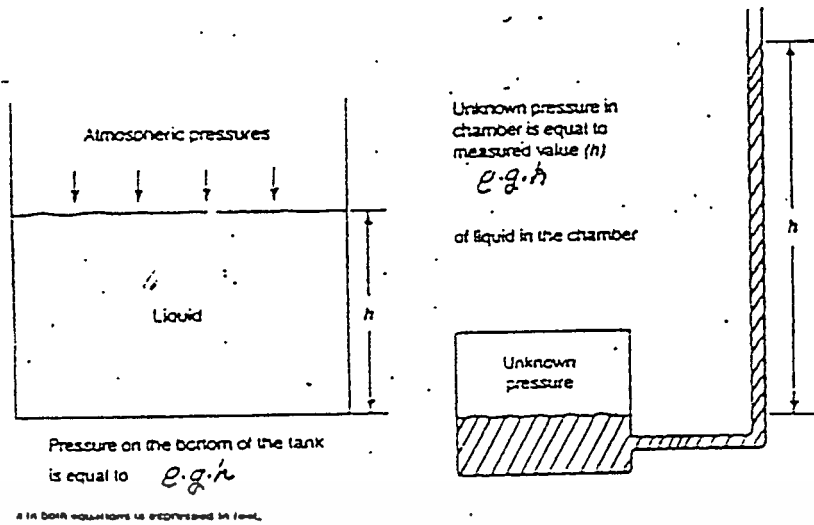
จะได้

$$P = \rho gh$$

จะเห็นว่าความดันที่เกิดจาก ของเหลวจะขึ้นอยู่กับ  $h$  และ  $\rho$  และค่า static head ของของเหลวมีความสูงเท่ากัน จะขึ้นอยู่กับ ของของเหลว นั้น ซึ่งปรอทจะทำให้เกิด static head 13.6 เท่าของน้ำใน ความสูงเท่ากัน

### รูปแบบของความดัน (Type of Pressure)

- ความดันสมบูรณ์ (Absolute pressure)
- ความดันเกจ(Gauge pressure)
- ความดันดิฟเฟอเรนเชียล (Differential pressure)
- ความดันต่ำกว่าความดันบรรยากาศ (Vacuum)



### รูปที่ 1.2 Basic Hydrostatic Head Pressure Measurement Concept

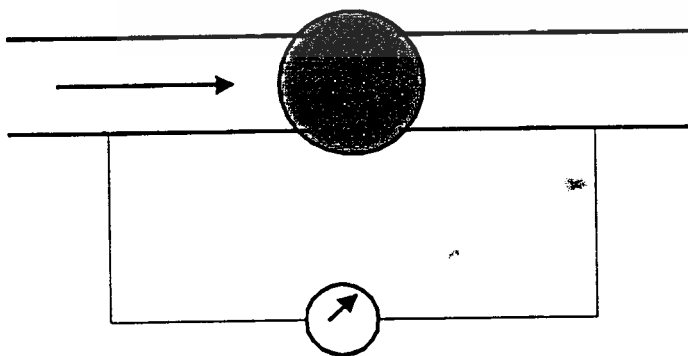
รูปแบบของความดันจะแตกต่างกันไปตามจุดอ้างอิง ค่าศูนย์ (zero reference)

**Absolute pressure** มีจุดอ้างอิงค่าศูนย์ zero absolute คือ จุดที่เป็นสุญญากาศจริงๆค่าที่กำหนดให้เป็น Absolute pressure จะมีตัวย่อต่อท้ายเป็น abs หรือ a เช่น psia เป็นค่าที่ใช้สำหรับการคำนวณทาง Thermodynamic เช่น การหา ประสิทธิภาพของ boiler

**Gauge pressure** มีจุดอ้างอิงค่าที่ศูนย์ที่ ความดันบรรยากาศ โดยค่าที่บอกจะเป็นค่าสูงกว่าความดันบรรยากาศขึ้นไป ซึ่งความดันบรรยากาศนี้จะถือระดับความสูงเฉลี่ยของระดับน้ำทะเลเป็นจุดอ้างอิง งานส่วนใหญ่ในอุตสาหกรรมจะบอกเป็น Gauge pressure แทนทั้งสินค้าที่กำหนดเป็น Gauge pressure จะมีตัวย่อต่อท้ายเป็น G หรือ g เช่น psig

ถ้าเปรียบเทียบค่า Absolute pressure กับ Gauge pressure แล้ว จะเห็นว่า Absolute pressure จะมีค่ามากกว่า 1 บรรยากาศ จะได้  $P_a = P_g + P_{atmosphere}$

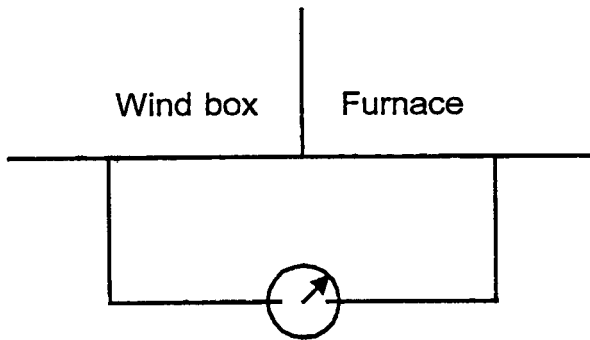
**Differential pressure** เป็นการบอกค่าความดันแตกต่างระหว่างจุด 2 จุด จะมีค่าความดันเป็นศูนย์ที่ความดันทั้งสองจุดวัด ค่าที่กำหนดเป็นความดันแตกต่างจะมีตัวย่อต่อท้ายเป็น d หรือ D เช่น psid บางครั้งอาจเขียนย่อว่า  $\Delta p$



Strainer ใน Fuel oil Pipe

เราต้องการทราบค่าความแตกต่างของ Pressure เท่านั้นเพื่อ ตรวจสอบความสะอาดของ

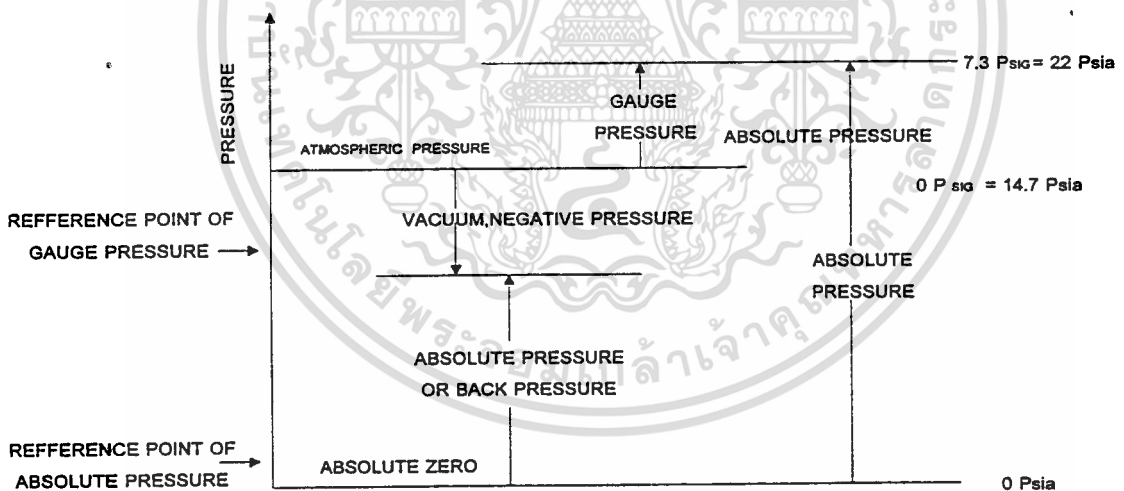
เอ **Strainer** เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เราต้องการทราบค่าความดันแตกต่างของ Wind Box กับ Furnace เพื่อ ตรวจสอบ Wind Box

**Vacuum** จะอ้างอิงที่จุดศูนย์ที่ความดันบรรยากาศ และค่าจะมากขึ้นเมื่อความดันลดลงจะมีค่าสูงสุดที่ Zero absolute บางทีจะเรียกว่า negative pressure นิยมกำหนดหน่วยเป็นค่าความสูงของของเหลว เช่น in.H<sub>2</sub>O, mm.Hg จะมีตัวต่อท้ายด้วย Vac เช่น 700 mm Hg

Vac



รูปที่ 1.3 Pressure Scale

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ความผิดพลาดในการวัด (Error in Measurement)

แม้ว่าจะพยายามในการวัดแต่ละครั้งได้ค่าที่ถูกต้องก็ตาม แต่ในการวัดแต่ละครั้งก็มักจะมีค่าผิดพลาดอยู่ด้วย ฉะนั้นค่าที่วัดได้จึงเป็นค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่แรงดันจริงเท่านั้น ถ้านำค่าที่วัดได้ไปลบออกจากค่าที่แท้จริงก็จะได้ค่าที่ผิดพลาด

ความผิดพลาดในการวัดนี้ อาจเกิดวิธีการวัด เครื่องมือวัด หรือตัวผู้วัด หรืออาจจะเกิดเงื่อนไขสิ่งแวดล้อมก็ได้ ตามปกติ ความผิดพลาดในการวัดนี้มักจะเป็นผลสลับซับซ้อนที่เดิมจากสาเหตุต่างๆข้างต้น แต่ถ้าแบ่งประเภทความผิดพลาดในการวัดใหญ่ก็จะได้ 3 อย่างดังนี้

1. ความผิดพลาดที่เกิดจากผู้วัด (mistake) ในที่นี้หมายถึงความผิดพลาดที่เกิดจากการอ่านค่าหรือการจดค่าในขณะที่ทำการวัด ความผิดพลาดนี้สามารถจะจำกัดได้ ถ้าผู้วัดระมัดระวังในการจดค่า นอกจากนี้ ในขณะที่ทำการวัดไม่ควรเพียงแต่จดค่าที่วัดได้ ควร plot ค่าลงในกระดาษกราฟ จะช่วยให้เห็นความผิดพลาดง่ายขึ้น

ความผิดพลาดอีกประการหนึ่งที่เกิดจากความสามารถในการแยกอ่านตัวเลขให้ถูกต้องของผู้วัดเอง เช่น ค่า 0.8 อ่านเป็นค่า 0.9 เสมอ อย่างนี้เรียกว่าความผิดพลาดส่วนตัว (Personal error) ความผิดพลาดส่วนตัวนี้ สามารถลดลงได้ถ้าแก้ไขตัวเองอยู่เสมอ

ปัจจุบัน เริ่มมีการใช้เครื่องวัดซึ่งอ่านค่าที่วัดได้ และพิมพ์ออกมาโดยอัตโนมัติมากขึ้น เครื่องวัดแบบนี้จะลดความผิดพลาดที่เกิดจากผู้วัดจนเกือบจะหมดไป

### 2. ความผิดพลาดที่เกิดจากระบบ (Systematic error)

ความผิดพลาดที่เกิดจากระบบนี้สามารถแก้ไขได้ ถ้าทราบโดยการแก้ค่าที่วัดให้ถูกต้องเช่นเครื่องมือวัดความยาวที่มีบรรทัดที่ความยาวมาตรฐาน ถ้านำไปวัดที่อุณหภูมิแตกต่างจากอุณหภูมิมาตรฐานแล้ว ความยาวที่วัดได้ก็จะไม่ถูกต้อง แต่ถ้าทราบอุณหภูมิและสัมประสิทธิ์การขยายของบรรทัดวัดความยาว ก็สามารถตรวจแก้ไขให้ถูกต้องได้ (correction) การตรวจวัดและแก้ไขเครื่องมือให้ถูกต้องนั้น เรียกว่าการปรับเครื่อง (calibration) เมื่อนำค่าที่อ่านได้จากเครื่องมือวัดยังไม่ได้รับการปรับให้ถูกต้อง ไปลบออกจากค่าที่แท้จริง จะได้ค่าผิดพลาดของเครื่องมือวัด (instrument error)

### 3. ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นโดยบังเอิญนั้น (accidental error)

ความผิดพลาดที่เกิดโดยบังเอิญ เป็นความผิดพลาดเล็กน้อยๆที่ไม่สามารถแก้ไขได้ซึ่งนอกเหนือเป็นความผิดพลาด (mistake) และความผิดพลาดที่เกิดจากระบบ (systematic error) และส่วนมากเกิดจากสิ่งแวดล้อมในการวัด กล่าวคือเกิดจากการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยของอุณหภูมิความดันของอากาศ ความสว่างและความสั่นสะเทือน เป็นต้น หรือเกิดจากความเปลี่ยนแปลงของความเสียดทานภายในเครื่องมือวัดเพียงเล็กน้อย หรือเกิดจากการสั่นไหวของความสนใจของผู้วัดเพียงเล็กน้อย

ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นโดยบังเอิญเป็นความผิดพลาดในการวัดที่แท้จริง เพราะไม่สามารถแก้ไขให้ถูกต้องได้อย่างเช่น mistake หรือ systematic error ค่าที่วัดได้จึงนำมาคิดเป็นค่าเฉลี่ย

ไม่มีการแก้ไขทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\bar{x} = \frac{x_1 + x_2 + x_3 + \dots + x_n}{n}$$

ในที่นี้  $x_1, x_2, \dots, x_n$  เป็นค่าที่วัดได้แต่ละครั้ง ส่วน  $n$  เป็นจำนวนครั้งที่วัดได้ทั้งหมด แม้ว่าค่า  $\bar{x}$  จะค่าถูกต้องมาก แต่ถ้าหาค่าเฉลี่ยจากวัดหลาย ๆ ครั้งจะเห็นว่าค่าเฉลี่ย  $x_1, x_2, x_3, \dots$  เหล่านี้ ไม่จำเป็นต้องเท่ากันเพราะเกิดความผิดพลาดโดยบังเอิญ ฉะนั้นการเปลี่ยนแปลงของค่าเฉลี่ยจะมากน้อยนั้น ขึ้นอยู่กับสภาพการกระจาย (distribution) ของค่าที่วัดได้ ค่าที่วัดได้โดยมีอิสระหากมีจำนวนมาก จะมีการกระจายแบบนอร์มัล (normal distribution) นั่นคือความผิดพลาดโดยบังเอิญ จะมีการกระจายแบบนอร์มัล ด้วย

เราสามารถทดสอบการกระจายค่าที่วัดได้ โดยใช้วิธีทางสถิติที่เรียกว่า หาค่าเบี่ยงมาตรฐาน (standard deviation) จากสูตรข้างล่างนี้

$$\sigma_{\bar{x}} = \sqrt{\frac{(x_1 - \bar{x})^2 + (x_2 - \bar{x})^2 + \dots + (x_n - \bar{x})^2}{n(n-1)}}$$

ในที่นี้จะให้ค่า  $\sigma_{\bar{x}}$  มีค่าน้อย ค่าเฉลี่ย  $\bar{x}$  ในแต่ละครั้งของการวัดจะเปลี่ยนแปลงน้อยมากจนคิดได้ว่า  $\bar{x}$  เป็นค่าเฉลี่ยที่ถูกต้องที่สุด แต่ถ้า  $\sigma_{\bar{x}}$  มีค่ามากก็จำเป็นต้องทำการวัดใหม่

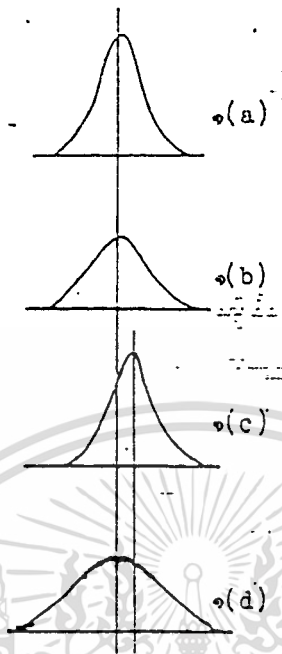
### Accuracy และ Percision

การวัดที่ถูกต้องนั้นเป็นการวัดที่มี mistake ความผิดพลาดที่เกิดจากระบบ และความผิดพลาดโดยบังเอิญน้อย ฉะนั้น Accuracy ก็คือ ตัวแสดงถึง range ของค่าที่วัดได้ว่ามีค่าใกล้เคียงกับค่าที่แท้จริงเท่าไร เช่นการวัดครั้งนั้นมีค่าความถูกต้อง 1 v หรือเครื่องวัดนี้รับประกันวัดค่าได้ถูกต้อง 0.5% นั่นคือ accuracy เป็น range ที่น้อยที่สุด ที่ค่าเฉลี่ยของค่าที่วัดได้ base จากค่าที่แท้จริง

การวัดที่มี precicion ดีนั้น คือการวัดที่มีความผิดพลาดโดยบังเอิญน้อย และมี dispersion ของค่าที่วัดน้อยด้วย เช่นรูปที่ 1 (a) มี precision ดีกว่ารูปที่ 1 (b) ส่วนรูปที่ 1 (c) มี accuracy เลวแต่มี precision ดี และรูปที่ 1 (d) มี accuracy ดีแต่มี precision เลว

### Sensitivity

ความไว (Sensitivity) คือความสามารถของเครื่องวัดในการวัดปริมาณการวัดที่มีค่าเล็กที่สุด.



ตามปกติ การวัดที่ต้องการความเที่ยงตรง (precision) ดี จะต้องใช้เครื่องวัดที่มีค่าความไวสูงด้วย แต่การใช้เครื่องวัดที่มีค่าความไวสูงในการวัด ก็ไม่จำเป็นต้องให้ผลการวัดที่มีความเที่ยงตรงดีเสมอไป

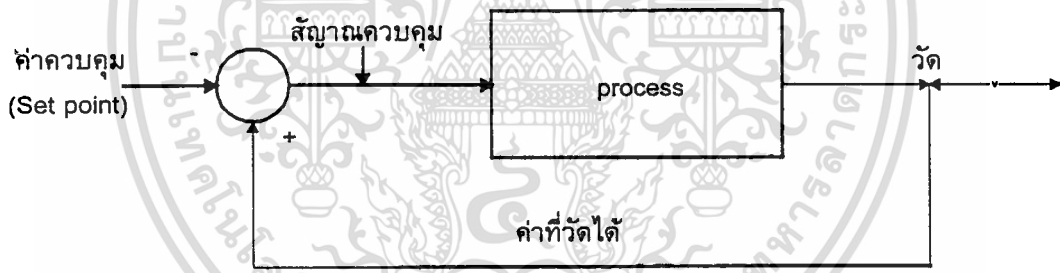
### สัญญาณมาตรฐานในระบบควบคุมอัตโนมัติ

วิศวกรที่ทำงานในโรงงานอุตสาหกรรม ซึ่งมีการใช้ระบบควบคุมอัตโนมัติ อาจจะเคยพบว่าสัญญาณควบคุมที่ใช้อยู่ในระบบนั้นมีค่าต่างๆกันหลายค่า โดยเฉพาะอย่างยิ่งในกรณีที่เป็นสัญญาณควบคุมไฟฟ้าด้วยแล้ว มักมีค่าความแตกต่างกัน หรือบางทีเป็นคนละหน่วยเช่น เป็นกระแสก็มี เป็นแรงดันไฟฟ้าก็มีเป็นต้น ในบางครั้งเมื่อสั่งซื้ออุปกรณ์ในระบบควบคุมเช่น controller หรือ transmitter เพิ่มเติม จะพบว่าอุปกรณ์รุ่นใหม่ใช้ระบบสัญญาณผิดไปจากเดิมได้ แต่บางครั้งก็เลือกไม่ได้ จำเป็นต้องใช้มาตรฐานสัญญาณแบบใหม่เพราะมาตรฐานเท่านั้น ทางโรงงานผู้ผลิตจำหน่ายเลิกผลิตไปแล้ว

บทความนี้ มีจุดประสงค์เพื่ออธิบายถึงสาเหตุต้องมีสัญญาณมาตรฐานในระบบควบคุมอัตโนมัติและมาตรฐานสัญญาณต่างๆที่นิยมกันอยู่ในปัจจุบัน รวมทั้งข้อดีข้อเสียของมาตรฐานแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้าด้วย

#### สัญญาณมาตรฐานคืออะไร

ในระบบควบคุมอัตโนมัติ จะมีการวัดและการนำสัญญาณที่วัดได้ไปเทียบค่าที่ต้องการควบคุม(set value) โดยทั่วไป ลักษณะแบบนี้ก็คือ การควบคุมแบบป้อนกลับ (feed-back control)แสดงเป็นรูปง่าย ๆดังรูปที่ 1



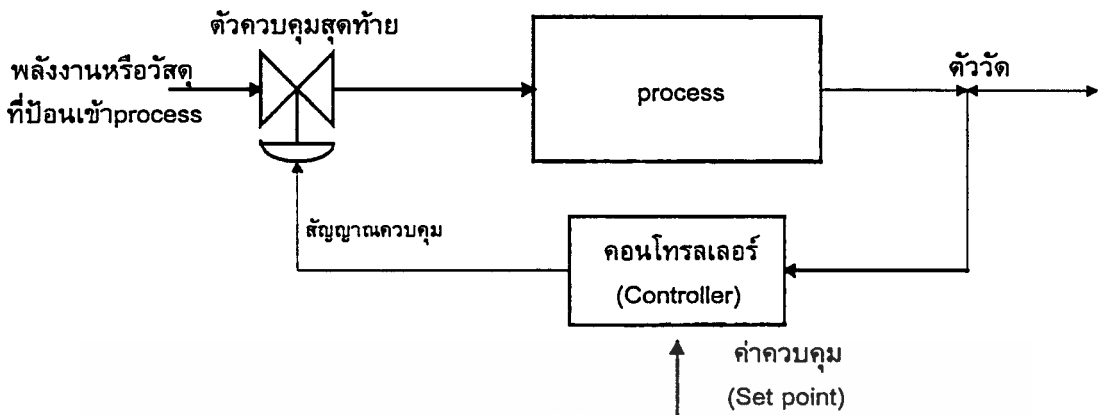
รูปที่ 2.1

ในรูปที่ 1เป็นการแสดงการควบคุมแบบป้อนกลับในรูปของ block diagram ถ้าจะเขียนให้ใกล้เคียงรูปที่ใช้งานจริงจะได้ดังรูปที่2

#### การทำงานของระบบ

สัญญาณจากตัววัด จะถูกส่งมาเข้าคอนโทรลเลอร์(controller)ซึ่งสัญญาณที่วัดเข้ามาเปรียบเทียบกับค่าที่ควบคุม (Setup Point) ที่กำหนดไว้และทำการส่งสัญญาณไปยังกับตัวควบคุมสุดท้าย (Final Control Element) ซึ่งทำการบังคับหรือควบคุมปริมาณของ พลังงานหรือวัสดุที่ป้อนเข้าprocess พลังงานหรือวัสดุที่ป้อนเข้าprocessนี้ จะทำให้ค่าที่เราสนใจวัดและควบคุมเช่น อุณหภูมิ ความดัน ฯลฯ เปลี่ยนแปลงไป ซึ่งตัววัดก็จะทำการส่งสัญญาณเข้ามายังคอนโทรลเลอร์อีก และคอนโทรลเลอร์ก็จะทำการเปรียบเทียบกับค่าที่ควบคุม พร้อมกับส่งสัญญาณตัวควบคุมไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2

ยังตัวควบคุมสุดท้ายเพื่อปรับแต่งปริมาณของพลังงานหรือวัสดุอีก เป็นเช่นนี้เรื่อยๆ จนกว่าจะได้ค่าที่เราสนใจจะวัดแล้วควบคุมเท่ากับค่าควบคุม

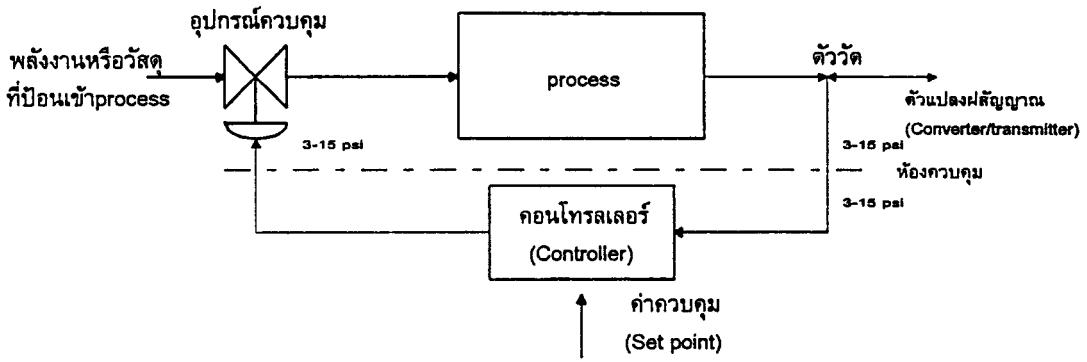
ในทางปฏิบัติ ตัววัดและตัวควบคุมสุดท้ายจะเป็นส่วนของprocess แต่คอนโทรลเลอร์จะแยกออกมาติดตั้งต่างหาก โดยจะอยู่บริเวณใกล้เคียงกับโปรเซส หรือเข้าไปรวมอยู่ในห้องคอลเลอร์เพื่อในการที่จะใช้ operator คนเดียวให้สามารถดูแล process ได้ในเวลาเดียวกัน ห้องคอนโทรลนี้จะอยู่ห่าง process ออกไปดังนั้น ระยะตัววัดถึงคอนโทรลเลอร์และจากคอนโทรลเลอร์ถึงตัวควบคุมสุดท้าย ก็ไกลกับตัววัด เพื่อทำการขยายสัญญาณให้มีความแรงหรือมีค่ามากขึ้น

ปัญหาอีกอย่างหนึ่งคือ ตัวแปรที่วัดและควบคุมนั้นมีหลายๆชนิด และหลายช่วงของการวัด เช่นอาจทำการวัดอุณหภูมิ ความดัน การไหล โดยแต่ละจุดของการวัดอาจมีการวัดต่าง ๆ กันนี้ การเก็บข้อมูลต้องมีมาก และถ้าตัวใดตัวหนึ่งเสียก็จะไม่มีอะไรแทน เนื่องจากต้องส่งทำเป็นพิเศษโดยเฉพาะใหม่ทั้งตัว

เมื่อเห็นความจำเป็นของตัวขยายสัญญาณ และข้อเสียในการใช้คอนโทรลเลอร์ที่รับเฉพาะค่าตัวแปรชนิดใดชนิดหนึ่งได้อย่างเดียวเท่านั้น ดังนี้แล้วจะเห็นว่า ทางออกที่ดีในกรณีนี้คือ การใช้สัญญาณมาตรฐาน โดยจากตัววัดจะมีคอนเวอร์เตอร์/ทรานซิสเตอร์ (Converter/transmitter) เปลี่ยนสัญญาณที่วัดที่ต้องการ เป็นสัญญาณมาตรฐาน และส่งไปยังคอนโทรลเลอร์ ซึ่งบนหน้าปัดหรือ อินดิเคเตอร์ (indicator) เราจะสร้างสเกลเป็นตัววัดที่ต้องการ หรือแสดงอยู่ในรูปเปอร์เซ็นต์ของสัญญาณมาตรฐานก็ได้ เมื่อเป็นเช่นนี้การสร้างคอนโทรลเลอร์ เราก็เพียงแต่สร้างให้รับสัญญาณมาตรฐานตามกำหนดเหมือนกันหมดตามกำหนด ในกรณีที่เราต้องการคอลเลอร์หลายตัว และเกิดมีตัวหนึ่งตัวใดเสีย เราอาจเอาคอนโทรลเลอร์ตัวอื่น ๆ มาใช้แทนกันได้ เพื่อความเข้าใจขอให้ดูภาพ 3 ประกอบ ในกรณีเราใช้ความดัน 3-15 psi เป็นสัญญาณมาตรฐาน

เมื่อก่อนเป็นเอกสารที่ส่งมาให้ดูที่ห้องทำงานเพื่อทำการแก้ไขเท่านั้น เมื่อนูญาติเห็นว่าเบเซปรีเซชันงานการค้า

เมื่อก่อนได้ทำหนังสือ ออกให้ทางทีมให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### รูปที่ 2.3 สัญญาณมาตรฐานในระบบควบคุม

สัญญาณมาตรฐานนี้ มีใช้ในระบบควบคุมทั้ง 2 แบบคือ ระบบไฟฟ้า และระบบลม (pneumatic)

1. สัญญาณในมาตรฐานระบบไฟฟ้า แบ่งย่อยเป็น 2 พวก คือ สัญญาณกระแส สัญญาณแรงดันไฟฟ้า ซึ่งแต่ละพวกมีค่าต่าง ๆ กัน ที่นิยมใช้กันอยู่ได้แก่

#### 1.1 สัญญาณกระแส

- 4-20 mA (ปัจจุบันนิยมใช้มากที่สุด)
- 10-50 mA
- 0-20 mA
- 0-50 mA

#### 1.2 สัญญาณแรงดันไฟฟ้า

- 1-5 V (ปัจจุบันนิยมใช้มากที่สุด)
- 0-10 V
- 0-10 mv

นอกจากนี้ ยังมีค่าอื่น ๆ อีก ซึ่งในผู้ผลิตต่างกัน อาจใช้มาตรฐานสัญญาณไม่เหมือนกันก็ได้

2. สัญญาณมาตรฐานในระบบลม (pneumatic) ปัจจุบันที่ใช้กันอยู่มี 2 หน่วยต่างกัน คือ ระบบเมตริก และระบบอังกฤษ

ระบบเมตริก 0.2 - 1 kg/cm<sup>2</sup>

ระบบอังกฤษ 3 - 15 psi

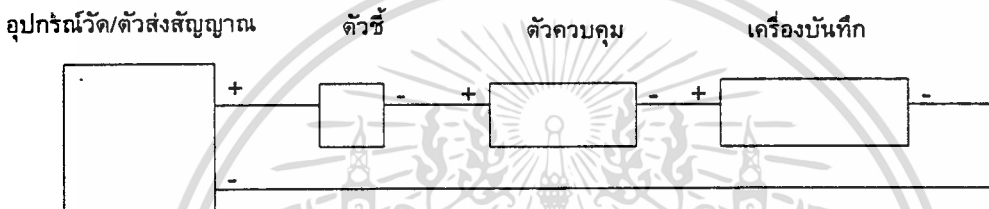
ทั้งสองหน่วยเมื่อเทียบแล้วจะมีค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้น อุปกรณ์ที่รับสัญญาณในหน่วยต่าง ๆ กันนี้เมื่อปรับแต่งเล็กน้อยก็อาจใช้ประกอบกัน หรือแทนกันได้

(หมายเหตุ สัญญาณ 4-20 mA ค่า 4 mA จะเป็นค่าต่ำสุดบนสเกล (0%) และค่า 20 mA จะเป็นค่าสูงสุดบนสเกล(100%) สัญญาณ 3-15 psi ค่า 3 psi จะเป็นค่าต่ำสุดบนสเกล (0%) และค่า 15 psi จะเป็นค่าสูงสุดบนสเกล (100%) ค่าสัญญาณอื่นๆก็เช่นเดียวกัน)

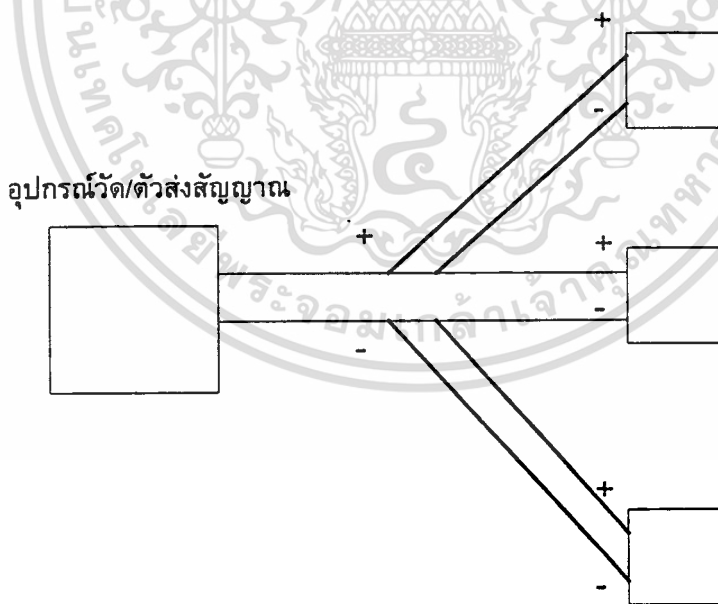
### ทำไมต้องมีสัญญาณมาตรฐานไฟฟ้า 2 พวก

ก่อนอื่น จะต้องพิจารณากับการต่อวงจรอุปกรณ์ต่างๆเข้าด้วยกันเป็นระบบเดียว ก่อนในระบบสัญญาณกระแส จะต้องต่ออุปกรณ์ต่างๆ อนุกรมกันหมด เนื่องจากการต่อขนานจะทำให้กระแสแบ่งไหล ทำให้ได้ค่าวัดที่ไม่ถูกต้อง ดูรูปที่ 4

ในระบบสัญญาณแรงดันไฟฟ้า จะต้องต่ออุปกรณ์ต่างๆขนานกัน เพื่อมิให้เกิดการแบ่งแรงดันไฟฟ้า ซึ่งจะทำให้ได้ค่าวัดที่ไม่ถูกต้อง



รูปที่ 2.4 การต่ออุปกรณ์ในระบบกระแส (เฉพาะด้านรับ)



รูปที่ 2.5 การต่ออุปกรณ์ในระบบแรงดันไฟฟ้า (เฉพาะด้านรับ)

จากหลักการของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า รวมทั้งการต่ออุปกรณ์ในรูปที่ 4 และรูปที่ 5 จะสรุปข้อดีและข้อเสียระบบทั้งสองได้ดังนี้  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ข้อดีระบบกระแสเทียบกับระบบแรงดันไฟฟ้า

1. ส่งสัญญาณได้ไกลกว่า เนื่องจากไม่มีการสูญเสียในสายเช่นที่เกิดในระบบแรงดัน ซึ่งจะมีการสูญเสียในสายเนื่องจากความต้านทาน

2. ตัวรับสัญญาณมักมี Input impedance ต่ำ ซึ่งจะเกิดสัญญาณรบกวน (noise) น้อยกว่าระบบแรงดันไฟฟ้า ซึ่งมักมี input impedance ของตัวรับสูง

### ข้อดีของระบบแรงดันไฟฟ้าเทียบกับระบบกระแส

จุดเด่นที่สำคัญคือ ถ้าอุปกรณ์รับตัวหนึ่งตัวใดเสีย อุปกรณ์ที่เหลือจะยังทำงานได้ ในขณะที่ถ้าเป็นการต่ออนุกรมแบบระบบกระแส ทั้งวงจรควบคุมจะหยุดทำงาน หรือทำงานผิดพลาดหมด และ จะไม่ทราบว่าเป็นตัวใดเสีย หรือจุดใดเสีย นอกจากจะถอดออกมาตรวจวัดทีละตัว ซึ่งอาจทำได้ลำบากหรือกินเวลามาก

ในทางปฏิบัติการส่งสัญญาณระยะไกลเข้ามามากใช้ระบบกระแส ส่วนในแผงควบคุมมักเปลี่ยนจากกระแสเป็นแรงดันไฟฟ้า เพื่อใช้กับตัวรับหลายตัว



## วงจรรขยายชนิดดิฟเฟอเรนเชียล และ อินสตรูเมนเตชัน

วงจรรขยายสำหรับการตรวจวัดเป็นเครื่องมือหรือใช้สำหรับควบคุมที่ดี จะวงจรรชนิดอินสตรูเมนเตชัน(instrumentation amplifier) ซึ่งเป็นองค์ประกอบของวงจรรจะมีออปแอมป์และตัวต้านทานที่เที่ยงตรงสูงหลายตัว และเนื่องจากวงจรรนี้เป็นวงจรรที่มีประสิทธิภาพดี และมีคุณภาพในการทำงานสูง ไอซีและชิปมอดูลต่างๆที่สำเร็จรูปเป็นวงจรรขยายอินสตรูเมนเตชันชนิดนี้จึงมักมีราคาแพงโดยจะมีราคาตั้งแต่ 100 ถึง 3000 บาท

วงจรรที่ราคาถูกลงจะอยู่ในตระกูลเดียวกับวงจรรขยายอินสตรูเมนเตชันก็คือ วงจรรขยายดิฟเฟอเรนเชียล(differential amplifier) หรือวงจรรขยายค่าแตกต่าง ซึ่งในที่นี้เราจะเริ่มกล่าวถึงวงจรรชนิดนี้กันก่อน มีการแสดงออปแอมป์ต่างๆที่เหมาะสมกับวงจรรชนิดนี้จากนั้นก็อธิบายวิธีการนำวงจรรราคาถูกลงมาดัดแปลงเป็นวงจรรขยายอินสตรูเมนเตชันอีกที สำหรับส่วนสุดท้ายของบทนี้เกี่ยวกับเรื่องวงจรรขยายแบบบริดจ์ ซึ่งเกี่ยวข้องกับวงจรรอินสตรูเมนชันและดิฟเฟอเรนเชียล

### พื้นฐานของวงจรรดิฟเฟอเรนเชียล

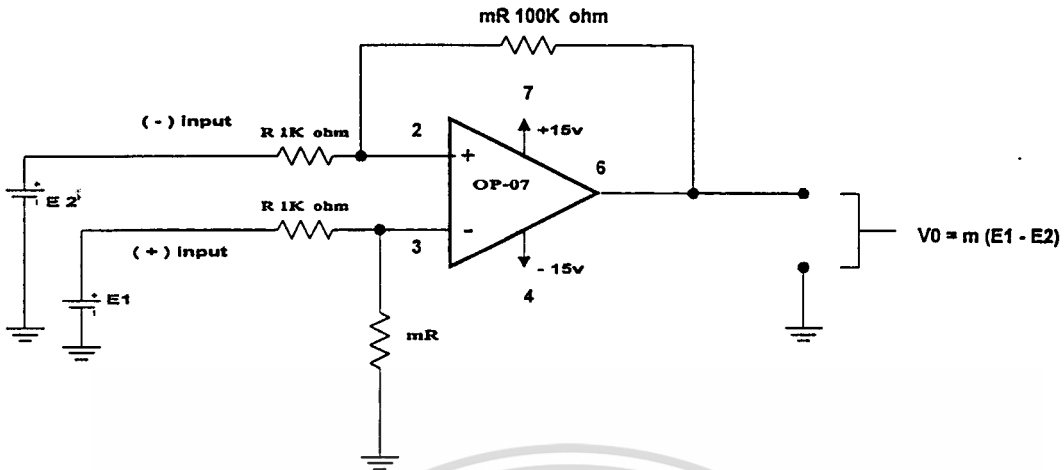
#### กล่าวนำ

วงจรรดิฟเฟอเรนเชียลนี้นำมาใช้สำหรับการตรวจวัดก็ได้ หรือนำมาใช้วงจรรขยายสัญญาณขนาดเล็กก็ได้ โดยสัญญาณขนาดเล็กนี้หมายถึงสัญญาณแรงดันที่มีขนาดน้อยกว่า 10 มิลลิโวลท์ลงไป สำหรับหัวข้อนี้จะพูดถึงการสร้างและวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรรและเรื่องการทำงานของวงจรรจะกล่าวต่อไป

ในรูปที่ 3.1 ตัวต้านทานจะมีความคลาดเคลื่อนน้อยมาก(1%) ต่อเข้ากับออปแอมป์เพื่อทำวงจรรดิฟเฟอเรนเชียลหรือวงจรรความแตกต่าง ถ้า  $E_1$  ถูกแทนด้วยการลัดวงจร วงจรรจะเป็นวงจรรขยายอินเวอร์ตจึงจะให้ค่าขยายเท่ากับ  $-m$  เท่าของแรงดัน  $E_2$  หรือ  $-mE_2$  แต่ในกรณี  $E_2$  ถูกแทนด้วยการลัดวงจร แรงดัน  $E_1$  จะถูกแบ่งโดย  $R$  และ  $mR$  จนเหลือเพียง  $E_1 (1+m)$  ที่ขาบวกของออปแอมป์เมื่อมองเป็นวงจรรขยายแบบนอนอินเวอร์ต เราจะได้ค่าขยายเท่ากับ  $(m+1)$  เท่าของแรงดัน  $E_1$  หรือประมาณค่าเท่ากับ  $mE_1$  ดังนั้นถ้า  $E_1$  และ  $E_2$  จะปรากฏที่ขาทั้งสองของออปแอมป์ ค่าแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับ  $V_O = mE_1 - mE_2$  หรือเป็นดังสมการที่ 3.1

$$V_O = mE_1 - mE_2 = m(E_1 - E_2) \quad (3.1)$$

จากสมการที่ 3.1 เราสรุปได้ว่า แรงดันเอาต์พุตสำหรับวงจรรดิฟเฟอเรนเชียลหรือ  $V_O$  จะเป็นค่าแรงดันแตกต่างที่มีอนเข้าสู่ขาบวกและขาลบออปแอมป์ คุณกับอัตราขยาย(differential gain) ซึ่งถูกกำหนดโดยตัวต้านทาน



รูปที่ 3.1 แสดงพื้นฐานของวงจรดิฟเฟอเรนเชียล

จากสมการที่ (3.1) และข้อสมมติที่เราได้คิดขึ้น เราพบได้ว่าเมื่อแรงดันอินพุตทั้งสองมีค่าเท่ากัน จะทำให้แรงดันดิฟเฟอเรนเชียลหรือแรงดันค่าแตกต่างนี้มีค่าเป็นศูนย์เหมือนกัน ซึ่งหัวข้อถัดไปเราจะมาดูละเอียดในเรื่องนี้มากขึ้น

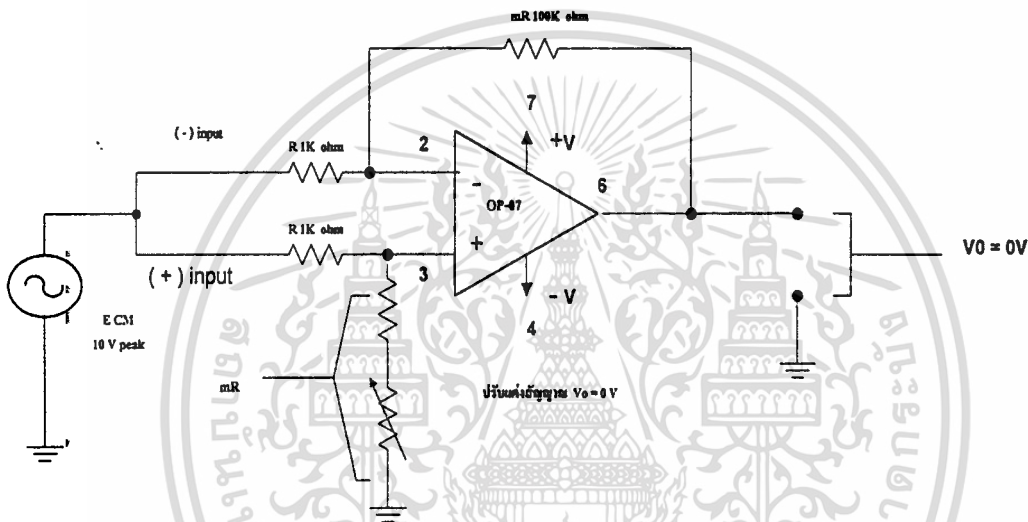
#### แรงดันแบบคอมมอนโหมด

แรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์ควรจะเป็น 0 โวลต์เมื่อ  $E_1 = E_2$  วิธีการที่จะทำให้แรงดันอินพุตทั้งสองเท่ากันได้ง่ายที่สุดก็คือ การรวมปลายอินพุตทั้งสองเข้าด้วยกัน(รูปที่ 3.2) โดยแรงดันอินพุตนี้เราเรียกว่า  $E_{CM}$  หรือแรงดันอินพุตแบบคอมมอนโหมด (common-mode input voltage)

ดังนั้นแรงดัน  $V_O$  ควรจะมีค่าเป็นศูนย์ถ้าอัตราส่วนระหว่างตัวต้านทานเท่ากัน (ระหว่างอัตราขยายอินเวอร์ตติ้งที่มาจากค่า  $mR$  และ  $R$  การแบ่งแรงดันที่เกิดจากค่า  $mR$  และ  $R$ ) ซึ่งผลดังกล่าวทำให้เกิดอัตราขยายแรงดันแบบคอมมอนโหมด หรือ  $V_O/V_{CM}$  (common-mode voltage gain) ที่มีค่าเท่ากับศูนย์ หนึ่งในทางปฏิบัติเพื่อที่จะให้ได้ค่าที่ถูกต้อง สัดส่วนตัวต้านทานสองชุดนี้จะเท่ากัน ซึ่งเราจะทราบค่าที่แท้จริงได้ ดังนั้นเราจึงใช้ตัวต้านทานที่สามารถปรับค่าได้หนึ่งตัว ณ ตำแหน่ง  $mR$  เพื่อใช้ในการปรับจนกว่าจะได้ค่าที่  $V_O$  เท่ากับค่าศูนย์โวลต์ ซึ่งตรงนี้เองซึ่งเป็นคุณสมบัติของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่ดีถูกต้อง ซึ่งจะทำให้สามารถตรวจจับผลการแตกต่างของสัญญาณแรงดันที่มีค่าน้อยจะมีหน่วยเป็นมิลลิโวลต์ได้

### การตรวจจับสัญญาณที่มาจากแหล่งสัญญาณเดียว

การต่อวงจรอินเวอร์ตอย่างง่ายที่สุดจะเป็นได้ดังรูปที่ 3.3 แหล่งจ่ายไฟฟ้าจะมีการป้อนตรงกลาง ตรงออปแอมป์ โดยปลาย  $R_L$  จะเป็นการต่อกราวด์ลงดินไว้ (อาจต่อลงดินโดยผ่านท่อประปาเหล็ก) และที่ตัวถังของแหล่งจ่ายสัญญาณ(signal source) ก็จะมีการต่อกราวด์ลงดินด้วยเช่นกัน อย่างไรก็ตาม แม้ว่าที่แหล่งจ่ายจะมีการต่อลงดินก็เป็นไปได้จะมีการรั่วของตัวต้านทานหรือตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ของแหล่งจ่ายสัญญาณเอง ทำให้เกิดกราวด์ลูป(ground loop) ดังรูป 3.3 ซึ่งทำให้เกิดกระแสและแรงดันสัญญาณรบกวน(noise)ค่าหนึ่งโดยในรูปเราจะแทนด้วย  $E_N$

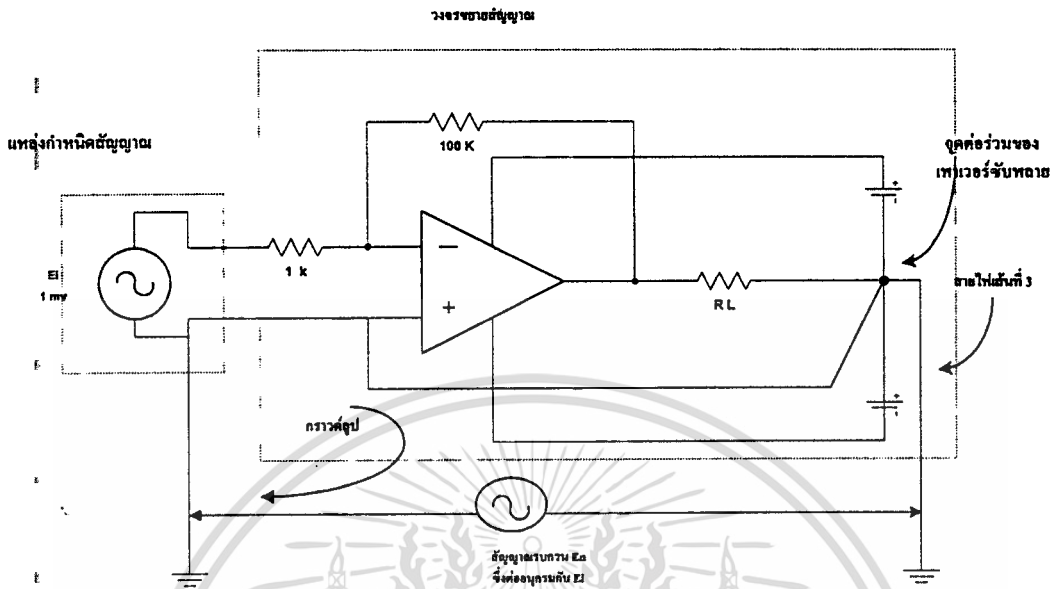


รูปที่ 3.2 อัตราการขยายแรงดันแบบคอมมอนโหมดควรจะเป็นศูนย์เสมอ

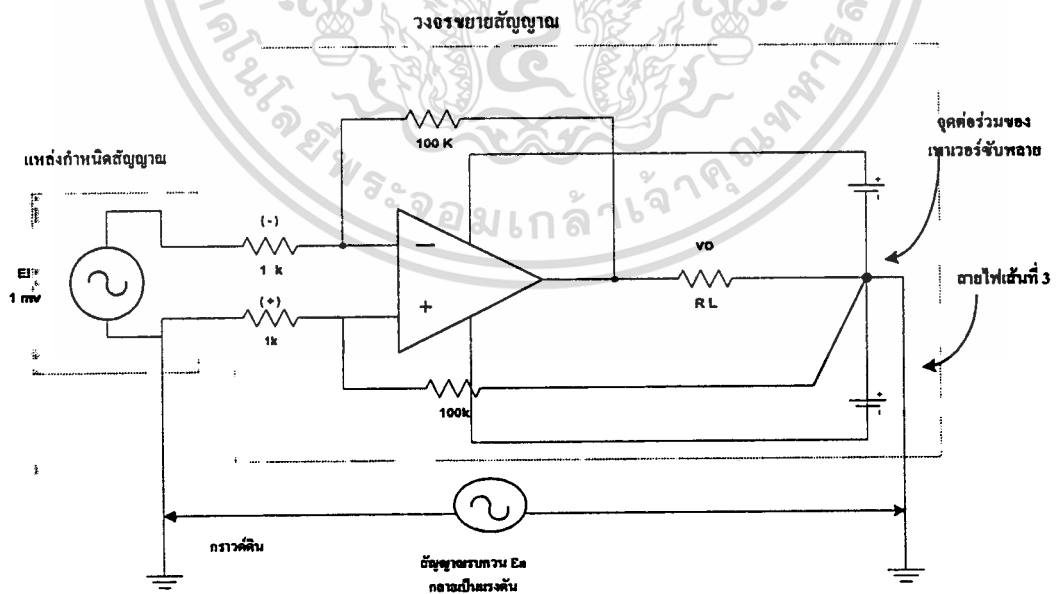
ค่า  $E_N$  นี้จะต่ออนุกรมกับค่า  $E_i$  ซึ่งแรงดันทั้งสองนี้จะถูกขยายด้วย -100 เท่า ซึ่งเป็นไปได้ที่บางทีค่าของ  $E_N$  จะมีค่ามากกว่าค่าของ  $E_i$  (ในขณะการป้อนเข้าออปแอมป์) เช่น ในกรณีวัดแรงดันของหัวใจซึ่งมีค่าแรงดันประมาณ 1 มิลลิโวลต์เท่านั้น ในขณะที่แรงดันรบกวนที่มาจากร่างกายคนอาจจะมากกว่า 10 เท่าของแรงดัน 1 มิลลิโวลต์ก็ได้ ดังนั้นที่ต้องการวัดอาจจะผิดพลาดและไม่ถูกต้องก็ได้

### การตรวจวัดด้วยวงจรขยายดิฟเฟอเรนเชียล

การใช้วงจรขยายในการตรวจจับสัญญาณขนาดเล็กดังกล่าวจึงเป็นเรื่องที่ไม่เหมาะสม วิธีการแก้ปัญหาก็คือการต่อวงจรดังรูปที่ 3.4 ซึ่งจะทำให้สัญญาณรบกวนกลายเป็นความดันคอมมอนโหมด(แรงดันรบกวนจะมีการปรากฏที่ขาบวกออปแอมป์ ก็จะปรากฏเช่นเดียวกับขาลบด้วย) และไม่ถูกนำไปขยาย ดังนั้นเฉพาะแรงดัน  $E_i$  เท่านั้นที่ถูกขยาย



รูปที่ 3.3 แรงดันสัญญาณแบบวงวนจะเหมือนกับคอนกรีตกับสัญญาณอินพุต  $E_1$  ซึ่งเมื่อแรงดันทั้งสองถูกนำไปขยายด้วยอัตราส่วนเท่า ๆ กัน เราอาจจะไม่สามารถตรวจวัดสัญญาณที่ถูกต้องได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับวารสารวิชาการเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 3.4 วงจรดีเฟอเรนเชียลจะทำให้สัญญาณแบบวงวนกลายเป็นแรงดันคอมมอนโหมด และไม่ถูกนำไปขยายดังนั้น  $E_1$   
 เท่านั้นที่ถูกลบออก อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การพัฒนางจรขยายดิฟเฟอเรนเชียลทั่วไปให้ดีขึ้น

### เพิ่มความต้านทานที่อินพุต

มีข้อเสียอยู่สองประการของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลทั่วไปเราได้ศึกษามาก่อนหน้านี้แล้วว่ามันมีความต้านทานอินพุตต่ำ และการปรับเปลี่ยนอัตราขยายก็เป็นไปได้โดยยากทั้งนี้เพราะอัตราส่วนของตัวต้านทานทั้งด้านขาลบและขาบวกของออปแอมป์จะต้องมีสัดส่วนเท่ากันให้มากที่สุด

สำหรับวิธีการแก้ไขในกรณีแรก เราสามารถแก้ไขได้โดยการใส่บัฟเฟอร์เข้าที่อินพุตของวงจร(วงจรบัฟเฟอร์หรือวงจรตามแรงดันจะเป็นวงจรที่มีความต้านทานอินพุตสูงมาก)โดยวงจรดังกล่าวจะประกอบไปด้วยออปแอมป์สองตัวดังรูปที่ 3.5 (ก) เอาต์พุตของออปแอมป์  $A_1$  จะมีค่า  $E_1$  และเอาต์พุตของออปแอมป์  $A_2$  จะมีค่าเป็น  $E_2$  เมื่อเทียบกราวด์ สำหรับแรงดัน  $V_O$  ที่ตกคร่อม  $R_L$  จะเป็นแรงดันที่เกิดจากความแตกต่างระหว่าง  $E_1$  และ  $E_2$  ซึ่งเป็นแรงดันที่เราต้องการวัดนั่นเอง

### ค่าอัตราขยายที่ปรับค่าได้

สำหรับข้อเสียประการที่สองของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลคือการที่วงจรชนิดนี้ไม่สามารถปรับเปลี่ยนอัตราขยายได้ง่าย อย่างไรก็ตามปัญหานี้เราสามารถแก้ไขได้โดยใช้ตัวต้านทานเพียงสามตัวเท่านั้น โดยการใช่วงจรจากรูปที่ 3.5 มาต่อตัวต้านทานดังรูปที่ 3.5 (ข) เนื่องจากแรงดันที่ขาบวกและขาลบของออปแอมป์จะมีค่าเท่ากันเสมอแรงดันที่จุด 1 และ 2 (เมื่อเทียบกับกราวด์)ก็จะมีค่าเป็น  $E_1$  และ  $E_2$  ตามลำดับและนั่นทำให้แรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน  $aR$  (อาจแทนด้วยตัวต้านทานที่ปรับค่าได้)มีค่าเท่ากับ  $E_1 - E_2$  ดังนั้นกระแสจะผ่านจะมีค่าดังสมการที่ 3.2

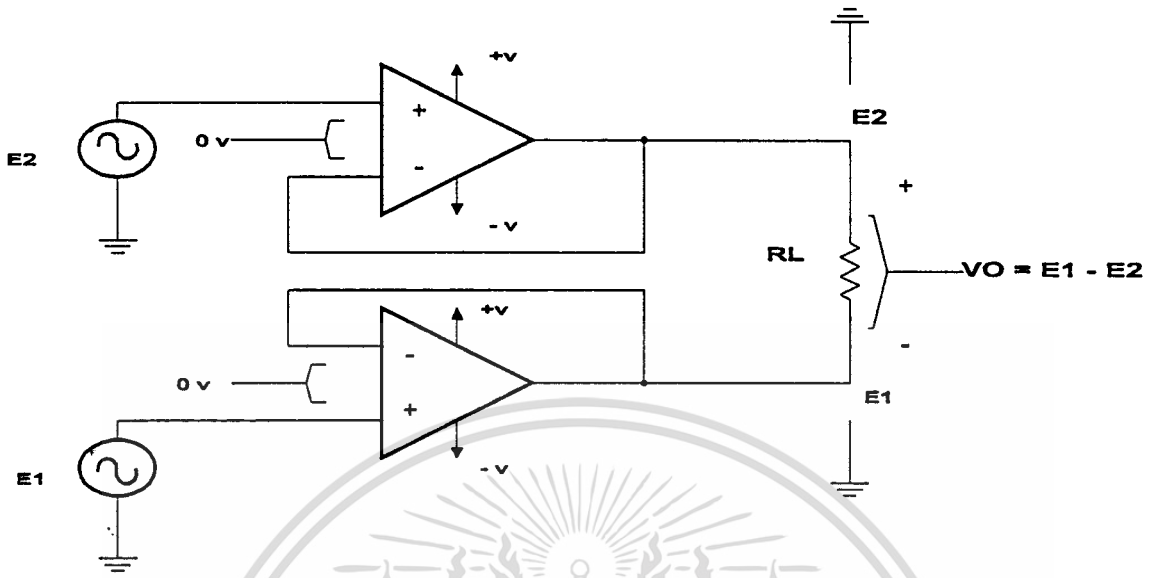
$$I = \frac{(E_1 - E_2)}{aR} \quad (3.2)$$

เมื่อ  $E_1$  มีค่ามากกว่า  $E_2$  ทิศทางการไหลกระแสไฟฟ้าจะเป็นดังรูปที่ 3.5 (ข) ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมที่ตัวต้านทานทั้งสามจะมีค่าเท่ากับ

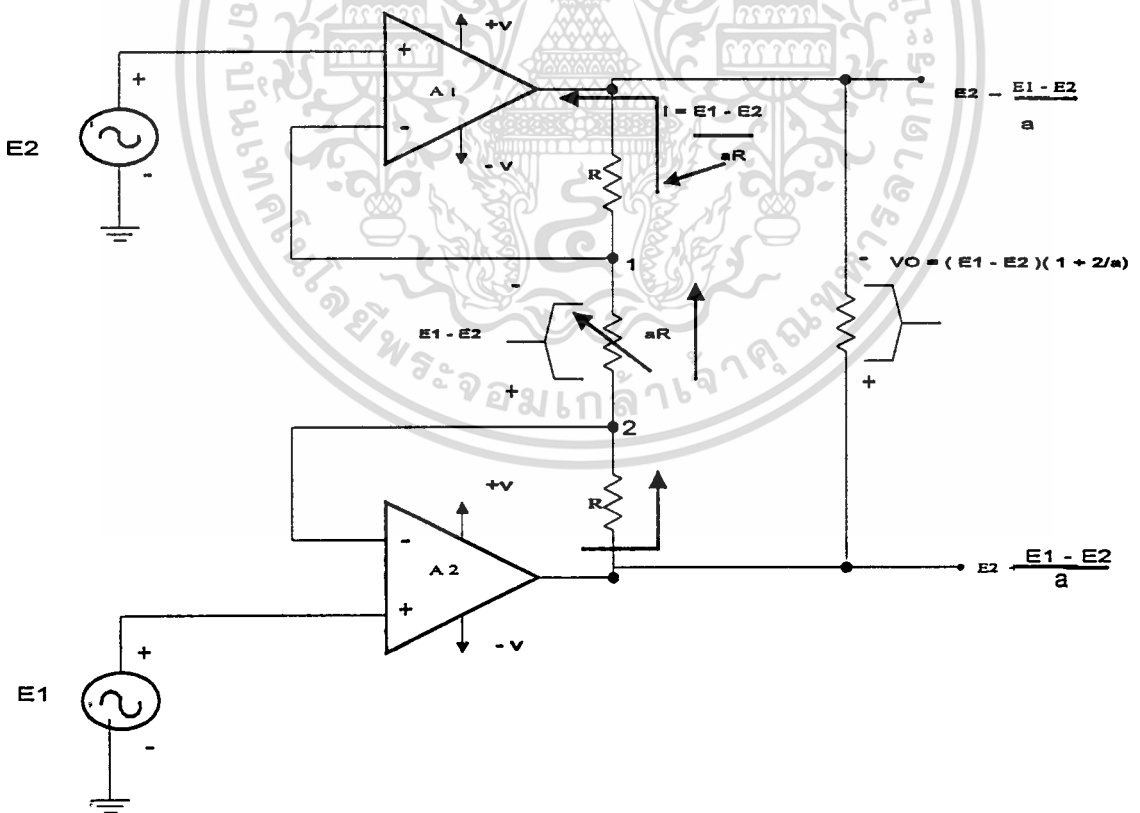
$$V_O = (E_1 - E_2)(1 + 2/a) \quad (3.3)$$

เมื่อ  $a = R/R$

สรุปการเปลี่ยนอัตราขยายของวงจรนี้ได้ จะทำได้โดยการปรับค่าของตัวต้านทาน  $aR$  นั้นเอง อย่างไรก็ตาม วงจรนี้ยังมีข้อเสียอยู่ประการหนึ่งก็คือ วงจรบัฟเฟอร์จะใช้งานได้ดีกับ โหลดเหนือกาวด์(floating load) เท่านั้น ถ้าต้องการออกแบบวงจรให้มีโหลดเอาต์พุตเป็นตัวต้านทานถูกต่อเข้ากับกราวด์หรือเรียกว่ากราวด์โหลด วงจรนี้ต้องมีการเพิ่มวงจรอินเวอร์ตออปแอมป์เข้าไปอีกชั้นดังที่เรากล่าวถึงหัวข้อต่อไป ซึ่งวงจรที่เราเรียกว่า วงจรขยายเพื่อการเป็นเครื่องตรวจวัด (instrumentation amplifier)



(ก) วงจรขยายที่ให้เอาต์พุตเป็นแรงดันดิฟเฟอเรนเชียล โดยต้านหน้าของวงจรหรือที่อินพุตเป็นวงจรบัฟเฟอร์



(ข) การดัดแปลงวงจรในรูป (ก) ให้สามารถปรับค่าอัตราขยายได้

## วงจรรขยายอินสตรูเมนต์

### การทำงานของวงจร

ดั่งที่กล่าวมาแล้วแต่ต้นว่าวงจรรขยายอินสตรูเมนต์เป็นวงจรที่มีประสิทธิภาพสูง ดั่งนั้นราคาจึงค่อนข้างแพง กว่าวงจรทั่วไป(อาจเป็นเพราะต้องใช้ออปแอมป์จำนวนมาก และออปแอมป์ที่นำมาใช้ตลอดตัวด้านทานต้องเป็นชนิดที่มีค่าผิดพลาดต่ำมาก ๆ) อนึ่งในปัจจุบันชิปไอซีประเภทแสวงหาข้อมูล(data acquisition) จะมีการนำวงจรนี้มาประยุกต์ใช้ภายในทุกตัวอย่างน้อย 1. วงจรเสมอ

จริงๆแล้วเราสามารถนำออปแอมป์ 3 ตัว มาต่อกันเป็นวงจรรขยายอินสตรูเมนต์ชนิดนี้ก็ได้ดังรูปที่ 3.6 (แม้จะไม่ดีเท่ากับไอซีหรือชิปที่ออกแบบมาใช้งานนี้โดยเฉพาะ)การออกแบบตัววงจรจะเป็นการออกแบบเพิ่มจากวงจรในรูปที่ 3.5 (ข) โดยวงจรในรูปที่ 3.1 มาต่อเพิ่มข้อสังเกตที่สำคัญก็คือ ก่อนที่จะนำวงจรในส่วนที่เป็นของรูปที่ 3.5 (ข) มาต่อวงจร ในรูปที่ 3.1 ซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับ 1 เท่า เราควรจะมีการปรับค่าวงจรที่รูปที่ 3.1 ที่แรงดันคอนมอนจนกระทั่งได้แรงดัน เอาต์พุตเป็น 0 โวลท์ก่อน(โดยหมุนปรับค่าที่ R ) ที่ผ่านมาแล้วสำหรับสมการที่ 4.3 เราจะนำมาเขียนใหม่เพื่อสะดวกขึ้นดังนี้

$$\frac{V_o}{E_1 - E_2} = 1 + 2 \quad (3.4)$$

เมื่อ  $a = a R / R$

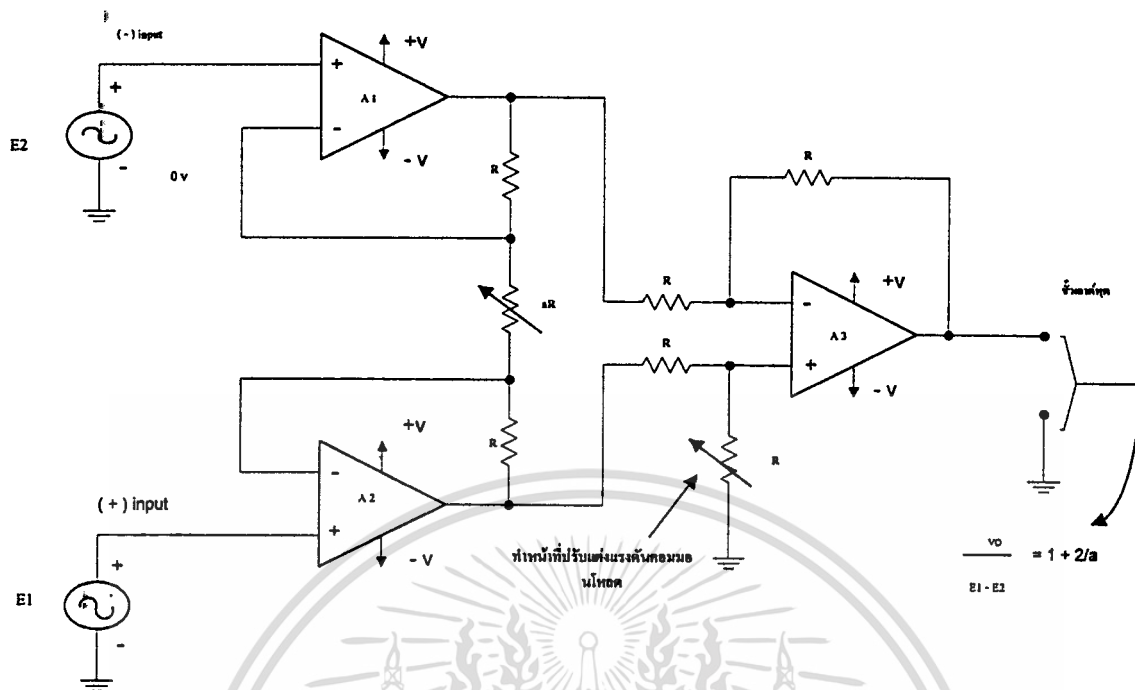
และเมื่อ  $E_1$  ถูกป้อนเข้าขาบวกของออปแอมป์ ในขณะที่  $E_2$  ป้อนเข้าขาลบเราจะได้คุณสมบัติโดยย่อของวงจรรขยายอินสตรูเมนต์ชนิดนี้

1. อัตราขยายแรงดันจะนำมาคูณกับค่า  $E_1 - E_2$  จะกำหนดได้โดยตัวด้านทานเพียงตัวหนึ่ง
2. ความต้านทานอินพุตจะมีค่าสูงมาก และไม่เปลี่ยนแปลงตามอัตราขยายในขณะออปแอมป์ธรรมดาทั่วไปจะมีการเปลี่ยนแปลงในกรณีนี้เสมอ
3.  $V_o$  ไม่ขึ้นอยู่กับแรงดันคอนมอนที่มาจากทั้ง  $E_1$  และ  $E_2$  เลย แต่จะมีผลกับ ค่าแรงดันที่แตกต่างหรือแรงดัน ดิฟเฟอเรนเชียลเท่านั้น

### การใส่แรงดันอ้างอิงเพิ่มเข้าไปโดยปรากฏที่เอาต์พุตของวงจร

ในบางวงจรเราจะนำมาประยุกต์อาจต้องให้มีแรงดันสักค่าหนึ่งเป็นแรงดันยืนพื้นเอาไว้ จากนั้น จึงค่อยให้แรงเปลี่ยนที่เกิดจากอินพุตปรากฏ โดยการชี้แรงดันพื้นฐานนี้อีกที่หนึ่งไม่ใช่ปรากฏที่

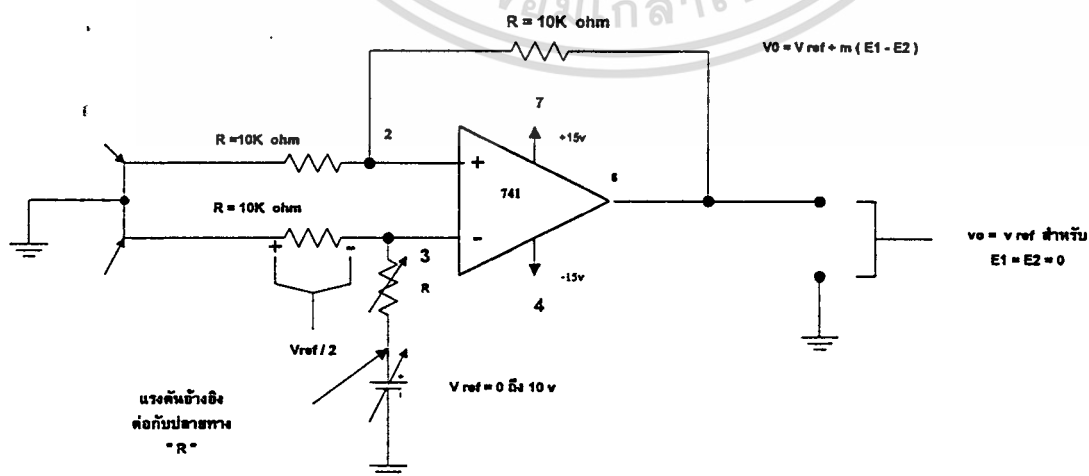
ตำแหน่ง 0 โวลท์เหมือนกับวงจรที่แล้ว เราทำได้โดยการใส่แรงดันอ้างอิงที่ขาออปแอมป์ตัวที่ 3 (เมื่อเทียบกับวงจรที่แล้ว) ดังรูปที่ 3.7 (ก)



รูปที่ 3.6 วงจรขยายอินสตรูเมนเตชัน

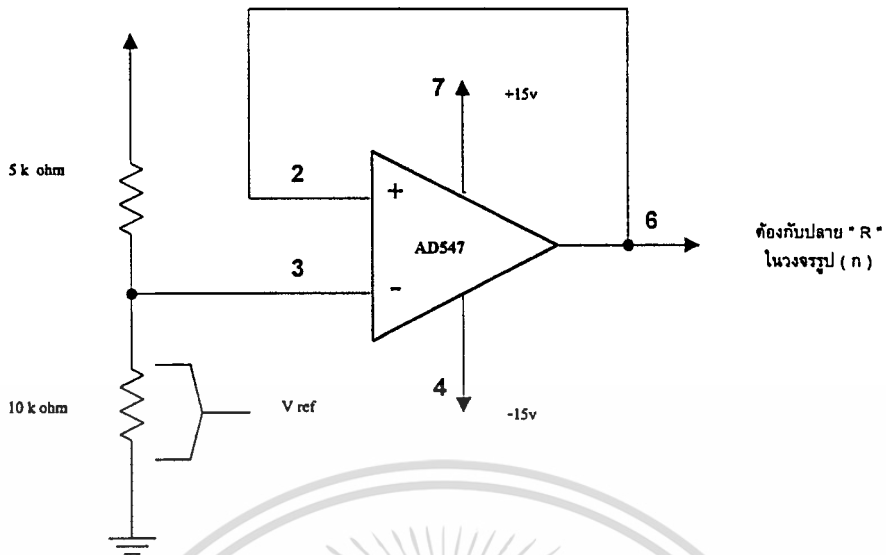
ข้อสังเกต อย่าลืมปรับตัวต้านทานในวงจรของออปแอมป์ A<sub>3</sub> ให้แรงดันคอมมอนมีค่าเป็น 0 โวลท์ก่อน

เมื่อตัวต้านทานที่ปรับค่าได้มีค่าเท่ากับ  $R = 10\text{ k}$  และเมื่อ  $E_1 = E_2 = 0$  (ซึ่งอาจจะเกิดขึ้นจากการที่เราปรับค่าทั้งสองที่ตัวออปแอมป์ A<sub>1</sub> และ A<sub>2</sub> ในรูปที่ 3.6 ด้วยกราวด์) เราจะได้ว่าวงจรอินเวอร์ตออปแอมป์จะให้อัตราขยายเท่ากับ 2 เท่า แต่เนื่องจากแรงดันที่ขาบวกของออปแอมป์มีค่าเท่ากับ  $V_{ref}/2$  ดังนั้น  $V_o$  จึงเท่ากับ  $V_{ref}$  นั่นเอง อนึ่งสำหรับวงจรสร้างแรงดันอ้างอิง อาจจะต่อวงจรให้เหมือนดังรูปที่ 3.7 (ข) ก็ได้



(ก)เมื่อเรานำแรงดันอ้างอิงมาต่ออนุกรมที่ขาบวกของออปแอมป์ตัวที่ 3 ดังรูป เราจะได้แรงดันเอาต์พุตมีค่าแรงดันออฟเซตหรือแรงดันชดเชยส่วนหนึ่งด้วย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)แหล่งสร้างแรงดันอ้างอิงตามภาคปฏิบัติจะสามารถต่อวงจรได้ดังรูป ซึ่งจะให้อิมพีแดนซ์ที่เอาต์น้อยมากที่สุดซึ่งเป็นเรื่องดีสำหรับการเป็นวงจรจ่ายแรงดัน

### รูปที่ 3.7 แสดงแรงดันเอาต์พุตของวงจรถยายอินสตรูเมนเตชัน

จากรูปที่ 3.7 แรงดันเอาต์พุตของวงจรถยายอินสตรูเมนเตชันจะมีค่าแรงดันออฟเซตรอไว้แล้วค่าหนึ่ง ซึ่งแรงดันเปลี่ยนแปลงที่เอาต์พุตใดๆที่เกิดจากแรงดันอินพุตของ  $E_1$  และ  $E_2$  จะเป็นแรงดันที่มากขึ้นแรงดันอ้างอิงหรือแรงดันออฟเซตนี้ อีกทั้ง

### วิธีตรวจและวัดสัญญาณโดยวงจรถยายอินสตรูเมนเตชัน

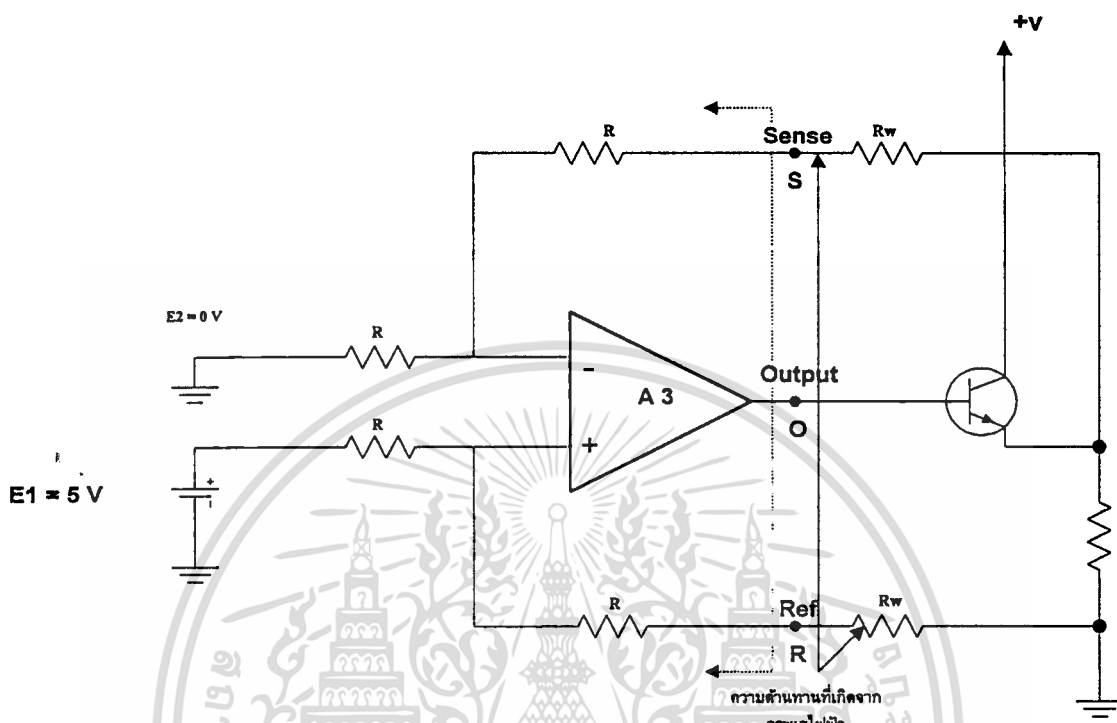
เทอร์มินัลหรือขาตรวจจับสัญญาณมีความสำคัญ

เราได้มีการอธิบายวิธีการสร้างวงจรถยายอินสตรูเมนเตชัน และคุณสมบัติของวงจรถยชนิดนี้กันไปบ้างแล้ว หลายคนอาจสงสัยว่าเราเรียนรู่วงจรถยชนิดนี้ไปทำไม? คำตอบก็คือ ในการปฏิบัติงานทางอิเล็กทรอนิกส์แล้ว เป็นสิ่งที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ที่จะต้องมีการตรวจวัดแรงดัน ตรวจจับสัญญาณ หรือการนำแรงดันจากวงจรหนึ่งๆไปสู่วงจรอื่นๆ การเรียนวิธีการใช้อุปกรณ์ในการตรวจจับสัญญาณ การรู้จักประกอบของเครื่องมือวัดซึ่งในที่นี้คือวงจรถยายอินสตรูเมนเตชันหรือวิธีการนำวงจรถยชนิดนี้มาต่อวัดอุปกรณ์จึงเป็นเรื่องที่เรานำมาให้ศึกษาในที่นี้

ดังที่เราได้กล่าวมาตอนต้นแล้วว่าวงจรถยายอินสตรูเมนเตชันมีประสิทธิภาพในการทำงานสูง สามารถตรวจจับสัญญาณได้อย่างละเอียด อย่างไรก็ตาม ถ้าในการวัดเราไม่มีวิธีการวัดอย่างถูกต้อง หรือตำแหน่งการวัดไม่ถูกต้อง ผลที่ได้จากการตรวจจับสัญญาณก็ผิดพลาดได้เช่นกัน ซึ่งกลายเป็นวงจรถยายอินสตรูเมนเตชันไม่ได้มีประโยชน์เพิ่มเท่าไรจากวงจรถยปกติเลย

สำหรับตัวอย่างที่เรานำมาเสนอ ณ ที่นี้เป็นกรณีที่เรต้องการตรวจวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ไม่ได้อยู่ที่ขาเอาต์พุตของออปแอมป์ดังรูปที่ 3.8 วิธีการก็คือ เราต้องออกแบบวงจรโดยมีการแยกวงจรฟีดแบ็กชนิดลบ(negative feedback) ออกจากกัน ซึ่งทำให้ได้ปลายเทอร์มินัลหรือจุดต่อเชื่อมหรือขาออกมาเป็น 3 ขาดังรูปที่ 3.8 ขาทั้งสามจะ ได้แก่ ขาเอาต์พุต 0 (ยืมมาจากไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำว่า output) ขาดตรวจจับ S (ย่อมาจากคำว่า sense) และขาอ้างอิง R (ย่อมาจากมาจาก reference)



**รูปที่ 3.8** การต่อขาดตรวจจับและขาอ้างอิงออกไปไกลๆ แต่ต่อเข้ากับโหนดตรง จะทำให้ค่า  $V_o$  ขึ้นอยู่กับค่าของอัตราขยายของออปแอมป์และแรงดันอินพุตเท่านั้น ไม่ได้ขึ้นอยู่กับกระแสไหลหรือความต้านทานของตัวโหลด

ข้อเสียของวงจรลักษณะนี้ก็คือ(สมมุติเราจำเป็นต้องออกแบบวงจรในลักษณะนี้)ถ้า ยิ่งสายไฟที่ลากเชื่อมระหว่างออปแอมป์ไปยังโหนดยาวเท่าไร หรือในกรณีที่มีการนำ ทหรานซิสเตอร์มาช่วยเพิ่มกระแส(current-boost transistor) มากขึ้นเท่าไร ก็ยิ่งทำให้แรงดัน สัญญาณที่ต้องการวัดถูกลดทอนไป (ทั้งนี้เนื่องจากความต้านทานภายในตัวสายไฟเอง ของตัว ทหรานซิสเตอร์เอง และที่เกิดจากรอยเชื่อมต่อระหว่างสายไฟกับสายไฟด้วย ซึ่งแรงดันที่หายไป นี้ จะไปปรากฏต่อคร่อมที่บริเวณนี้เอง)

วิธีการแก้ปัญหาที่เกิดจากสายไฟยาว ซึ่งทำให้เกิดความต้านทานขึ้นมาค่าหนึ่ง(ในที่นี้ เราให้เป็น  $R_w$ ) เราคงจะไม่สามารถแก้ไขได้ แต่เราสามารถทำวงจรยังคงมีประสิทธิภาพในการ ตรวจวัดสัญญาณอย่างดีเหมือนเดิมโดยการลากสายไฟไปขาดตรวจจับและขาอ้างอิงเข้ากับตัว โหลดโดยตรง วิธีนี้ทำให้ตัวต้านทานที่เกิดขึ้นจากสายไฟที่ขาดตรวจจับและขาอ้างอิงเข้ากับตัวที่ โหลดโดยตรง วิธีที่ทำให้ตัวต้านทานที่เกิดขึ้นจากสายไฟที่ขาดตรวจจับและขาอ้างอิงเข้ากับตัว โหลดใกล้เคียงกันมาก ที่สำคัญไปกว่านั้นก็คือ ถ้าหากที่การตรวจจับสัญญาณตกคร่อมที่ตัว โหลดที่ไม่ได้ต่อโดยตรงกับตัว

ออปแอมป์ของระบบ ระบบการฟีดแบ็กจะทำให้แรงดันโวลต์มีค่าคงที่มากขึ้น โดยแรงดันไม่มีความแตกต่างกันระหว่างสถานะที่นำแฉีกของโวลต์มิเตอร์มาตรวจจับ กับสถานะที่ไม่มีแฉีกมิเตอร์ต่อตรวจจับอยู่

ถ้าวงจรนี้ส่วนท้ายเป็นการนำวงจรดิฟเฟอเรนเชียลพื้นฐานมาใช้ ก็จะได้แรงดันเอาต์พุตดังสมการที่ (3.1) โดย  $m = 1$  แต่ถ้าเป็นวงจรขยายอินสตรูเมนเตชัน แรงดันเอาต์พุตจะเป็นไปตามสมการที่ (3.4) หนึ่งในเทคนิคที่เรากล่าวมานี้ เราอาจจะเรียกว่า การตรวจจับแรงดันจากระยะไกลก็ได้(remote voltage sensing)

### การวัดแรงดันแตกต่างหรือแรงดันดิฟเฟอเรนเชียล

ปัจจุบันได้มีการออกแบบวงจรขยายแบบอินสตรูเมนเตชันนี้ให้อยู่ภายในชิป หรือไอซี เฉพาะงานกันมากมายโดยส่วนใหญ่วงจรประเภทนี้จะอยู่ในไอซีแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล วงจรประเภทแสวงหาข้อมูลบ้าง (data acquisition) ซึ่งทำให้เราสะดวกในการนำวงจรดังกล่าวมาประยุกต์ใช้กับงานตรวจจับสัญญาณต่างๆได้เป็นอย่างดี และสะดวกประหยัด มีประสิทธิภาพดีกว่า และง่ายกว่าการนำออปแอมป์และตัวต้านทานหลายตัวมาต่อกันดังวงจรต่างๆที่ได้สาธิตไปแล้วในหัวข้อต้นๆ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงยกตัวอย่างการนำไอซีหรือชิปประเภทนี้มาใช้ในการตรวจจับสัญญาณแรงดัน

ชิปประเภทนี้เราอาจจะแทนด้วยสัญลักษณ์อิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่(schematic drawing) ซึ่งมีหน้าตาคล้ายออปแอมป์ที่มีหลายขนาดรูปที่ 3.9 ในจำนวนนี้มีขา 5 ขา ที่ให้ผู้ใช้เลือกเกนหรืออัตราขยายได้ตั้งแต่ 1,10,100,1000 เท่า โดยเพียงการต่อเชื่อมสายเข้าด้วยกัน (สำหรับกรณีที่ต้องการอัตราขยายมากกว่านี้ หรือต้องการรู้ขาที่เหลืออีก 3 ขา อยู่ในตำแหน่งใด มีวิธีการใช้ไอซีชนิดนี้ หรือมีไอซีประเภทนี้แต่รุ่นอื่นหรือไม่ ดูได้จากคู่มือไอซีแสวงหาข้อมูล หรือเรียกว่า Data Acquisition Handbook Vol . 1) สำหรับในรูป 3.9 (ก)นี้ การที่ไม่มี การเชื่อมสายไฟระหว่างขา 3 และขา 6 จะทำให้ได้เกนหรืออัตราขยายเท่ากับ  $V_O/(E_1-E_2) =$

1

โดยปกติทั่วไปแล้ววิธีการวัดแรงดัน  $V_{CE}$  ด้วยมิเตอร์โดยตรง เราจะโดยการ

1. วัดแรงดันระหว่างขาคอลเลกเตอร์กับกราวด์

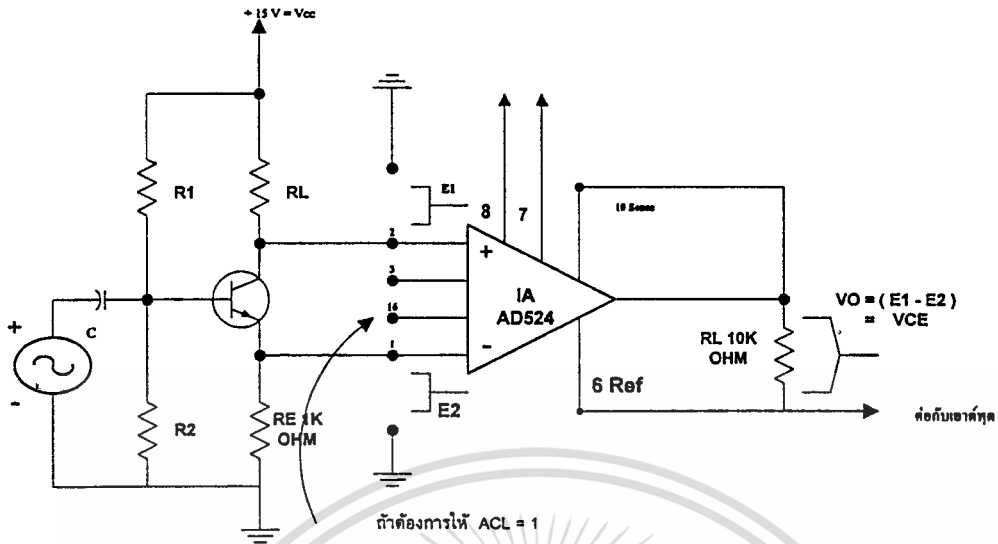
2. วัดแรงดันระหว่างขาอิมิตเตอร์กับกราวด์

3. จากนั้นนำแรงดันทั้งสองมาหักลบกันอีกที(การวัดแรงดัน  $V_{CE}$  โดยมิเตอร์พร้อมอิมิตเตอร์และคอลเลกเตอร์เลยนั้นจะให้ค่าไม่ถูกต้อง) อย่างไรก็ตาม ด้วยชิปวงจร อินสตรูเมนเตชัน

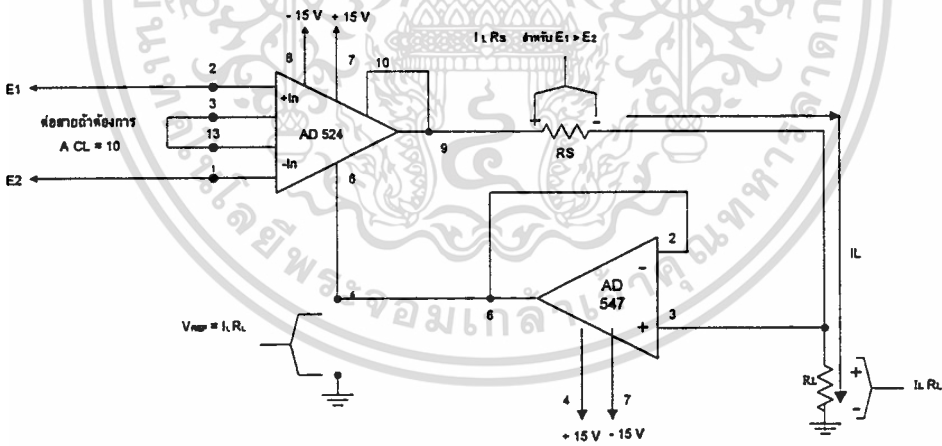
เราสามารถตรวจจับแรงดันตกคร่อมขาทรานซิสเตอร์โดยตรงและเพียงขั้นตอนเดียว โดยเมื่อ  $E_1 = V_{collector}$  และ  $E_2 = V_{emitter}$  เราจะได้

$$V_O = (1)(E_1-E_2) = V_{CE} \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) การประยุกต์ใช้วงจรอินสตรูเมนต์สำหรับใช้วัดแรงดันจากทรานซิสเตอร์ซึ่งไม่มีปลายโคธของการวัดที่เป็นกราวด์



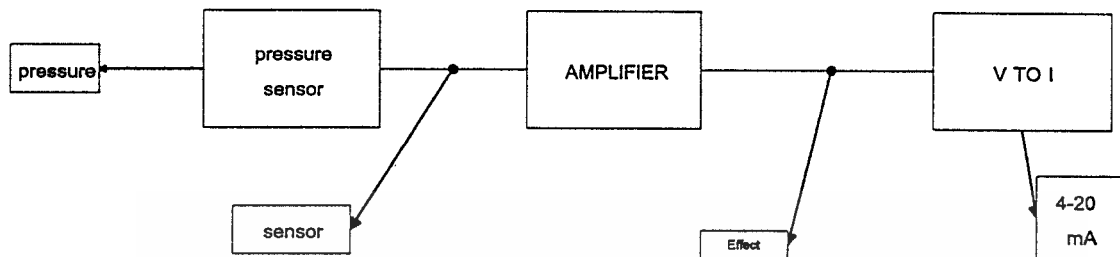
(ข) การต่อออปแอมป์ 547 BIFET กับไอซีวงจรรูเมนเดชั่นหรือ 1A ด้วยตัวต้านทานตัวหนึ่ง ซึ่งทำให้ประยุกต์เกิดเป็นวงจรมแปลงแรงดันให้เป็นกระแส

รูปที่ 3.9 แสดงชิปไอซีประเภท A

ในรูปที่ 3.9 ชิปไอซีประเภท 1A จะใช้เพื่อการวัดแรงดันตกคร่อมได้ดังรูปที่ 3.9 (ก) โดยแรงดันดังกล่าวเป็นแรงดันที่ไม่มีปลายข้างในข้างหนึ่งต่อกับกราวด์โดยตรง ซึ่งถ้าใช้วิธีการวัดธรรมดาจะกินขั้นตอนมากกว่า สำหรับในกรณีรูปที่ 3.9 (ข) จะเป็นการดัดแปลงไอซีประเภทนี้มาเป็นวงจรมแปลงแรงดันให้เป็นกระแส

รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หลักการออกแบบ Pressure Transmitter



รูปที่ 4.1 Block Diagram Pressure Transmitter

### การทำงานของ Block Diagram

เมื่อมี Pressure มากดที่ Diaphragm จะทำให้ Silicon Diaphragm เกิดความเครียดทำให้ Generate Voltage ที่เป็นมิลลิโวลต์ออกมา ผ่าน Amplifier ทำให้เกิดการขยายให้เกิดโวลต์ค่าจะอยู่ในช่วง 1 - 5 V ซึ่งย่านนี้จะถูกควบคุมจากวงจรที่ออกแบบมา ค่าที่ออกมาจะผ่านไปยัง V to I เพื่อแปลงโวลต์เป็นกระแสอยู่ในช่วง 4-20 mA เพื่อนำค่ากระแสนี้ออกไป ควบคุมอุปกรณ์ Instrument ต่อไป

### หลักการทำงานของวงจร Pressure Transmitter

#### บทนำ

ในการแปลงสัญญาณ Pressure ไปเป็นกระแส เป็นหลักการในการวัดและการควบคุมในทางอุตสาหกรรม ซึ่งอาจจะใช้เป็นส่วนหนึ่งของอุตสาหกรรมต่างๆ เช่น โรงงานกลั่นน้ำมัน โรงจักรไอน้ำ ฉะนั้นเป็นส่วนสำคัญอย่างมากในทางอุตสาหกรรม ซึ่งเรานำสัญญาณ Pressure Transmitter ไปควบคุมอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ หรือส่งสัญญาณไปยังคอมพิวเตอร์เพื่อวัดและแสดงผล

MPX 200 DP เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในโรงงานอุตสาหกรรม ในตัว MPX 200 DP นี้จะให้แรงดัน OUTPUT ออกมาเป็น mV ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ในงาน air conditioning ,liquid level sensing and flow control

อุปกรณ์ sensor ตัวนี้จะต้องวัดไกลกับสิ่งแวดล้อมที่ต้องการวัด และส่งออกไปยังตัวรับ ซึ่งเป็น computer, automatic controller

ในสายส่งสัญญาณ ที่ต้องใช้เป็นระยะทางไกลๆ ที่ไปควบคุมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์นั้น ถ้าเราส่งด้วยแรงดันนั้นจะทำให้เกิดสัญญาณรบกวน ซึ่งไม่เหมาะสมเกี่ยวกับการส่งระยะทางไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไกล ๆ เหมาะกับการส่งระยะทางไกล แต่ถ้าเราส่งด้วยกระแส จะเหมาะกับการส่งเป็นระยะทางไกล มันจะไม่มีผลกระทบเกี่ยวกับสัญญาณรบกวน หรือค่า LOSS ในสายส่งสัญญาณ เช่นการส่งสัญญาณระหว่างอุปกรณ์ Instrumentation กับ ห้อง CONTROL ROOM

### พื้นฐานของวงจร

MPX200 เป็น very high performance piezoresistive เพราะฉะนั้นจะต้องระดับความดันที่ต้องการวัด ซึ่งในที่นี้ทางโรงงานจะต้องบอกมาและที่ MPX200 ไม่มีตัวชดเชยอุณหภูมิ ฉะนั้นอุณหภูมิมีผลต่อการเปลี่ยนแปลง

MC34074 จะเป็นออปแอมป์ที่มี high slew rate และมี low input offset และอัตราขยายสูง

### หลักการทำงานของวงจร Instrumentation Amplifier Interface

แรงดัน OUTPUT ที่ออกจากตัว MPX 200 DP จะเป็นแรงดัน mV ไอซี IC1:B และ IC1:A จะเป็นตัวจับสัญญาณแรงดันความแตกต่าง ที่มีขนาดเล็ก ที่ออกมาจากตัว MPX200 DP หมายถึงสัญญาณแรงดันที่มีขนาดเล็กที่ออกมาจาก MPX200DP ซึ่งเป็นสัญญาณความแตกต่าง ไอซี IC1:B และ IC1:A จะปรับเปลี่ยนอัตราขยายโดย  $V_{R1}$  และส่งต่อไปวงจรขยายความแตกต่าง ซึ่งไอซี IC1:C จะเป็นตัวขยาย โดยมีการปรับแรงดันที่เอาต์พุตที่  $V_{R2}$  ซึ่งไอซี IC1:D จะเป็นตัวบัฟเฟอร์ เพื่อป้องกันแรงดันที่ปรับเปลี่ยนแปลงซึ่ง จะทำให้มันมีค่าคงที่ไม่มี การเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ เพราะฉะนั้น  $V_{R1}$  จะเป็นตัวปรับอัตราขยายส่วน  $V_{R2}$  จะเป็นตัวกดแรงดัน OUTPUT ให้มีค่าต่ำสุดตามที่ต้องการ

### หลักการทำงานของวงจร VOLTAGE TO CURRENT

หลักการทำงานจะเป็นแบบโวลตจอย ซึ่งสามารถต่อเปรียบเสมือนตัวต้านทานไม่ต้องต่อลงกราวด์ สามารถจ่ายกระแสตัวอื่นๆได้เลยโดยไม่ต้องต่อลงกราวด์ ไอซี IC<sub>1</sub>:A จะเป็นตัวเปลี่ยน แรงดันให้เป็นกระแส กระแสเอาพุทจะเปลี่ยนไปตามแรงดัน อินพุต ทรานซิสเตอร์ Q<sub>1</sub> และ Q<sub>2</sub> จะต่อแบบ ดาลิงตันเพื่อทำหน้าที่ขยายกระแสที่ออกมาจากไอซี IC<sub>1</sub>:A ที่มีกระแสออกมาเป็นไมโครแอมป์(μA) เพื่อไปขยายเป็น มิลิแอมป์(mA) R<sub>1</sub>,R<sub>2</sub> จะเป็นตัวป้อนกลับไปควบคุม OUTPUT ให้คงที่  $V_{R1}$  สามารถปรับอัตราขยายของกระแส OUTPUT ได้ โดยมี Q<sub>3</sub> เป็นตัวตัดกระแสให้โวลตจอย เมื่อมีแรงดันเอาพุทที่เป็นลบเข้ามาส่วน D<sub>1</sub> จะทำหน้าที่ BLOCK ไม่ให้สัญญาณอินพุทที่เป็นลบ เข้ามารบกวน ส่วน OUTPUT จะถูกต่อขนานกับ ZENER DIODE เพื่อรักษาระดับแรงดันไม่ให้เปลี่ยนแปลงตาม LOAD

## INSTRUMENT AMPLIFIER

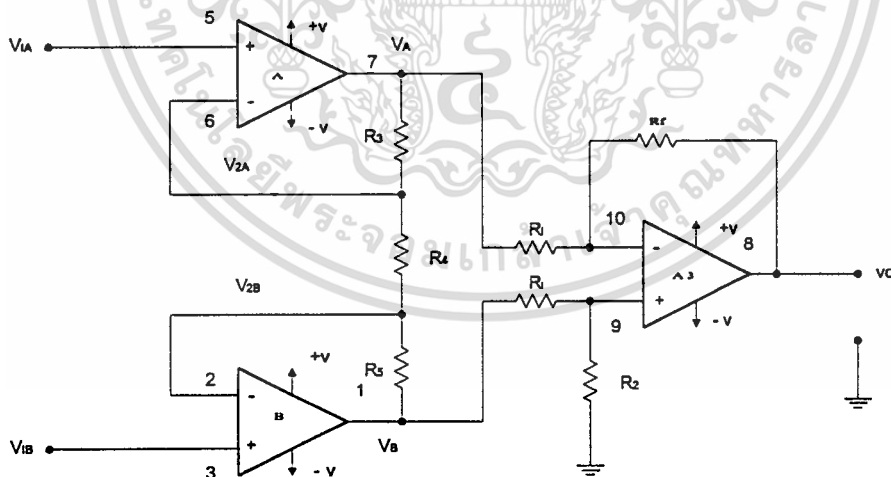
INSTRUMENT AMPLIFIER เป็นวงจรขยายสัญญาณแบบหนึ่งที่ใช้วัดสัญญาณจากทรานสดิวเซอร์(TRANSDUCER)แบบต่างๆโดยที่สัญญาณที่รับมาขยายนั้นจะมีความถูกต้องสูง มีความผิดเพี้ยนต่ำ

ดังนั้น INSTRUMENT AMPLIFIER จึงจะต้องมีคุณสมบัติเป็นวงจรขยายในอุดมคติเมื่อพิจารณาระบบควบคุมแล้วจะพบว่าความถี่ที่ใช้งานได้ในช่วงความถี่ต่ำ คือ ตั้งแต่ 0 Hz ถึง 500 kHz ดังนั้นการนำออปแอมป์มาใช้งานจึงเป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณที่เหมาะสม ที่จะให้ในการตอบสนองความถี่ต่ำได้ดีเองแต่มีพีดแบคทางเข้าของวงจขยายแบบกลับเฟสของออปแอมป์ 1 แสดงมีค่าต่ำ ดังนั้นการพัฒนา INSTRUMENT AMPLIFIER ให้ใช้งานได้จริงจะต้องมีคุณสมบัติดังนี้

1. อิมพีแดนซ์ที่ขาเข้าเป็นอนันต์

2. กระแสออฟเซตทางเข้า และแรงดันออฟเซตทางเข้า (INPUT OFFSET,CURRENT AND INPUT OFFSET VOLTAGE)

3. อัตราการขยายเป็นอนันต์ พิจารณ INSTRUMENT AMPLIFIER ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนแรกเป็นส่วนของอินพุตอิมพีแดนซ์ที่มีค่าสูง และสามารถกำหนดอัตราการขยายของวงจรได้โดยใช้



รูปที่ 4.2 ส่วนของ Instrument amplifier

การปรับ  $V_R$  เพียงตัวเดียว จะได้ output ระหว่างออปแอมป์ทั้งสองตัวตามสูตร

$$V_O = (V_{1a} - V_{1b}) \left[ \frac{2R}{R_4} + 1 \right] \frac{R_f}{R_i}$$

ในวงจรที่ออกแบบจะได้ไม่เหมาะสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

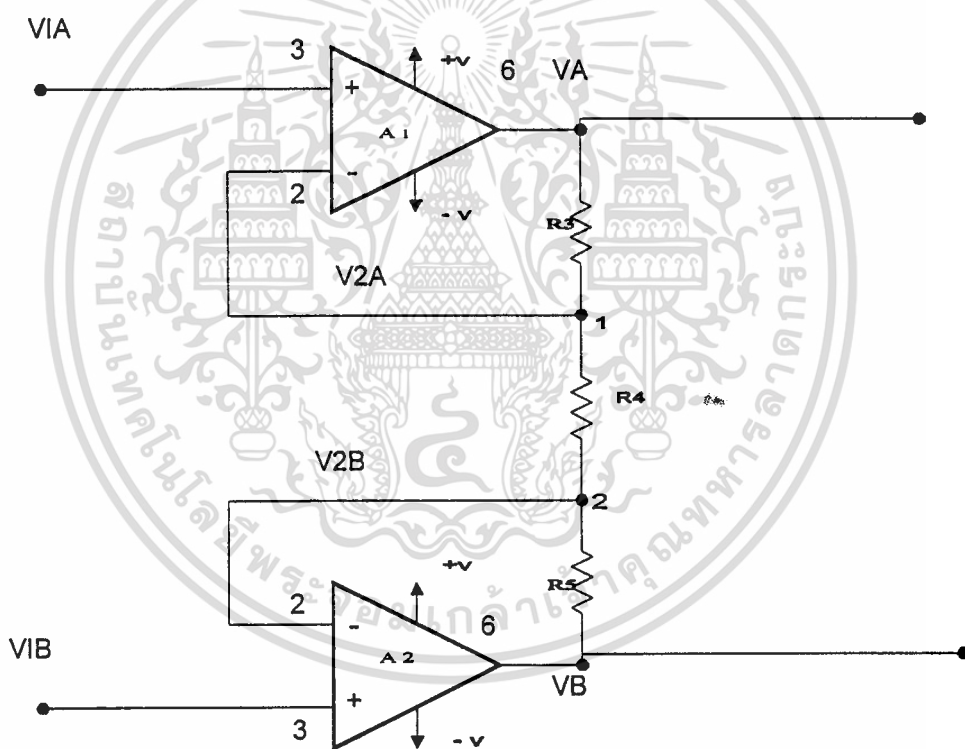
$$R_f = R_i, V_{in} = (V_{ia} - V_{ib}), R_4 = V_R$$

$$V_o = V_{in} [2R/V_{R1} + 1]$$

การกำหนดอัตราขยายของวงจรนี้จะเป็นการกำหนดช่วงของความดันที่ต้องการควบคุมด้วย(กำหนด span )

ส่วนที่ 2 ของ INSTRUMENT AMPLIFIER เป็นวงจรขยายความแตกต่างที่มี อัตราขยายเท่ากับหนึ่ง มีการป้อนแบบลบ มีการกำหนดจุดอ้างอิงโดยการปรับระดับไฟตรงที่ป้อนทางด้านขา NON - INVERTING ของออปแอมป์ เพื่อเป็นการกำหนดจุด ZERO ของวงจร

จากภาคที่ 1 เราจะแบ่งวงจร INSTRUMENT AMPLIFIER ออกเป็น 2 ภาค เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณโดยเราจะกำหนดตัวแปรต่างๆเข้าไปในวงจรนี้



รูปที่4.3 ส่วนของ Instrument amplifier (ภาคที่ 1)

ภาคที่ 1

ถ้าเราสมมติสัญญาณ COMMON MODE โดยใช้  $V_{com}$  เป็น  $V_{ia}$  และ  $V_{ib}$

ที่ OPAMP A จะทำให้  $V_{2a} = V_{com}$ , ที่ opamp B จะทำให้  $V_{2b} = V_{com}$

เพราะฉะนั้น จะไม่มีค่า VOLTAGE ตกคร่อม  $R_4$  หมายความว่า จะไม่มีกระแสไหลผ่าน  $R_3$  และ

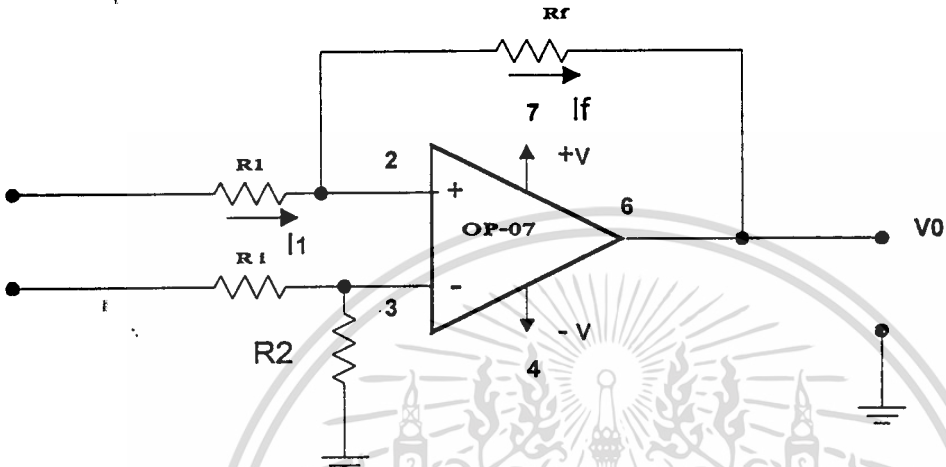
จะทำให้  $V_a = V_{2a} = V_{com}$

เพราะฉะนั้น common mode gain ของ opamp A และ B มีค่าเท่ากับ 1 จะได้สมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

จะได้สมการ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_a - V_b}{R_3 + R_4 + R_5} = \frac{V_{2a} - V_{2b}}{R_4} \quad (1)$$



รูปที่ 4.4 ส่วนของ Instrument amplifier (ภาคที่ 2)

จากคุณสมบัติของ opamps เราจะได้ว่า  $V_2 = V_3$

$$\frac{V_a - V_b}{R_3 + R_4 + R_5} = \frac{V_{ia} - V_{ib}}{R_4} \quad (2)$$

หรือ

$$V_a - V_b = (V_{ia} - V_{ib}) \frac{R_3 + R_4 + R_5}{R_4} \quad (3)$$

$$\text{ให้ } I_1 = I_f \quad (4)$$

$$\frac{V_a - V_2}{R_1} = \frac{V_2 - V_o}{R_f} \quad (5)$$

$$V_a R_f - V_2 R_f = V_2 R_1 - V_o R_1$$

$$V_o R_1 = V_2 R_1 - V_a R_f + V_2 R_f$$

$$V_o R_1 = V_2 (R_1 + R_f) - V_a R_f \quad (6)$$

ที่จุด B หา  $V_3$  โดย VOLTAGE DIVIDER

$$V_3 = V_b \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (7)$$

กำหนดให้

$$V_2 = V_3 \quad (8)$$

แทน (7) ลงในสมการที่ (6) จะได้

$$V_o R_i = \frac{V_b R_2 (R_1 + R_f) - V_a R_f}{R_1 + R_2} \quad (9)$$

$$\text{ให้ } R_1 = R_f \quad (10)$$

$$R_2 = R_f \quad (11)$$

จะได้สมการ

$$V_o R_i = \frac{V_b R_f - V_a R_f}{R_i} \quad (12)$$

จากรูปของวงจร  $V_a$  กับ  $V_b$  ต่อสลับกัน จะได้สมการใหม่

$$V_o = \frac{(V_a - V_b) R_f}{R_i} \quad (13)$$

นำสมการ (3) แทน (13)

จะได้ว่า

$$V_o = \frac{(V_{ia} - V_{ib}) (R_3 + R_4 + R_5)^* R_f}{R_4 R_{in}} \quad (14)$$

กำหนดให้  $R_3 = R_5 = R$  จะได้

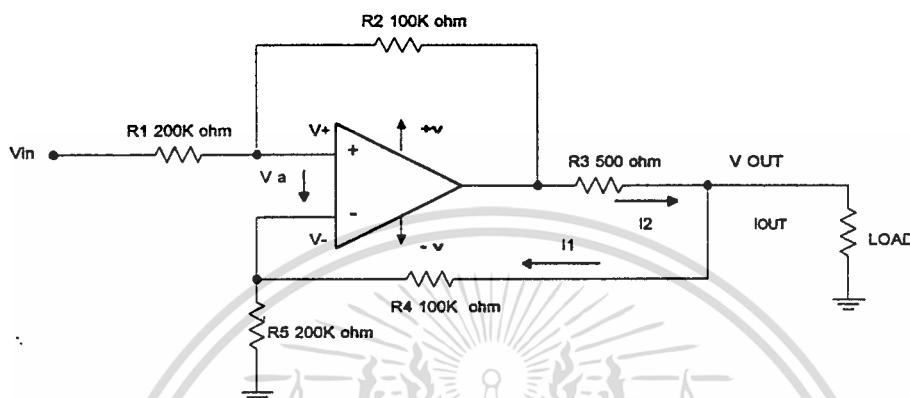
$$V_o = \frac{(V_{ia} - V_{ib}) \left\{ \frac{2R + 1}{R_4} \right\}^* R_f}{R_{in}} \quad (15)$$

### V TO I CONVERTER CIRCUIT

เนื่องจากการส่งสัญญาณเป็นแรงดันปัญหาเกิดขึ้นมากมาย ซึ่งทำให้เกิดการ ERROR ขึ้นได้กระแสนั้นมีบทบาทสำคัญมากในการส่งสัญญาณเป็นแบบ LOOP การเปลี่ยนสัญญาณเป็นกระแส และส่งสัญญาณไปยังโหลด นั้น จะไม่มีการสูญเสียของสัญญาณ เนื่องจากค่าความต้านทานของสายไฟ หรือจุดต่อที่ไม่ดีในการส่งสัญญาณให้กับกระบวนการมาตรฐานที่ใช้ในการส่งสัญญาณคือถ้าเป็นความดัน จะมีค่า 3-15 PSI แรงดันไฟฟ้าใช้ 1-5 VOLT และถ้าเป็นกระแส จะใช้ 4-20 mA ในการส่งสัญญาณ 0-100% สาเหตุที่ 0% สัญญาณที่ส่งมีค่าไม่เท่ากับ 0 นั้นเพราะว่าจะได้ทำให้ทราบว่ามีสัญญาณควบคุมอยู่หรือไม่โดยแสดงค่า 3 PSI 1 VOLT และ 4 mA ให้เราได้ทราบ การเลือกวงจร V TO I จะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานของโหลด และการต่อกราวด์ของโหลด จะช่วยลดสัญญาณรบกวนและอีกแบบหนึ่งคือ GROUND LOAD ซึ่งก็เหมาะกับการใช้ในการขับ สัญญาณเพราะ ส่วนแสดงผลและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในการควบคุมส่วนใหญ่จะออกแบบลักษณะเดียวกับแบบ GROUND LOAD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรอย่างง่ายสำหรับ V/I ดังแสดงในรูป ซึ่งเป็นแบบ NON INVERTING AMPLIFIER CIRCUIT การส่งสัญญาณและการควบคุม LOAD นี้ได้จากสัญญาณที่ขับจากส่วนป้อนกลับแบบลบซึ่งสามารถวิเคราะห์วงจรง่าย ๆ คือ OP-AMP เป็นตัวทำหน้าที่ต่อครบรูปและแรงดันนั้นขา NON INVERTING จะปรากฏที่ขา NON INVERTING ด้วย แต่แรงดันนี้จะตกคร่อมความต้านทานอยู่ดังนั้นกระแสที่ไหล R คือ I



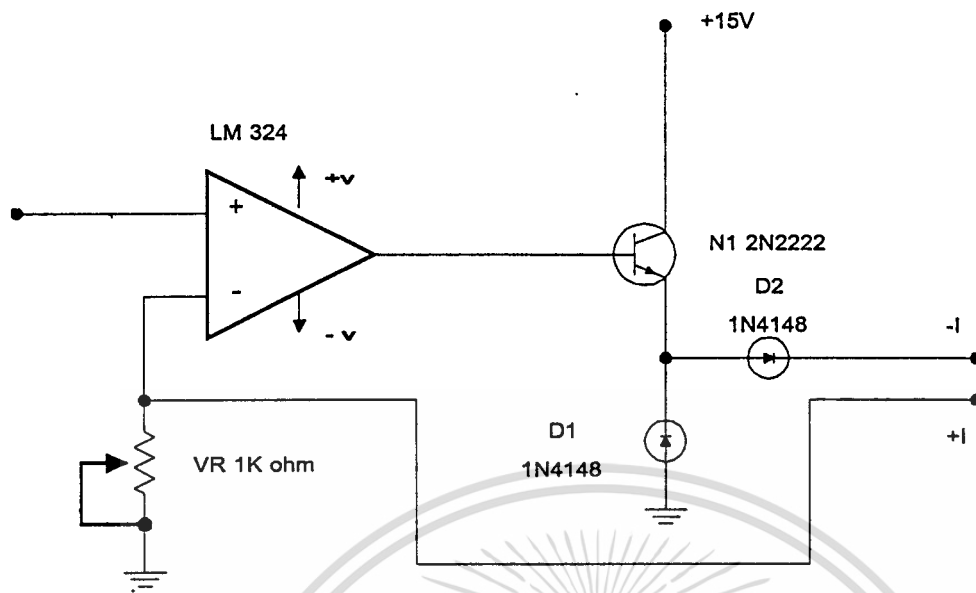
รูปที่ 3.5 แสดง voltage -controlled current source

$$I = E_{in} / R$$

มีข้อพิจารณาหลายข้อที่ต้องพิจารณาในการใช้วงจร V/I แบบโหลดลอย ดังวงจรในรูป ค่าความต้านทานในรูปที่ใช้ในการส่ง จะไม่ผลต่อกระแสในการส่ง แต่แรงดันเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับ  $R_{loop} = R_{wire} + R_{load}$  จะไม่มีผลต่อกระแสในการส่ง แต่แรงดันเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับ  $R_{loop}$

$$V_{OUT} = (1 + R_{loop} / R) E_{in} < V_{sat}$$

โดยต้องพยายามทำให้  $R_{loop}$  มีค่ามากเกินไป จนทำให้เกิดการอิ่มตัวได้ OpAmp ต้องสามารถจ่ายกระแสได้เพียงพอต่อความต้องการ เพราะมีการส่งสัญญาณอยู่หลายมาตรฐาน ที่ต้องใช้กระแส 20-60 mA ซึ่ง OPAMP ทั่วไปไม่สามารถจ่ายได้จึงต้องใช้ ทρανซิสเตอร์ช่วยดังรูป



รูปที่ 3.6 วงจร  $V/I$  แบบมีตัวขับกระแส

เนื่องจาก TRANSISTOR อยู่ใน LOOP การป้อนกลับแบบลบ OP-AMP จึงสามารถทำการชดเชย TRANSISTOR ในเรื่องการ BIAS , การ OFFSET & NON-LINEARITY ถ้าสัญญาณต้องเปลี่ยนถึงช่วงล่าง ซึ่งมีกระแสกลับทิศทางเราต้องใส่  $Q_2$  (PNP) ซึ่งเป็น COMPLEMENT ของ  $Q_1$  สำหรับจ่ายกระแสช่วงลบจากโหลด ต้องไหลกลับมาตามที่สายที่ต่อกลับ OP-AMP เพราะวงจรไม่สามารถจ่ายกระแสจากโหลด ต้องไหลกลับมาตามสาย 2 เส้นในการทำงานของวงจรซึ่งกระแสที่ไหลในสายทั้งสองมีทิศทางตรงกันข้ามกัน เราสามารถใช้ความแตกต่างหรือวงจรรขยายของเครื่องมือวัดที่โหลด เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่สายสัญญาณทั้งสองเส้นระหว่างสัญญาณควบคุม

ห้ามทำการเปิดโหลด เพราะถ้าถอดโหลดออกจะทำให้มีการป้อนกลับแบบลบ ซึ่งจะส่งผลให้ OP-AMP เกิดการ SATURATION โดยเราสามารถป้องกันได้โดยการ SHOT OUTPUT ซึ่งจะทำให้มีวงจรการทำงานเหมือน วงจรตามแรงดันสัญญาณกระแสก็จะมีผลต่อวงจร NON-INVERTING จะเป็นตัวป้องกันแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตถูกโหลดดึงกระแส เราสามารถสร้างวงจร กระแส TO แรงดัน โดยใช้วงจรขยายแบบ INVERTING ได้

จากวงจรในรูป ปัญหาเมื่อเกิดอีกอย่างหนึ่งก็คือเมื่อ

$$E_{in} = 0$$

$$I_1 = 0$$

ในลักษณะเดียวถ้าเปิดโหนดหรือการส่งสัญญาณของ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เกิดการผิดพลาดก็จะทำให้เกิดการผิดพลาดก็ทำให้เกิด  $I_1 = 0$  เช่น กระแสจะตกเป็นศูนย์เมื่อ  $E_{in} = 0$  เราสามารถแก้ปัญหานี้ได้โดยการปรับ OFFSET ให้

$$\begin{aligned} E_{in} &= 0 \\ I_1 &= I_{(0)} > 0 \end{aligned}$$

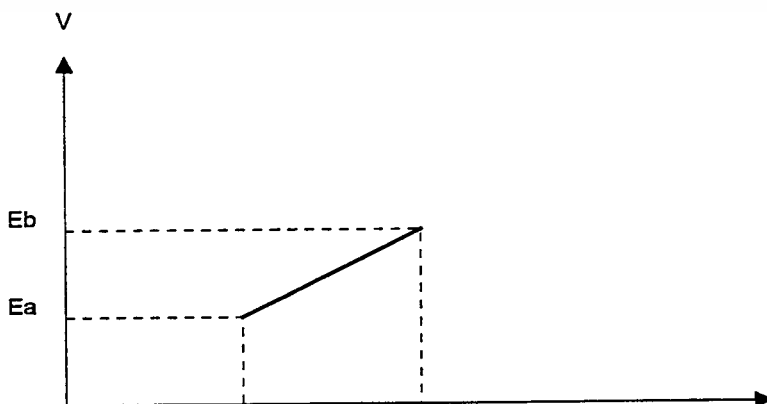
แรงดันอินพุตที่มีค่าแรงดันเกือบเป็นศูนย์ จะทำให้กระแสในลูปมีค่าไม่เท่ากับศูนย์ วงจร OFFSET จะทำให้กระแสในลูปมีค่ามากหรือเท่ากับ  $I_{(0)}$  ถ้าวงจรเกิดการผิดพลาด วงจร V/I ที่มี OFFSET ดังในรูปโดยใช้วงจรขยาย NON - INVERTING แบบมี SUMMING แทนในวงจรรูป กระแสเอาต์พุตจะเปลี่ยนตามแรงดันอินพุต( $E_{in}$ ) และแรงดันอ้างอิง ( $E_{ref}$ ) ค่าความต้านทานสองตัวจะป้องกันโหนดของ แหล่งจ่ายแรงดันตัวอื่น เส้นกราฟดังรูป มีความเป็นเชิงเส้นตลอดย่าน ที่อยู่ในควอท์แดนท์ที่กำหนดโดยให้อินพุต  $E_{(a)}$  ควบคุมเอาท์พุต  $I_{(a)}$  และอินพุต  $E_{(b)}$  ควบคุมเอาท์พุต  $I_{(b)}$  โดยเราสามารถแสดงค่าต่างๆในวงจรได้

โดยเราสามารถหาค่าต่างๆในวงจรได้จาก

$$\begin{aligned} R &= \frac{E_{(b)} - E_{(a)}}{2 [I_{(b)} - I_{(a)}]} \text{ และ} \\ E &= 2RI_{(b)} - E_{(b)} \end{aligned}$$

เราสามารถแก้สมการได้ตามนี้ เพราะว่า OP-AMP มีการป้อนกลับแบบลบ

$$\begin{aligned} V_x &= V_r \\ I_1 &= V_x/R \end{aligned}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลรวมของกระแสจาก  $E_{in}$  ถึง  $E_{ref}$  ถ้าเราไม่พิจารณา  $R$  10 กิโลโอห์ม เมื่อทำการเปรียบเทียบ

$$E_{in} - I_{in}(1M) - I_{in}(1M) - E_{ref} = 0$$

หาค่า  $I_{in}$  ได้จาก

$$I_{in} = (E_{in} - E_{ref}) / 2M$$

ผลรวมของกระแสจาก  $E_{in}$  ถึง  $V_x$  ได้ดังนี้

$$E_{in} - I_{in}(1M) - V_x = 0$$

$$V_x = E_{in} - (E_{in} - E_{ref}) * 1M / 2M = (E_{in} + E_{ref}) / 2$$

จากสมการด้านบนเราจะได้ว่า

$$I_L = (E_{in} - E_{ref}) / 2R$$

และที่จุด A เราจะได้

$$I_a = (E_a - E_{ref}) / 2R$$

และที่จุด B เราจะได้

$$I_b = (E_b + E_{ref}) / 2R$$

จากสมการที่จุดทั้งสอง (A,B)

$$2R * I_a = E_a + E_{ref}$$

$$2R * I_b = E_b + E_{ref}$$

หาค่า  $R$  ได้โดยการทำให้ค่า  $E_{ref}$  หดไป

$$2R(I_a - I_b) = E_b - E_a$$

เราสามารถหาค่า  $E_{ref}$  ได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถหาค่า  $E_{ref}$  ได้จาก

$$E_{ref} = 2RI_{(b)} - E_{(b)}$$

เราสามารถคำนวณหาค่า  $R$  และค่า  $E_{ref}$  ของวงจรได้เมื่อกำหนดค่าตัวแปรดังนี้

$$\begin{array}{ll} E_{(a)} = 0 \text{ V} & I_{(a)} = 4 \text{ mA} \\ E_{(b)} = 5 \text{ V} & I_{(b)} = 20 \text{ mA} \end{array}$$

$$\begin{aligned} R &= \frac{E_{(b)} - E_{(a)}}{2(I_{(b)} - I_{(a)})} \\ &= \frac{5\text{V} - 0\text{V}}{2(20\text{mA} - 4\text{mA})} \end{aligned}$$

ดังนั้นเราจะได้อ่านค่าความต้านทาน

$$R = 156.25 \text{ โอห์ม}$$

จากค่า  $R$  เราสามารถหาค่า  $E_{ref}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} E_{ref} &= 2RI_{(b)} - E_{(b)} \\ &= 2(156.25 \text{ โอห์ม})(20\text{mA}) - 5 \text{ VOLT} \\ &= 1.25 \text{ VOLT} \end{aligned}$$

ในการปรับแต่งวงจร VI ขั้นแรก เราต้องทำการปรับค่า  $R$  เพื่อทำการปรับย่านวัดให้มีขนาดความต้องการ และปรับค่า  $E_{ref}$  เพื่อตั้งค่า ZERO ให้กับวงจรด้วย

## Pressure sensors (MPX200 0 to 29 PSI) Uncompensated

### silicon Pressure sensor

MPX 200 Series device เป็น silicon piezoresistive pressure sensors ที่ให้ค่า Voltage output แสดงค่าเป็นเชิงเส้น เมื่อได้รับแรงกดที่ ตัวมัน มันจึงปล่อยพลังงานที่เป็นไฟฟ้าออกมา

สำหรับมาตรฐานตัวนี้ เพื่อเป็นการประหยัด ทางบริษัทผู้ผลิตไม่ได้ออกแบบชดเชยไว้ภายในตัว sensor นี้ เมื่อมีอุณหภูมิเพิ่มขึ้น จะทำให้สัญญาณของมันเกิดการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ ถ้าต้องการมีการชดเชยของ sensor ตัวนี้ จะเป็น Motorola single element strain gauge design

ลักษณะที่สำคัญของ sensor

- 1.ประหยัด ราคาถูก
- 2.เป็น Silicon Shear Stress Strain Gauge
- 3.0.25 % สูงสุดในการเป็นเชิงเส้น
- 4.FULL Scale Span 60 mV
- 5.ออกแบบมาให้ใช้งานเป็นแบบ Chip Carrier Package Options
- 6.ให้ Voltage ตามแรงดันที่กด
- 7.Absolute differential and Gauge option

สามารถดัดแปลงใช้งานได้ดังต่อไปนี้

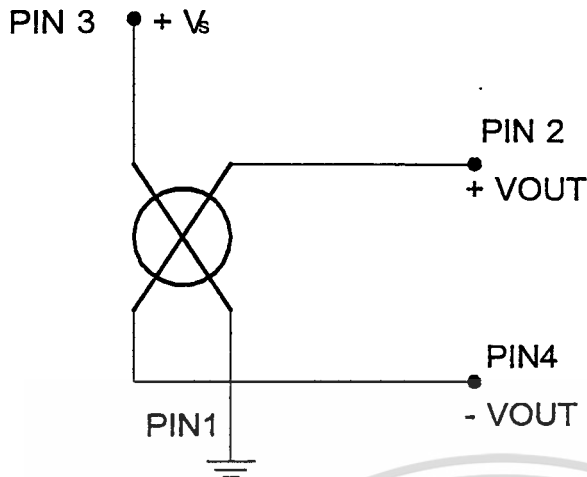
- 1.ควบคุม pump/motor
- 2.Robotics
- 3.บอกระดับ
- 4.Medical Diagnostics
- 5.สวิทช์เกี่ยวกับความดัน
- 6.เครื่องวัด Barometers
- 7.Altimeters

### VOLTAGE OUTPUT versus APPLIED DIFFERENTIAL PRESSURE

Voltage output ของ x-ducer นี้อาศัยความแตกต่างของความดันที่แรงป้อนให้เข้าไป จะมีรูที่ป้อนลมเข้า 2 รู เรียกว่า  $P_1$  ,  $P_2$

ความดันสมบูรณ์ของ sensor จะถูกสร้างอ้างอิงกับสูญญากาศ output Voltage จะมีสภาพใกล้เคียงกับสภาพบรรยากาศภายนอก ซึ่งเราเขียนเป็นด้าน Pressure ( $P_1$ )

output voltage ของ differential / Gauge sensor เมื่อเราให้ความดันทางด้าน  $P_1$  เทียบกับความดันด้าน  $P_2$  output Voltage จะเพิ่มขึ้น ดังนั้น เมื่อเราเพิ่มความดันทางด้าน  $P_2$  เราต้องเทียบกับด้าน  $P_1$  เช่นกัน



รูปที่ 4.7 เป็นรูปแบบภายในของวงจรเขียนแบบเส้นเดียว ของ pressure sensor chip  
ตารางคุณสมบัติของการทำงาน

OPERATING CHARACTERISTICS ( $V_S = 3.0$  Vdc,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted,  $P1 > P2$ )

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Pressure Range <sup>(1)</sup>	POP	0	—	200	kPa
Supply Voltage <sup>(2)</sup>	$V_S$	—	3.0	6.0	Vdc
Supply Current	$I_o$	—	6.0	—	mA <sub>dc</sub>
Full Scale Span <sup>(3)</sup>	$V_{FSS}$	45	60	90	mV
Offset <sup>(4)</sup>	$V_{off}$	0	20	35	mV
Sensitivity	$\Delta V/\Delta P$	—	0.3	—	mV/kPa
Linearity <sup>(5)</sup>	—	-0.25	—	0.25	% $V_{FSS}$
Pressure Hysteresis <sup>(5)</sup> (0 to 200 kPa)	—	—	$\pm 0.1$	—	% $V_{FSS}$
Temperature Hysteresis <sup>(5)</sup> ( $-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$ )	—	—	$\pm 0.5$	—	% $V_{FSS}$
Temperature Coefficient of Full Scale Span <sup>(5)</sup>	$TCV_{FSS}$	-0.22	—	-0.16	% $V_{FSS}/^\circ\text{C}$
Temperature Coefficient of Offset <sup>(5)</sup>	$TCV_{off}$	—	$\pm 15$	—	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Temperature Coefficient of Resistance <sup>(5)</sup>	$TCR$	0.21	—	0.27	% $Z_{in}/^\circ\text{C}$
Input Impedance	$Z_{in}$	400	—	550	$\Omega$
Output Impedance	$Z_{out}$	750	—	1800	$\Omega$
Response Time <sup>(5)</sup> (10% to 90%)	$t_R$	—	1.0	—	ms
Offset Stability <sup>(5)</sup>	—	—	$\pm 0.5$	—	% $V_{FSS}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ตารางคุณสมบัติทาง MECHANICAL

### MECHANICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Weight (Basic Element Case 344)	—	—	2.0	—	Grams
Warm-Up	—	—	15	—	Sec
Cavity Volume	—	—	—	0.01	IN <sup>3</sup>
Volumetric Displacement	—	—	—	0.001	IN <sup>3</sup>
Common Mode Line Pressure(7)	—	—	—	690	kPa

NOTES:

### หมายเหตุ

1. 1KPa = 0.145 Psi
2. เป็นการกำหนด Range การใช้งานของอุปกรณ์อาจมีการเพื่ค่า error
3. Full Scale span ( VFSS ) เป็นการกำหนดผลต่างๆระหว่าง output voltage ที่ pressure สูงสุด และ pressure ต่ำสุด
4. OFFSET เป็นนิยาม output voltage ที่ minimum rated pressure
5. ค่าความผิดพลาด (เที่ยงตรง)ซึ่งอยู่กับค่าต่อไปนี้
  - 5.1 Linearity output เบียงเบน จะมีผลกับความดันใช้ในวงในกรอบตามรูป 2 ส่วนนอกกรอบไปไม่ใช่
  - 5.2 Temperature Hysteresis output เบียงเบนที่อุณหภูมิมีใดๆ หลังจากนั้น อุณหภูมิจะเป็นแบบ cycled จากจุดต่ำสุดและจุดสูงสุดของจุด Temperature กับจุดของ differential pressure ที่ให้
  - 5.3 Pressure Hysteresis output เบียงจะถูกกำหนดเมื่อ pressure เป็น cycles จากจุดต่ำสุดสูงสุดของอัตราส่วนความดันที่ 25c°
  - 5.4 Offset stability เอาท์พุทเบียงเบน หลังจาก 1000 temperature cycles, 40 - 125 c° , 1.5 ล้าน pressure cycles กับ จุด 0 ของ differenrial applied
  - 5.5 TcSpan output จะเบียงเบนที่ full rate pressure ที่อุณหภูมิสูงถึง 0-25 c° , เทียบกับ 25C°
  - 5.6 TC offset output เบียงเบนกับความดันต่ำสุดที่ให้ , ให้ค่า Over temperature ในย่าน -40 c° ถึง 125 c° เทียบกับ 25c°
  - 5.7 TC Zin เบียงเบนกับความดันต่ำสุดที่ให้ , over temperature -40 ถึง +125c° เทียบกับ 25c°
6. Response Time ขึ้นอยู่กับการเปลี่ยน output โดยการเพิ่มจาก 10% ไป 90% จนถึงค่าสุดท้าย จะเปลี่ยนเป็นขั้นตาม pressure ที่ป้อนเข้าไป
7. Common mode pressure ขึ้นอยู่กับ spec ว่าวัสดุภายในที่ห่อหุ้มมีความทนต่อแรงดันที่เร็วเท่าใดที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.เป็นการจำกัดค่าไม่ให้ค่าเกินเพราะจะทำให้อุปกรณ์เสียหาย

### LINEARITY

linearity ของ output ที่ได้จาก transducer จะได้เป็นสมการดังนี้

$$V_{out} = V_{off} + \text{ความไว} * \text{ความดันที่เกิน Rang ออกไป}$$

มีการคำนวณ 2 กรณี สำหรับกรณีที่คำนวณเป็น non linearity

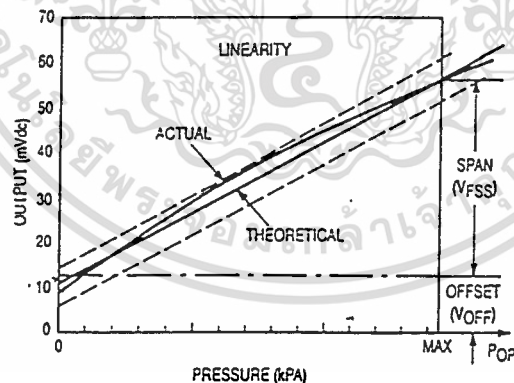
- 1 จุดสิ้นสุดที่เป็นเส้นตรง
- 2 จุดที่อยู่ในกรอบสี่เหลี่ยม

**Linearity error** ที่อยู่ในกรอบจะให้ค่าที่ดีที่สุด ซึ่งจะเป็นหัวใจในการคำนวณ ถ้าอยู่นอกกรอบสี่เหลี่ยมไม่ควรนำไปใช้ในการวัด จะเกิด error สูงควรอยู่ในค่า rang กลางๆ

### TEMPERATURE COMPENSATION

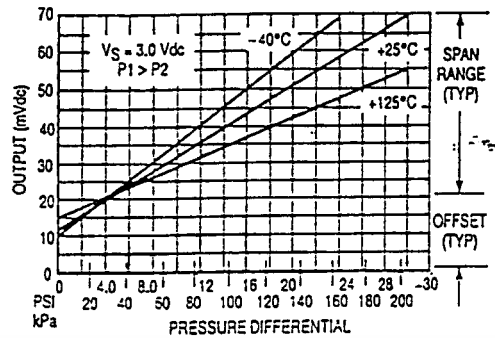
รูป 4.9 แสดง output ของกราฟคุณลักษณะของ MPX 200 SERIES ไปจนถึง อุณหภูมิ มากๆ ค่าของ output จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่า Pressure ที่ให้กับ sensor เป็นเชิงเส้น

The x-ducer เป็น pressure sensor ชนิด piezoresistive ซึ่งเป็น Semiconductor ซึ่งให้ค่า output เป็นสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งเป็นสัดส่วนกับแรงดันที่บ่อนให้กับอุปกรณ์ เมื่อให้ pressure เข้าไปจะทำให้ผลิต Voltage ที่ Silicon diaphragm ส่วนนี้จะเป็นสารกึ่งตัวนำของ strain gauge



รูปที่ 4.8 Linearity Specification Comparison

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



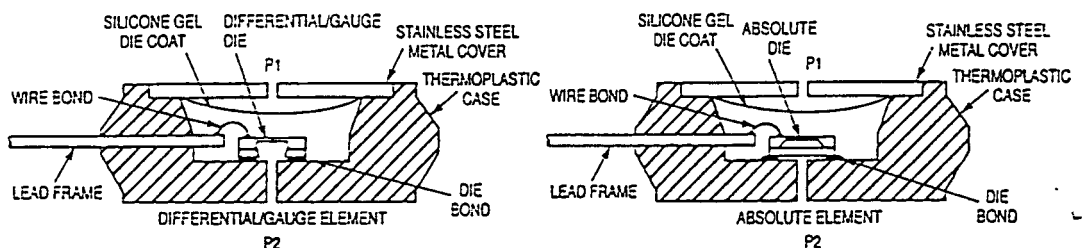
รูปที่ 4.9 Output versus Pressure Differential

เพราะว่า strain gauge จะมีส่วนของ silicon diaphragm ทำให้ความร้อนมีผลต่อคุณสมบัติของ strain gauge ถ้าไม่ต้องการให้มีผลกระทบต้องมีส่วนของวงจรรีเซ็ตหรือเพิ่มอุณหภูมิเข้าไปเพื่อชดเชยอุณหภูมิ

การชดเชยอุณหภูมิ และ offset calibration สามารถเพื่อ resistive เข้าไปในการออกแบบระบบงานท่าน โดยใช้ MPX 2200 / MPX7200 Series sensor อุณหภูมิที่ชดเชยของทั้งคู่มิ -40 ถึง +125c และ 0+80c

รูปที่ 4.10 แสดงให้เห็นรูปร่าง sensing (ขวา) ซึ่งเป็น ship carrier ของ differential / gauge silicon gel จะติดต่อกับผิวหน้า และ wire bond จะเชื่อมติดกับ differential/gauge pressure signal จะให้สัญญาณผ่าน silicon diaphragm

MPX 200 Series pressure sensor ภายในของมันได้รับประกาศนียบัตรในการทดสอบแล้วเป็นที่ไว้เนื้อเชื่อใจได้ โดยการทดสอบกับ pressure ปานกลางที่อากาศแห้ง และสามารถใช้งานได้นาน ซึ่งทางบริษัทรับรองได้ที่ท่านจะสามารถประยุกต์ใช้งานได้



รูปที่ 4.10 Cross- Sectional Diagrams(Not to Scale)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของบริษัทผู้ผลิตเอกสารนี้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น มิใช่ให้ผู้ใดนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Pressure (p<sub>1</sub>) / vacuum (p<sub>2</sub>) Size identification type

บริษัท Motorola ได้ออกแบบ pressure sensor ไว้ทั้งสองด้าน

p<sub>1</sub> เป็น pressure ปกติ

p<sub>2</sub> เป็นด้านสุญญากาศ

differential / gauge ได้ออกแบบความดันที่เกี่ยวกับผลต่างที่เป็นบวก

เมื่อเราให้ pressure p<sub>1</sub> > p<sub>2</sub> จะให้แรงดันปกติ ถ้าเราให้ pressure มีสุญญากาศ ไป

ทางด้าน P<sub>1</sub> จะให้แรงดันที่เป็นลบ

The Pressure (1) ได้แสดงการใช้ตามตารางข้างล่างนี้

Part Number	Case Type	Pressure (P1) Side Identifier
MPX200A, MPX200D	344-08	Stainless Steel Cap
MPX200DP	352-02	Side with Part Marking
MPX200AP, MPX200GP	350-03	Side with Port Attached
MPX200GVP	350-04	Stainless Steel Cap
MPX200AS, MPX200GS	371-06	Side with Port Attached
MPX200GVS	371-05	Stainless Steel Cap
MPX200ASX, MPX200GSX	371C-02	Side with Port Attached
MPX200GVSX	371D-02	Stainless Steel Cap

### ORDERING INFORMATION

MPX 200 SERIES Pressure strain สามารถใช้กับแรงดันสมบูรณ์

differential/Gauge อุปกรณ์นี้เป็นอุปกรณ์พื้นฐานที่อยู่ในรูปของ Package ซึ่งสามารถใช้ลอกแบบใน board และ barbed hose ในการห่อของ pressure

Device Type	Options	Case Type	MPX Series	
			Order Number	Device Marking
Basic Element	Absolute, Differential	Case 344-08	MPX200A MPX200D	MPX200A MPX200D
Ported Elements	Differential	Case 352-02	MPX200DP	MPX200DP
	Absolute, Gauge	Case 350-03	MPX200AP MPX200GP	MPX200AP MPX200GP
	Gauge Vacuum	Case 350-04	MPX200GVP	MPX200GVP
	Absolute, Gauge Stove Pipe	Case 371-06	MPX200AS MPX200GS	MPX200A MPX200D
	Gauge Vacuum Stove Pipe	Case 371-05	MPX200GVS	MPX200D
	Absolute, Gauge Axial	Case 371C-02	MPX200ASX MPX200GSX	MPX200A MPX200D
Gauge Vacuum Axial	Case 371D-02	MPX200GVSX	MPX200D	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ณ. ห้อง PROCESS LAB INST

## การทดลองเรื่อง

การทำ VOLTAGE O/P ของ PRESSURE SENSOR (MPX200DP)

### 1.วัตถุประสงค์ของการทดลอง

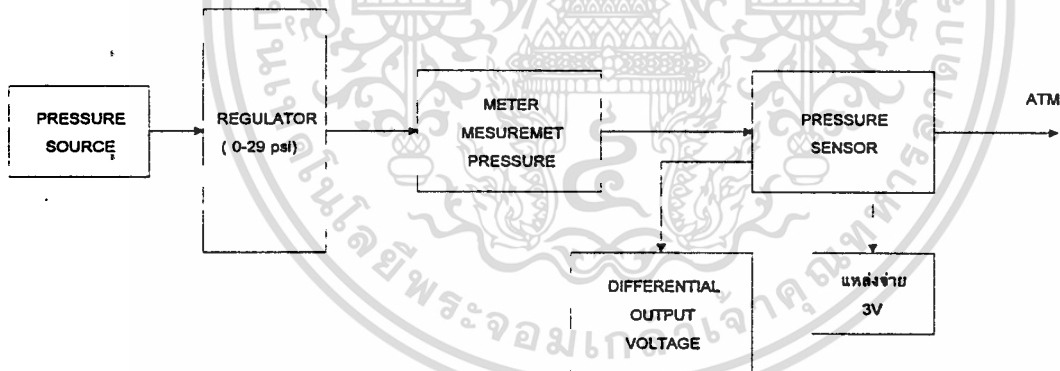
- 1.1 การทำ VOLTAGE O/P ของ PRESSURE
- 1.2 เพื่อนำไปออกแบบวงจร

### 2.เครื่องมือที่ใช้

- 2.1 MANOMETER
- 2.2 METER
- 2.3 ไชควง

### 3.วงจรเครื่องมือและเครื่องมือ

ขั้นตอนการต่ออุปกรณ์ เกี่ยวกับการวัดอุปกรณ์ pressure sensor

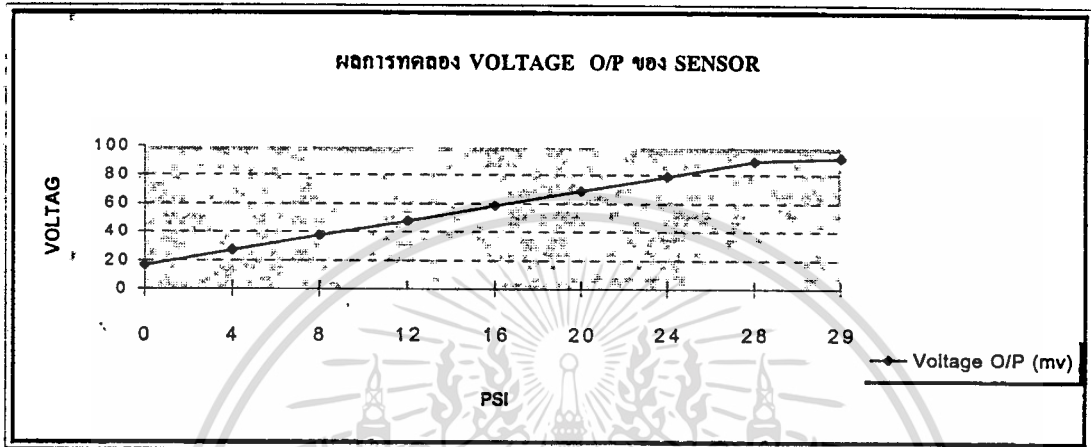


รูปที่ 7.1 ขั้นตอนการทดลอง voltage output ของ pressure sensor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ผลที่ได้จากทดลอง

แรงดัน(PSI)	0	4	8	12	16	20	24	28	29
Voltage O/P (mv)	16.7	27.1	37.5	47.5	58.4	68.8	79	89.5	92



สรุป

- 1.เอาต์พุตได้จากการทดลอง จะเป็น LINEAR สามารถนำไปออกแบบ สามารถนำไปออกแบบวงจรที่เกี่ยวกับ pressure transmitter ได้
- 2.มันจะเกิดการ ERROR เนื่องจากอุณหภูมิห้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ณ. ห้อง PROCESS LAB INST.

## การทดลองเรื่อง

## PRESSURE DIFFERENTIAL TRANSMITTER

## 1.วัตถุประสงค์ของการทดลอง

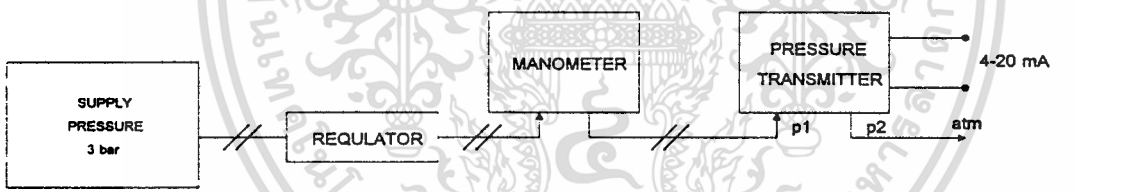
- 1.บอกลำดับขั้นตอนของการ calibrate
- 2.อธิบายขั้นตอนของการ calibrate ที่ถูกต้อง
- 3.เลือกย่านที่เหมาะสมในการใช้งาน
- 4.เข้าใจหลักการทำงานของ PRESSURE DIFFERENTIAL TRANSMITTER
- 5.เข้าใจความหมาย และ วัตถุประสงค์ของการปรับ ZERO และ SPAN ที่แต่ละย่าน

## วัด

## 2.เครื่องมือที่ใช้

- 1.MANOMETER
- 2.METER
- 3.ไซควง

## 3.วงจรเครื่องมือ



## 4.วิธีการทดลอง

- 1.ให้ต่อท่อสัญญาณและท่อลมตามที่แสดงไว้ดังรูปและตรวจสอบดูให้ถูกต้อง
- 2.ON SWITCH ให้ PUMP ลมทำงานจ่ายลมให้กับ REGULATOR
- 3.ปรับ REGULATOR ให้ได้ PRESSURE RANGE ที่เราต้องการ
- 4.ทำการปรับ ZERO และ SPAN
- 5.บอณสัญญาณลมของย่านวัดให้ได้ตาม % ที่ 0 - 25 - 50 - 75 - 100 % ตามเปอร์เซ็นต์ของย่านวัด
- 6.ค่าที่วัดได้ไม่ถูกต้องให้ปรับที่ ZERO และ SPAN
- 7.บันทึกค่าลงบนตาราง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5. ขั้นตอนการ CALIBRATE ( ยกตัวอย่าง 0 - 29 PSI )

1. ป้อน INPUT = 0 PSI ปรับ ZERO ให้ได้ 4 mA.
2. ป้อน INPUT = 29 PSI ปรับ SPAN ให้ได้ 20 mA.
3. เช็คที่ข้อ 1 ใหม่ ปรับค่าให้ได้ 4 mA. อีกครั้งหนึ่ง ( เกิดการเคลื่อนเมื่อมีการปรับ SPAN )
4. เมื่อปรับค่าได้ตามข้อ 3 ให้เช็คข้อ 2 ใหม่ ปรับค่าให้ได้ 20 mA.
5. ตรวจสอบ OUTPUT อีกครั้ง โดยป้อน INPUT ที่ 0%, 25%, 50%, 75% และ 100%

### 6. การทดลอง

สามารถวัด PRESSURE ได้ 2 อย่าง

1. PRESSURE ปกติ
2. VACUUM PRESSURE

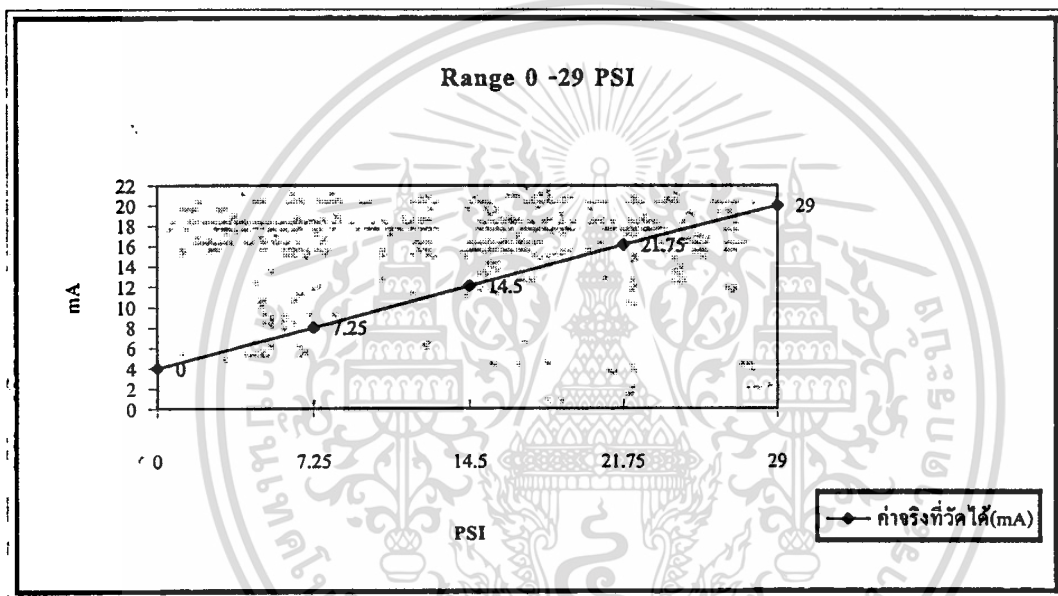
\*\* ในที่นี้ทดลองเพียง PRESSURE ปกติเท่านั้น



## ผลการทดลอง

## RANGE 0 - 29 PSI

เปอร์เซ็นต์	0%	25%	50%	75%	100%
ค่าของความดันที่ได้จากการคำนวณ (psi)	0	7.25	14.5	21.75	29
ค่าจริงที่วัดได้(mA)	4	7.96	12.06	16.1	20.01
ค่ามาตรฐาน(mA)	4	8	12	16	20



คำนวณค่าของ pressure (psi)

ที่ 8 mA.

$$\begin{aligned} 20 - 4 / 20 - 12 &= 29 - 0 / 25 - y \\ x &= 29 - ( 29 * 8 / 16 ) \\ &= 12.5\text{psi} \end{aligned}$$

ที่ 12mA

$$\begin{aligned} 20 - 4 / 20 - 12 &= 29 - 0 / 29 - x \\ x &= 29 - ( 29 * 8 / 16 ) \\ &= 14.5 \text{ psi} \end{aligned}$$

ที่ 16 mA.

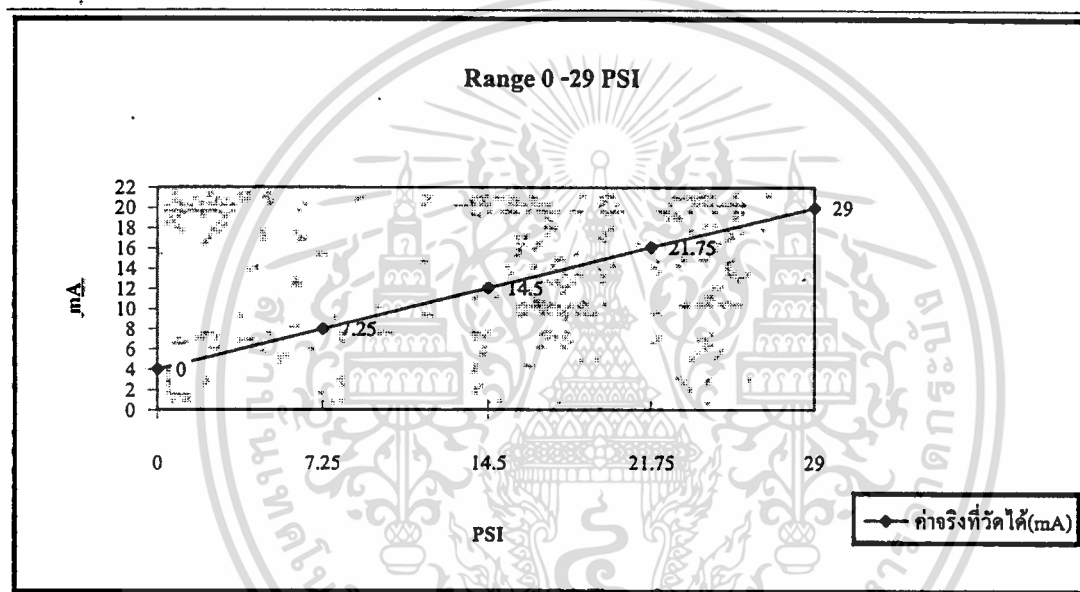
$$20 - 4 / 20 - 16 = 29 - 0 / 29 - x$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ผลการทดลอง

## RANGE 0 - 29 PSI

เปอร์เซ็นต์	0%	25%	50%	75%	100%
ค่าของความดันที่ได้จากการคำนวณ (psi)	0	7.25	14.5	21.75	29
ค่าจริงที่วัดได้(mA)	4	7.96	12.06	16.1	20.01
ค่ามาตรฐาน(mA)	4	8	12	16	20



คำนวณค่าของ pressure (psi)

ที่ 8 mA.

$$\begin{aligned}
 20 - 4 / 20 - 12 &= 29 - 0 / 25 - y \\
 x &= 29 - ( 29 * 8 / 16 ) \\
 &= 12.5\text{psi}
 \end{aligned}$$

ที่ 12mA

$$\begin{aligned}
 20 - 4 / 20 - 12 &= 29 - 0 / 29 - x \\
 x &= 29 - ( 29 * 8 / 16 ) \\
 &= 14.5 \text{ psi}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ 16 mA.

$$20 - 4 / 20 - 16 = 29 - 0 / 29 - x$$

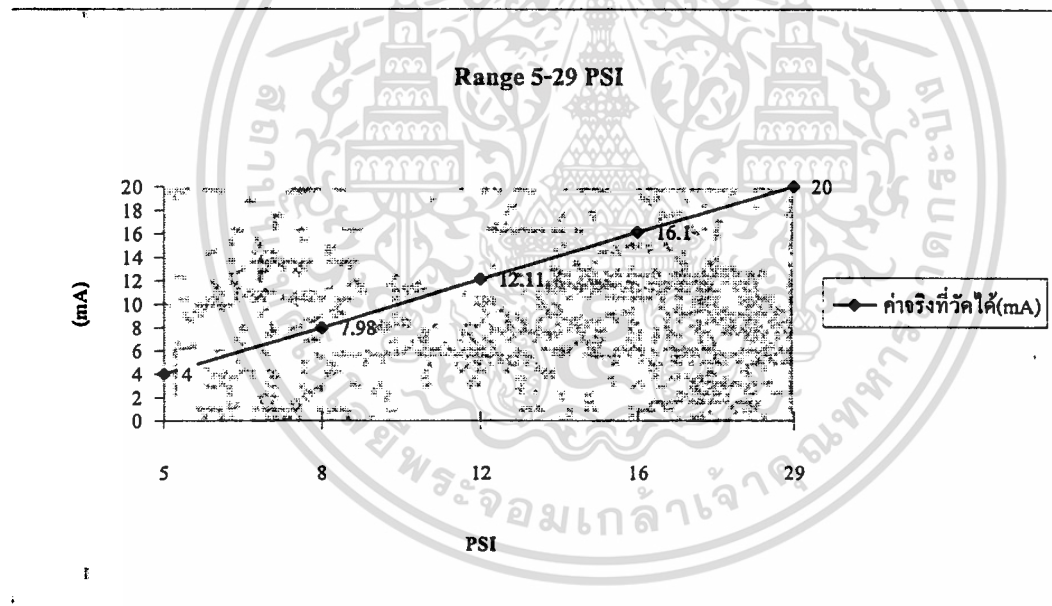
$$x = 29 - ( 24 * 4 / 16 )$$

$$= 21.75 \text{ psi}$$

ผลการทดลอง

### RANGE 5 - 29 PSI

เปอร์เซ็นต์	0%	25%	50%	75%	100%
ค่าของความดันที่ได้จากการคำนวณ(psi)	5	8	12	16	29
ค่าจริงที่วัดได้(mA)	4	7.98	12.11	16.1	20
ค่ามาตรฐาน(mA)	4	8	12	16	20



คำนวณค่าของ pressure (psi)

ที่ 8 mA.

$$20 - 4 / 20 - 8 = 29 - 5 / 29 - x$$

$$x = 29 - ( 24 * 12 / 16 )$$

$$= 11 \text{ psi}$$

ที่ 12 mA.

$$20 - 4 / 20 - 12 = 29 - 5 / 29 - x$$

$$x = 29 - ( 24 * 8 / 16 )$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 17 \text{ psi}$$

ที่ 16 mA.

$$20 - 4 / 20 - 16 = 29 - 5 / 29 - x$$

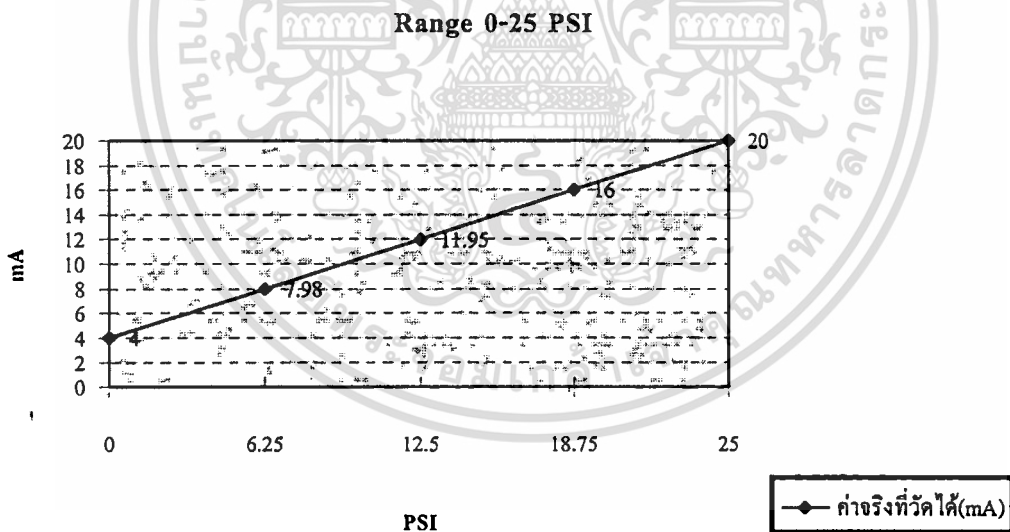
$$x = 29 - (24 * 4 / 16)$$

$$= 23 \text{ psi}$$

## ผลการทดลอง

### RANGE 0 - 25 PSI

เปอร์เซ็นต์	0%	25%	50%	75%	100%
ค่าของความดันที่ได้จากการคำนวณ(psi)	0	6.25	12.5	18.75	25
ค่าจริงที่วัดได้(mA)	4	7.98	11.95	16	20
ค่ามาตรฐาน(mA)	4	8	12	16	20



คำนวณค่าของ pressure (psi)

ที่ 8 mA.

$$20 - 4 / 20 - 8 = 25 - 0 / 25 - x$$

$$x = 25 - (25 * 12 / 16)$$

$$= 6.25 \text{ psi}$$

ที่ 12 mA.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$20 - 4 / 20 - 12 = 25 - 0 / 25 - x$$

$$x = 25 - (25 * 8 / 16)$$

$$= 12.5 \text{ psi}$$

ที่ 16 mA.

$$20 - 4 / 20 - 16 = 25 - 0 / 25 - x$$

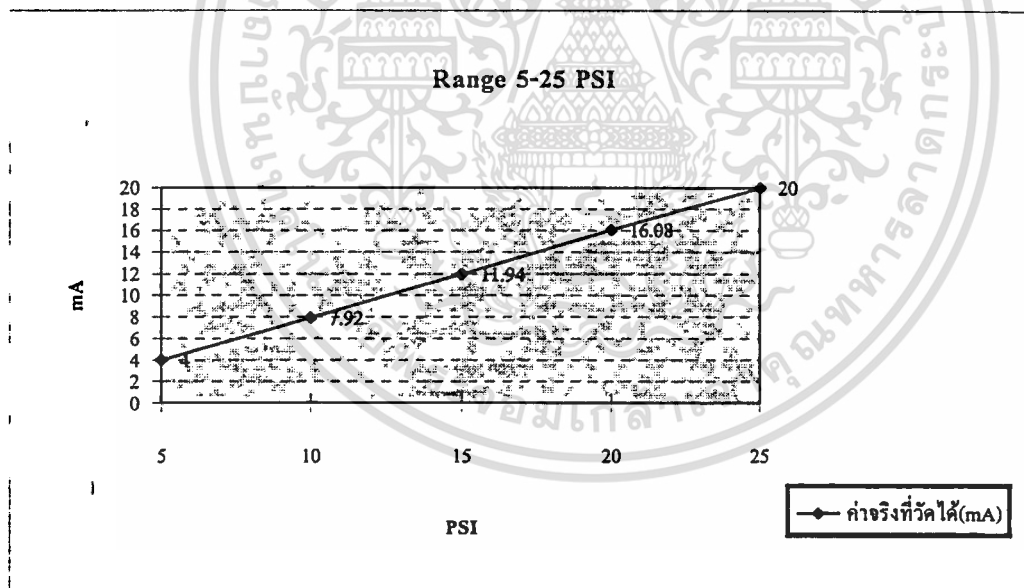
$$x = 25 - (25 * 4 / 16)$$

$$= 18.75 \text{ psi}$$

### ผลการทดลอง

#### RANGE 5 - 25 PSI

เปอร์เซ็นต์	0%	25%	50%	75%	100%
ค่าของความดันที่ได้จากการคำนวณ(psi)	5	10	15	20	25
ค่าจริงที่วัดได้(mA)	4	7.92	11.94	16.08	20
ค่ามาตรฐาน(mA)	4	8	12	16	20



คำนวณค่าของ pressure (psi)

ที่ 8 mA.

$$20 - 4 / 20 - 8 = 25 - 5 / 25 - x$$

$$x = 25 - (20 * 12 / 16)$$

$$= 10 \text{ psi}$$

ที่ 12 mA.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$20 - 4 / 20 - 12 = 25 - 5 / 25 - x$$

$$x = 25 - (20 * 8 / 16)$$

$$= 15 \text{ psi}$$

ที่ 16 mA.

$$20 - 4 / 20 - 16 = 25 - 5 / 25 - x$$

$$x = 25 - (20 * 4 / 16)$$

$$= 20 \text{ psi}$$

### สรุปผลการทดลอง

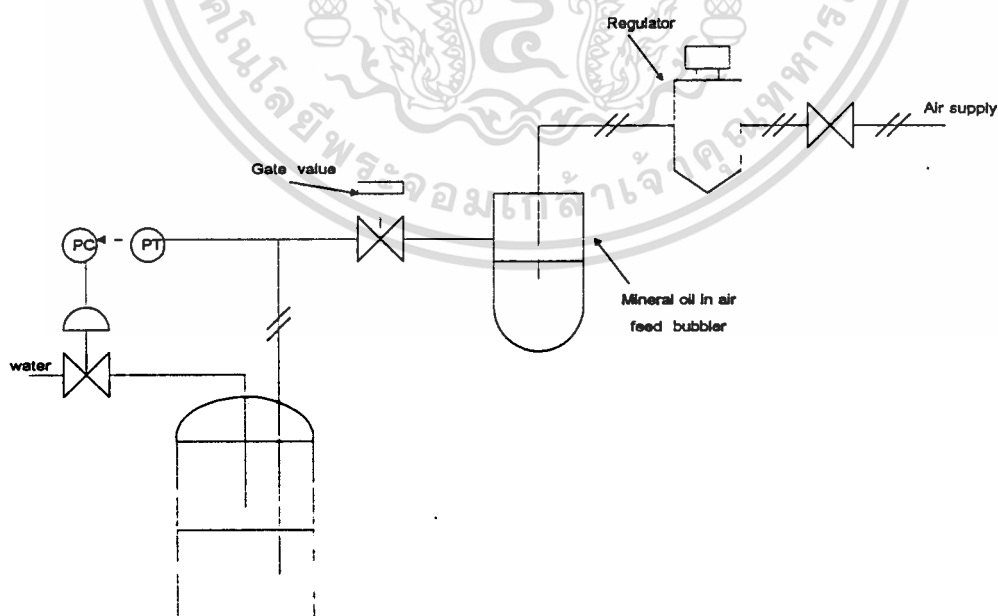
เราสามารถขยายย่านของการวัดและลดขนาดของย่านการวัดได้ โดยปรับที่ ZERO และ SPAN

ปุ่มปรับ ZERO สามารถ กด และ ยกย่านของการวัดที่ RANGE ต่ำสุด

ปุ่มปรับ SPAN สามารถ กด และ ยกย่านของการวัดที่ RANGE สูงสุด

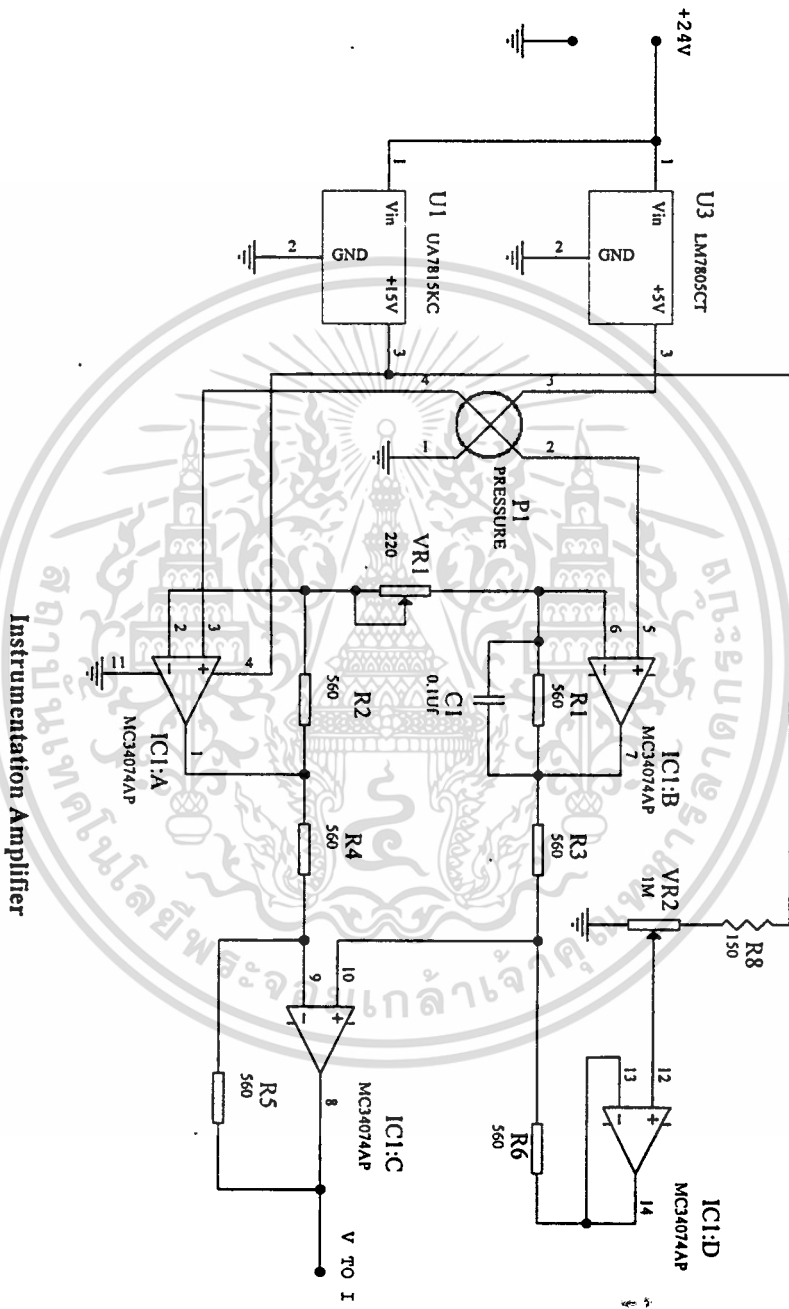
ในที่นี้ทำการทดลองเพียง 0 - 25 PSI , 5 - 25 PSI , 5 - 29 PSI , 0 - 29 PSI แต่เราสามารถทำย่านวัดได้มากกว่านี้ โดยใช้ INSTRUMENT AMP. เพิ่มหรือลดอัตราการขยายปรับ OUTPUT ออก 1 - 5 V. แล้วค่อยปรับทางด้าน 4 - 20 mA. โดยปรับที่ ZERO และ SPAN ให้ได้ค่า 4 - 20 mA.

โดยการเพิ่มแรงดันตามเปอร์เซ็นต์ 0 - 25 - 50 - 75 - 100 % ช่วงของย่านกลาง ๆ อาจมีข้อผิดพลาดบ้างจากการทดลองอยู่ในค่าที่ยอมรับได้

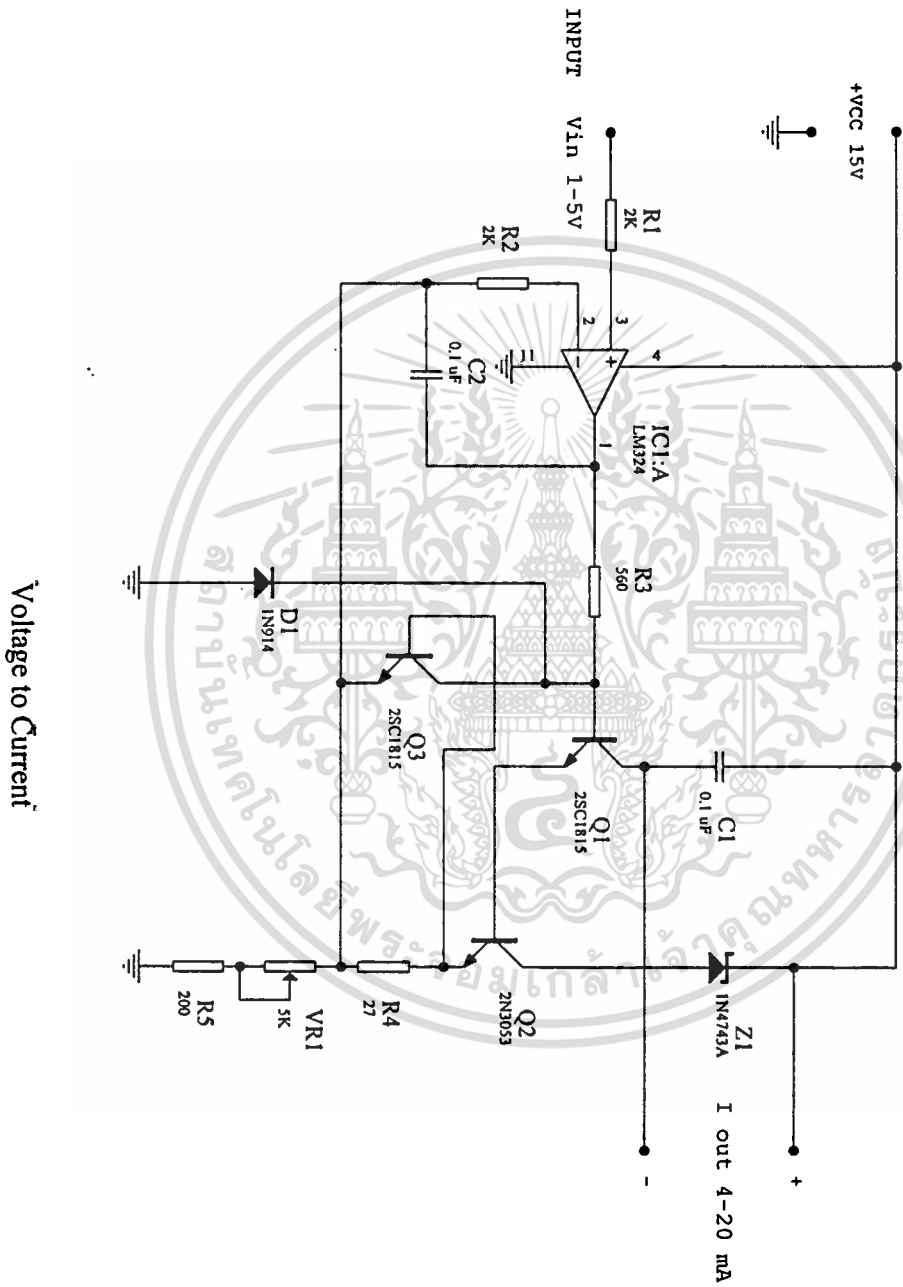


### ตัวอย่างการใช้งาน ควบคุมระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิติกรรมประกาศ

ขอกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ วิริยะ กองรัตน์ เป็นอย่างสูง ที่ท่านได้  
 ประสาทวิชาความรู้ให้คำปรึกษาเสนอแนะแนวทางในการทดลองโครงการ และวิธีแก้ไขปัญหาต่างๆ  
 ตลอดจนช่วยอำนวยความสะดวกในเรื่องของอุปกรณ์ อันเป็นผลทำให้โครงการและปริญญาานิพนธ์ฉบับ  
 นี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ท้ายสุดนี้ ขอขอบคุณรุ่นพี่และเพื่อนๆทุกคนที่ให้กำลังใจ และความช่วยเหลือในการแก้ไข  
 ปัญหาที่เกิดขึ้นแก่ผู้ทำโครงการนี้ตลอดมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

MOTOROLA SENSOR DEVICE DATA

ของ MOTOROLA

Operational Amplifier and Linear Intergrated Circuits

ของ Robert F.coughin

และ Frederick F.Driscoll

คู่มือการทำงานของกรไฟฟ้าฝ่ายผลิต

พ.ศ.2534

การใช้งานอปแอมป์และลิเนียร์ไอซี

ของ วิโรจน์ อัครรังสี

ชัชวาลย์ เต็มฤทธิรงค์

กรชูลี ไช้สถิตย์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# LM124/LM224/LM324, LM124A/LM224A/LM324A, LM2902 Low Power Quad Operational Amplifiers

## General Description

The LM124 series consists of four 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 LM124 series can be directly operated off of the standard +5 V<sub>DC</sub> power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ±15 V<sub>DC</sub> 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.

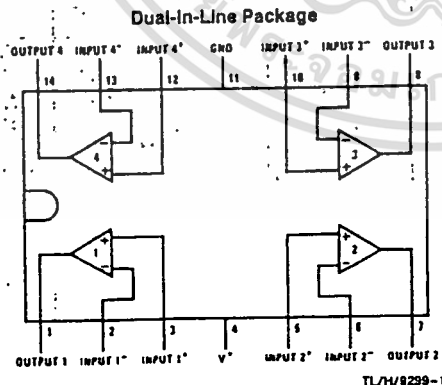
## Advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and V<sub>OUT</sub>; also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

## 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<sub>DC</sub> to 32 V<sub>DC</sub>
  - or dual supplies ±1.5 V<sub>DC</sub> to ±16 V<sub>DC</sub>
- Very low supply current drain (800 μA)—essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at +5 V<sub>DC</sub>)
- Low input biasing current 45 nA<sub>DC</sub> (temperature compensated)
- 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<sub>DC</sub> to V<sub>+</sub> - 1.5 V<sub>DC</sub>

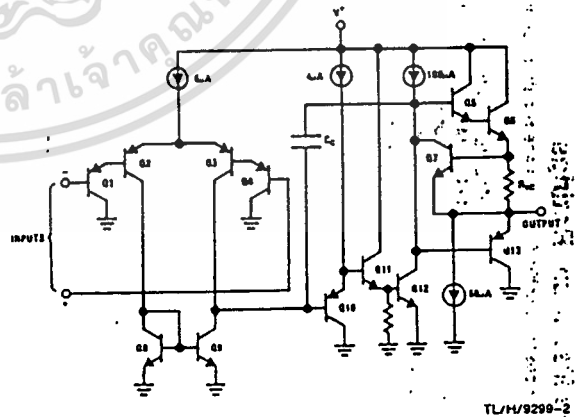
## Connection Diagram



Top View

Order Number LM124J, LM124AJ, LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324AJ, LM324M, LM324AM, LM2902M, LM324N, LM324AN or LM2902N  
See NS Package Number J14A, M14A or N14A

## Schematic Diagram (Each Amplifier)



### Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 9)

	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902		LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902
Supply Voltage, $V^+$	$32 V_{DC}$ or $\pm 16 V_{DC}$	$26 V_{DC}$ or $\pm 13 V_{DC}$	Storage Temperature Range	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$
Differential Input Voltage	$32 V_{DC}$	$26 V_{DC}$	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	$260^\circ\text{C}$	$260^\circ\text{C}$
Input Voltage	$-0.3 V_{DC}$ to $+32 V_{DC}$	$-0.3 V_{DC}$ to $+26 V_{DC}$	Soldering Information		
Power Dissipation (Note 1)			Dual-In-Line Package		
Molded DIP	1130 mW	1130 mW	Soldering (10 seconds)	$260^\circ\text{C}$	$260^\circ\text{C}$
Cavity DIP	1260 mW	1260 mW	Small Outline Package		
Small Outline Package	800 mW	800 mW	Vapor Phase (60 seconds)	$215^\circ\text{C}$	$215^\circ\text{C}$
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2) $V^+ \leq 15 V_{DC}$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$	Continuous	Continuous	Infrared (15 seconds)	$220^\circ\text{C}$	$220^\circ\text{C}$
Input Current ( $V_{IN} < -0.3 V_{DC}$ ) (Note 3)	50 mA	50 mA	See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices. ESD rating to be determined.		
Operating Temperature Range					
LM324/LM324A	$0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$	$-40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$			
LM224/LM224A	$-25^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$				
LM124/LM124A	$-55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$				

### Electrical Characteristics $V^+ = +5.0 V_{DC}$ , (Note 4), unless otherwise stated

2-330

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 5)	$\pm 1$		$\pm 2$				$\pm 2$	$\pm 5$	$\pm 2$	$\pm 7$	$\pm 2$	$\pm 7$	mV <sub>DC</sub>
Input Bias Current (Note 6)	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ , $V_{CM} = 0V$	20	50	40	80	45	100	45	150	45	250	45	250	nA <sub>DC</sub>
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$ , $V_{CM} = 0V$	$\pm 2$	$\pm 10$	$\pm 2$	$\pm 15$	$\pm 5$	$\pm 30$	$\pm 3$	$\pm 30$	$\pm 5$	$\pm 50$	$\pm 5$	$\pm 50$	nA <sub>DC</sub>
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30 V_{DC}$ , (LM2902, $V^+ = 26 V_{DC}$ )	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	V <sub>DC</sub>
Supply Current	$R_L = \infty$ , $V^+ = 30V$ , (LM2902 $V^+ = 26V$ ) $R_L = \infty$ On All Op Amps Over Full Temperature Range	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	mA <sub>DC</sub>
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15 V_{DC}$ , $R_L \geq 2 k\Omega$ , ( $V_O = 1 V_{DC}$ to $11 V_{DC}$ )	50	100	50	100	25	100	50	100	25	100	25	100	V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	DC, $V_{CM} = 0V$ to $V^+ - 1.5 V_{DC}$	70	85	70	85	65	85	70	85	65	85	50	70	dB
Power Supply Rejection Ratio	DC, $V^+ = 5 V_{DC}$ to $30 V_{DC}$ (LM2902, $V^+ = 5 V_{DC}$ to $26 V_{DC}$ )	65	100	65	100	65	100	65	100	65	100	50	100	dB

**Electrical Characteristics**  $V^+ = +5.0 V_{DC}$  (Note 4) unless otherwise stated (Continued).

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ Max	Min	Typ Max	Min	Typ Max	Min	Typ Max	Min	Typ Max	Min	Typ Max	
Amplifier-to-Amplifier Coupling (Note 8)	$f = 1 \text{ kHz to } 20 \text{ kHz}$ , (Input Referred)	-120		-120		-120		-120		-120		-120		dB
Output Current	Source $V_{IN}^+ = 1 V_{DC}$ , $V_{IN}^- = 0 V_{DC}$ , $V^+ = 15 V_{DC}$ , $V_O = 2 V_{DC}$	20	40	20	40	20	40	20	40	20	40	20	40	$mA_{DC}$
	Sink $V_{IN}^- = 1 V_{DC}$ , $V_{IN}^+ = 0 V_{DC}$ , $V^+ = 15 V_{DC}$ , $V_O = 2 V_{DC}$	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	
	Sink $V_{IN}^- = 1 V_{DC}$ , $V_{IN}^+ = 0 V_{DC}$ , $V^+ = 15 V_{DC}$ , $V_O = 200 \text{ mV}_{DC}$	12	50	12	50	12	50	12	50	12	50	12	50	$\mu A_{DC}$
Short Circuit to Ground	(Note 2) $V^+ = 15 V_{DC}$ , $T_A = 25^\circ C$	40	60	40	60	40	60	40	60	40	60	40	60	$mA_{DC}$
Input Offset Voltage	(Note 5)	$\pm 4$		$\pm 4$		$\pm 5$		$\pm 7$		$\pm 9$		$\pm 10$		$mV_{DC}$
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0 \Omega$	$\pm 7$	$\pm 20$	$\pm 7$	$\pm 20$	$\pm 7$	$\pm 30$	$\pm 7$		$\pm 7$		$\pm 7$		$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$ , $V_{CM} = 0V$	$\pm 30$		$\pm 30$		$\pm 75$		$\pm 100$		$\pm 150$		$\pm 45 \pm 200$		$nA_{DC}$
Input Offset Current Drift	$R_S = 0 \Omega$	$\pm 10$	$\pm 200$	$\pm 10$	$\pm 200$	$\pm 10$	$\pm 200$	$\pm 10$		$\pm 10$		$\pm 10$		$\mu A_{DC}/^\circ C$
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$	40	100	40	100	40	200	40	300	40	500	40	500	$nA_{DC}$
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = +30 V_{DC}$ (LM2902, $V^+ = 26 V_{DC}$ )	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	$V_{DC}$
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15 V_{DC}$ ( $V_O$ Swing = $1 V_{DC}$ to $11 V_{DC}$ ) $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	25		25		15		25		15		15		$V/mV$
Output Voltage Swing	$V_{OH}$ $V^+ = +30 V_{DC}$ , $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	26		26		26		26		26		22		$V_{DC}$
	$R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$ (LM2902, $V^+ = 26 V_{DC}$ )	27	28	27	28	27	28	27	28	27	28	23	24	
	$V_{OL}$ $V^+ = 5 V_{DC}$ , $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	5	20	5	20	5	20	5	20	5	20	5	100	$mV_{DC}$

2-331

LM124/LM224/LM324/LM124A/LM224A/LM324A/LM2902

Electrical Characteristics  $V^+ = +5.0 V_{DC}$  (Note 4) unless otherwise stated (Continued)

Parameter		Conditions		LM124A			LM224A			LM324A			LM124/LM224			LM324			LM2902			Units
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Current	Source	$V_O = 2 V_{DC}$	$V_{IN}^+ = +1 V_{DC}$ , $V_{IN}^- = 0 V_{DC}$ , $V^+ = 15 V_{DC}$	10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		10	20	mA <sub>DC</sub>	
	Sink			$V_{IN}^- = +1 V_{DC}$ , $V_{IN}^+ = 0 V_{DC}$ , $V^+ = 15 V_{DC}$	10	15		5	8		5	8		5	8		5	8		5		8

**Note 1:** For operating at high temperatures, the LM324/LM324A, LM2902 must be derated based on a +125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 88°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224/LM224A and LM124/LM124A can be derated based on a +150°C maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

**Note 2:** Short circuits from the output to  $V^+$  can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of  $V^+$ . At values of supply voltage in excess of +15  $V_{DC}$ , continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

**Note 3:** This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the  $V^+$  voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3  $V_{DC}$  (at 25°C).

**Note 4:** These specifications are limited to  $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$  for the LM124/LM124A. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to  $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ , the LM324/LM324A temperature specifications are limited to  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ , and the LM2902 specifications are limited to  $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ .

**Note 5:**  $V_O = 1.4 V_{DC}$ ,  $R_S = 0\Omega$  with  $V^+$  from 5  $V_{DC}$  to 30  $V_{DC}$ ; and over the full input common-mode range (0  $V_{DC}$  to  $V^+ - 1.5 V_{DC}$ ) at 25°C; for LM2902,  $V^+$  from 5  $V_{DC}$  to 26  $V_{DC}$ .

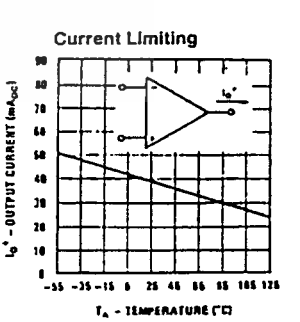
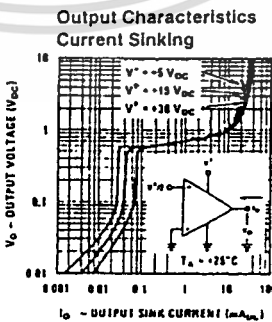
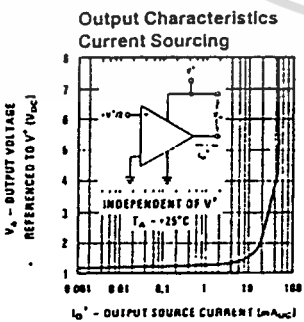
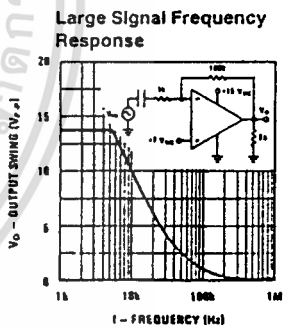
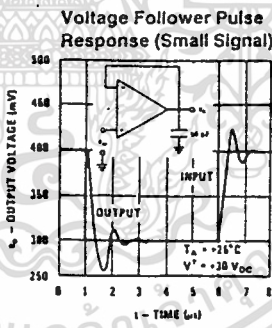
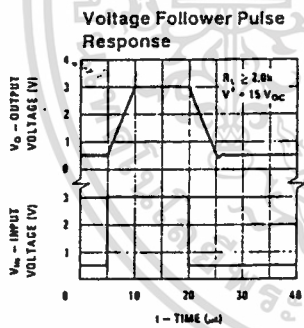
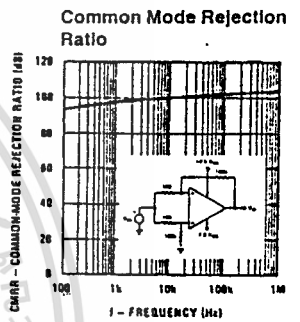
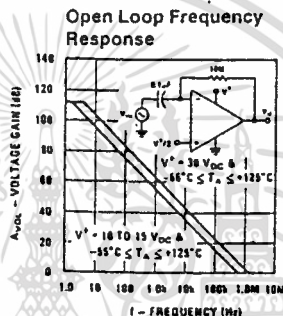
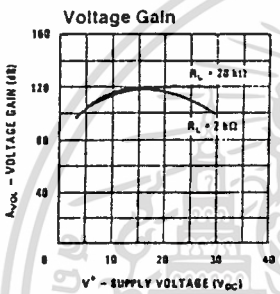
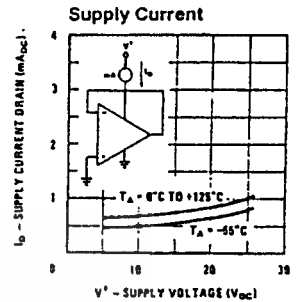
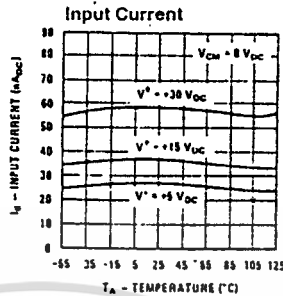
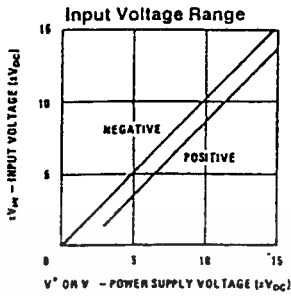
**Note 6:** The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

**Note 7:** The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V (at 25°C). The upper end of the common-mode voltage range is  $V^+ - 1.5V$  (at 25°C), but either or both inputs can go to +32  $V_{DC}$  without damage (+26  $V_{DC}$  for LM2902), independent of the magnitude of  $V^+$ .

**Note 8:** Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.

**Note 9:** Refer to RETS124AX for LM124A military specifications and refer to RETS124X for LM124 military specifications.

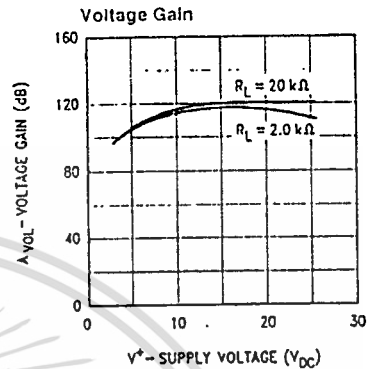
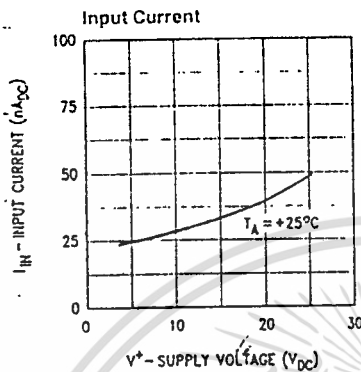
# Typical Performance Characteristics



TL/H/9299-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Characteristics (LM2902 only)



TL/H/9299-4

### Application Hints

The LM124 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  $V_{DC}$ . These amplifiers operate over a wide range of power supply voltage with little change in performance characteristics. At  $25^\circ C$  amplifier operation is possible down to a minimum supply voltage of 2.3  $V_{DC}$ .

The pinouts of the package have been designed to simplify PC board layouts. Inverting inputs are adjacent to outputs for all of the amplifiers and the outputs have also been placed at the corners of the package (pins 1, 7, 8, and 14).

Precautions should be taken to insure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a test 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 needed, no large input currents result from large differential input voltages. The differential input voltage may be larger than  $V^+$  without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than  $-0.3 V_{DC}$  (at  $25^\circ C$ ). An input clamp diode with a resistor to the IC input terminal can be used.

To reduce the power supply 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.

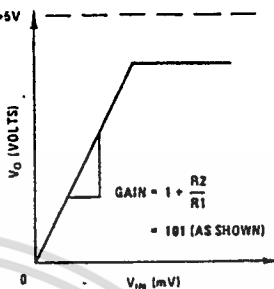
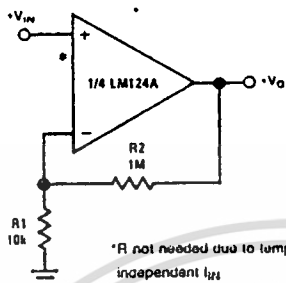
The bias network of the LM124 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 3  $V_{DC}$  to 30  $V_{DC}$ .

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  $25^\circ C$  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  $V^+ / 2$ ) 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.

Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0 \text{ VDC}$ )

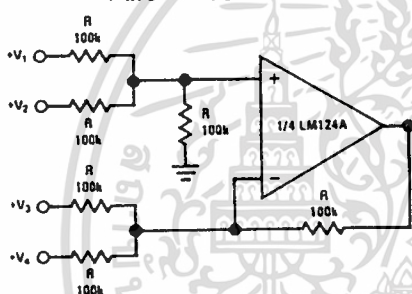
Non-Inverting DC Gain ( $0\text{V Input} = 0\text{V Output}$ )



\*R not needed due to temperature independent  $I_{B1}$

TL/H/9299-5

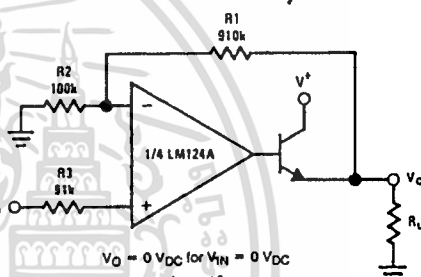
DC Summing Amplifier ( $V_{IN'S} \geq 0 \text{ VDC}$  and  $V_O \geq 0 \text{ VDC}$ )



Where:  $V_O = V_1 + V_2 - V_3 - V_4$   
 $(V_1 + V_2) \geq (V_3 + V_4)$  to keep  $V_O > 0 \text{ VDC}$

TL/H/9299-6

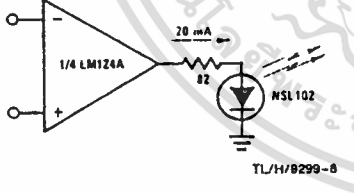
Power Amplifier



$V_O = 0 \text{ VDC}$  for  $V_{IN} = 0 \text{ VDC}$   
 $A_V = 10$

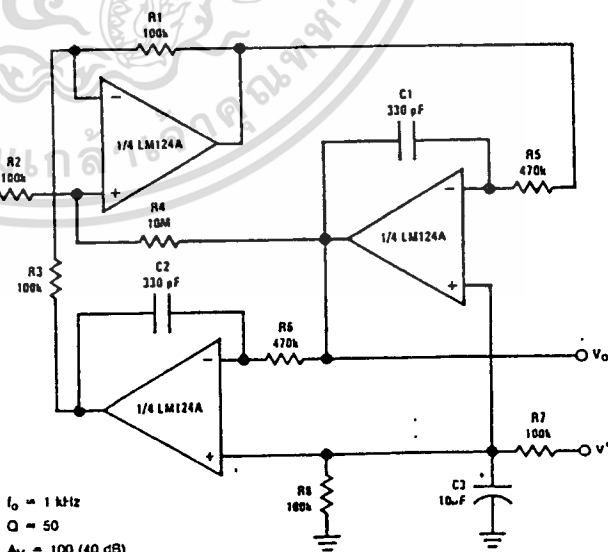
TL/H/9299-7

LED Driver



TL/H/9299-8

"BI-QUAD" RC Active Bandpass Filter



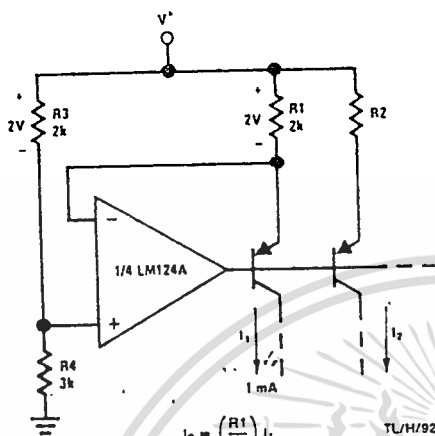
$f_0 = 1 \text{ kHz}$   
 $Q = 50$   
 $A_V = 100 \text{ (40 dB)}$

TL/H/9299-9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

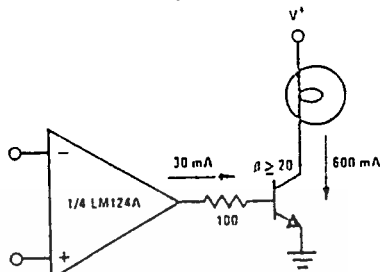
Fixed Current Sources



$$I_2 = \left(\frac{R1}{R2}\right) I_1$$

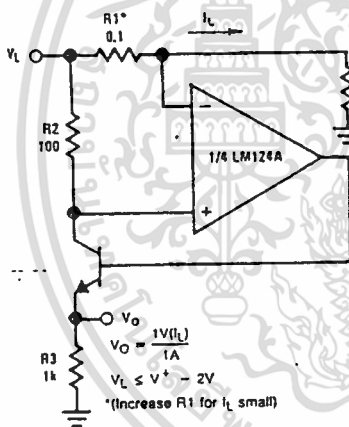
TL/H/9299-10

Lamp Driver



TL/H/9299-11

Current Monitor



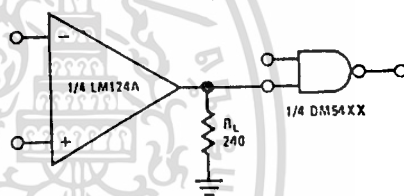
$V_O = \frac{1V(I_L)}{1A}$

$V_L \leq V^+ - 2V$

(Increase R1 for  $I_L$  small)

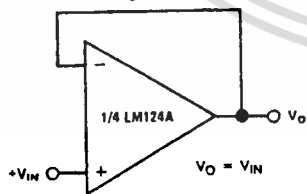
TL/H/9299-12

Driving TTL



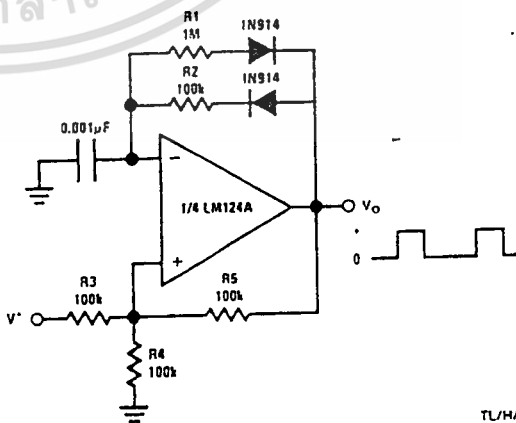
TL/H/9299-13

Voltage Follower



TL/H/9299-14

Pulse Generator

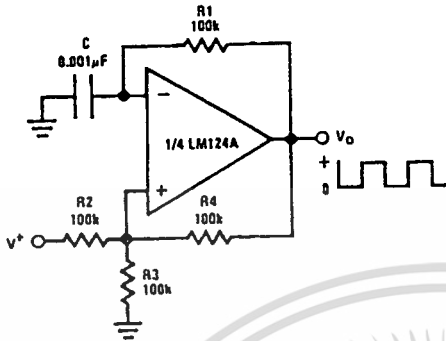


TL/H/9299-15

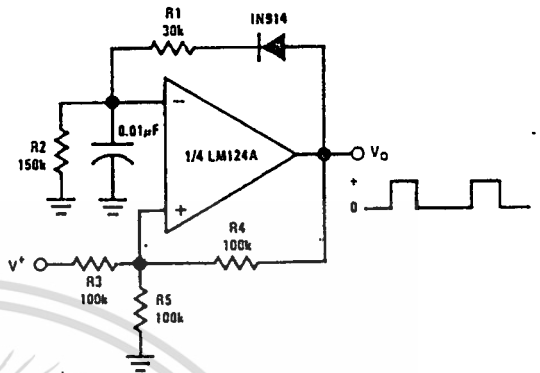
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

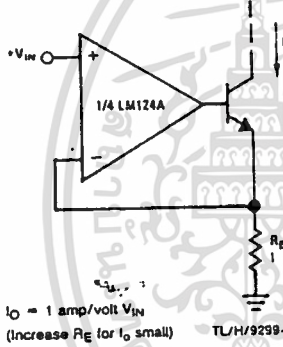
Squarewave Oscillator



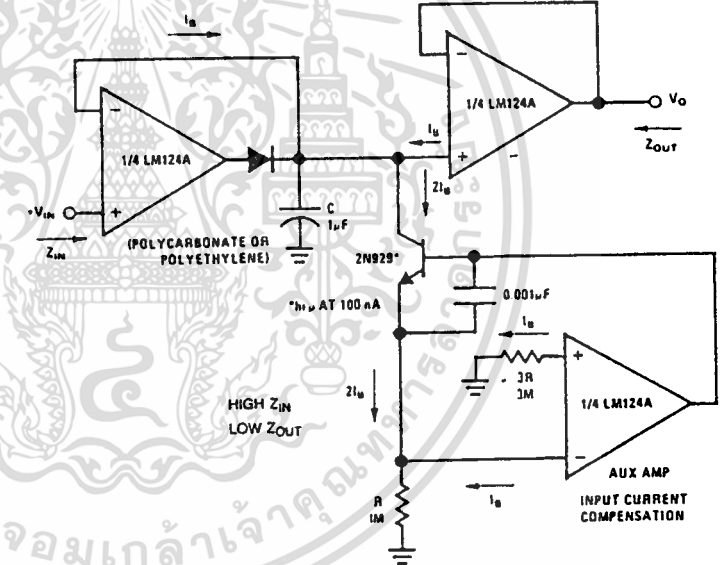
Pulse Generator



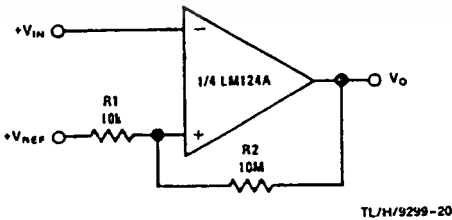
High Compliance Current Sink



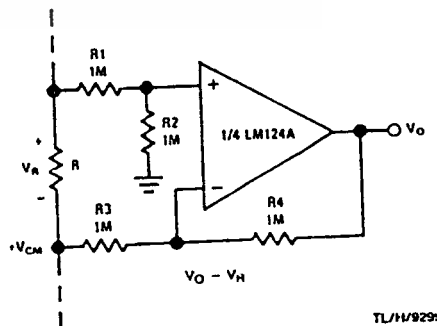
Low Drift Peak Detector



Comparator with Hysteresis



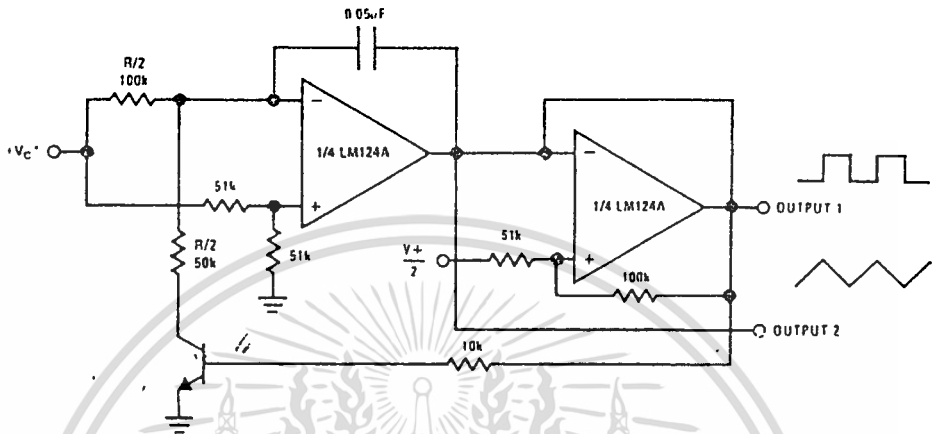
Ground Referencing a Differential Input Signal



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

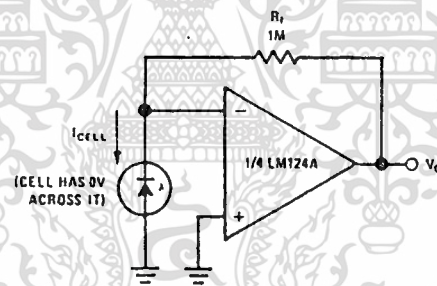
Voltage Controlled Oscillator Circuit



\*Wide control voltage range:  $0 V_{DC} \leq V_C \leq 2 (V^+ - 1.5 V_{DC})$

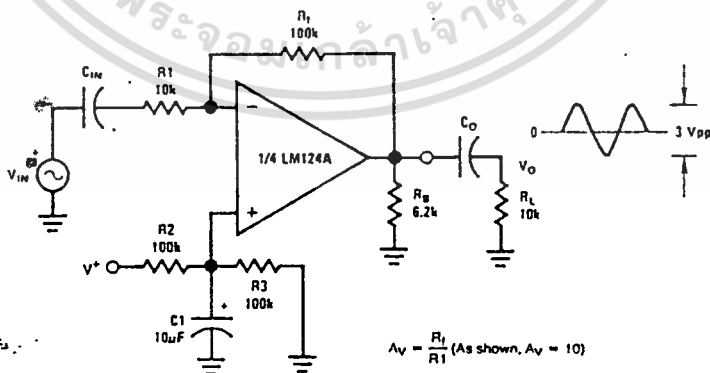
TL/H/9299-22

Photo Voltaic-Cell Amplifier



TL/H/9299-23

AC Coupled Inverting Amplifier

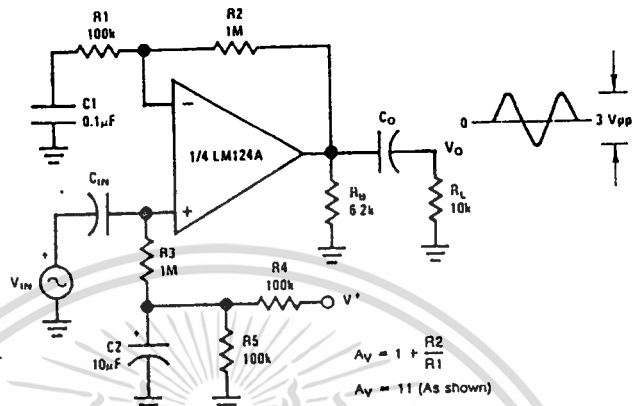


TL/H/9299-24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

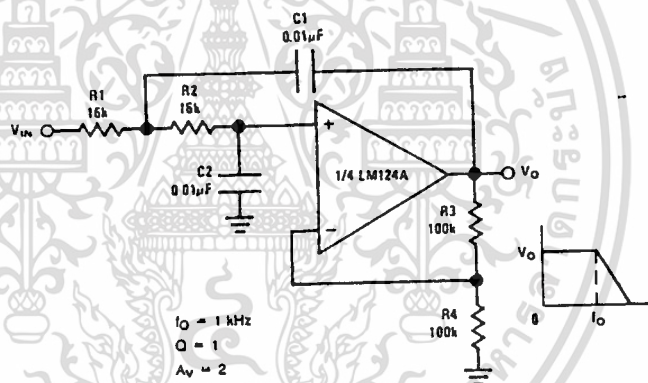
Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0 V_{DC}$ ) (Continued)

AC Coupled Non-Inverting Amplifier



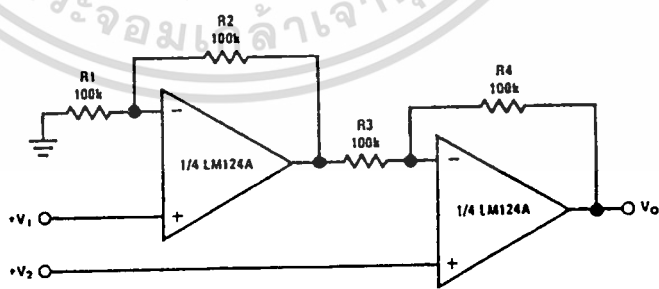
TL/H/9299-25

DC Coupled Low-Pass RC Active Filter



TL/H/9299-26

High Input Z, DC Differential Amplifier



For  $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3}$  (CMRR depends on this resistor ratio match)

$$V_O = 1 + \frac{R_4}{R_3} (V_2 - V_1)$$

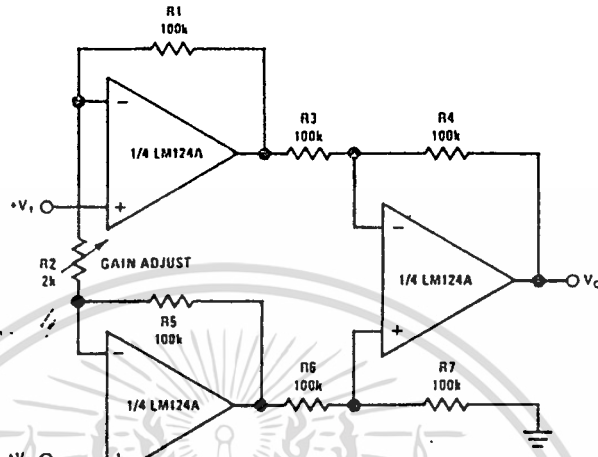
As shown:  $V_O = 2(V_2 - V_1)$

TL/H/9299-27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

High Input Z Adjustable-Gain DC Instrumentation Amplifier



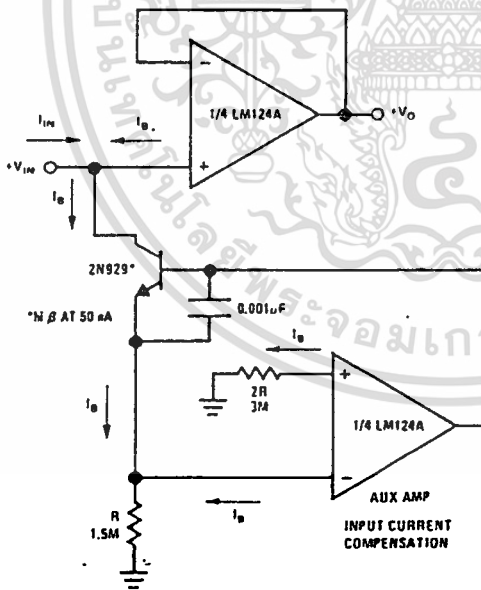
If  $R1 = R5$  &  $R3 = R4 = R6 = R7$  (CMRR depends on match)

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

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

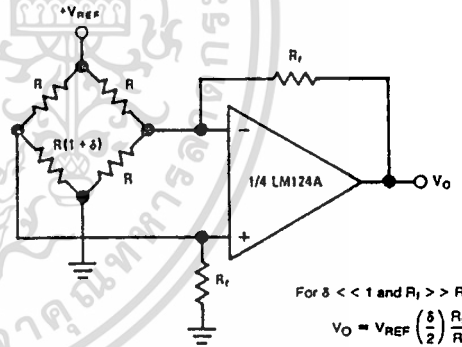
TL/H/9299-20

Using Symmetrical Amplifiers to Reduce Input Current (General Concept)



TL/H/9299-29

Bridge Current Amplifier



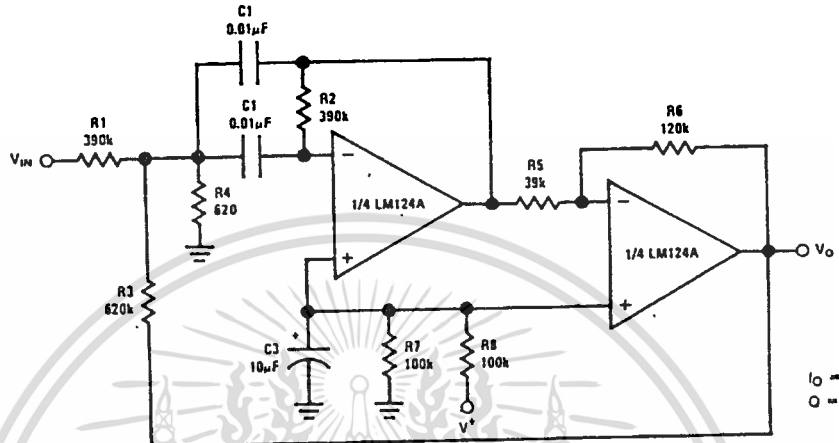
For  $\delta \ll 1$  and  $R_f \gg R$

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

TL/H/9299-30

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

Bandpass Active Filter



TL/H/9299-31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Monolithic operational amplifiers. This series of operational amplifiers offer 4.5 MHz of gain bandwidth product, 13 V/ $\mu$ s slew rate, fast settling time without the use of JFET device technology. Although this series can be operated from split supplies, it is particularly suited for single supply operation, since the complete input voltage range includes ground potential ( $V_{EE}$ ). The first input stage, this series exhibits high input resistance, low input offset voltage and high gain. The all NPN output stage is characterized by no deadband crossover distortion and a full output voltage swing, provides high capacitance drive capability, excellent phase and gain margins, low open-loop high frequency output impedance and symmetrical source/sink ac response.

MC33071:2/4, MC34071:2/4, MC35071:2/4 series of devices are available in standard or prime performance (A Suffix) grades specified over the commercial, industrial/vehicular or military temperature ranges. The complete series of single, dual and quad operational amplifiers are available in the plastic, ceramic and QIC surface mount packages.

- Gain Bandwidth: 4.5 MHz
- Slew Rate: 13 V/ $\mu$ s
- Settling Time: 1.1  $\mu$ s to 0.1%
- Single Supply Operation: 3.0 V to 44 V
- Output Common Mode Voltage Range: Includes Ground ( $V_{EE}$ )
- Input Offset Voltage: 3.0 mV Maximum (A Suffix)
- Output Voltage Swing: -14.7 V to +14 V (with  $\pm 15$  V supplies)
- Capacitance Drive Capability: 0 to 10,000 pF
- Total Harmonic Distortion: 0.02%
- Phase Margin: 60°
- Gain Margin: 12 dB
- Short Circuit Protection

**ORDERING INFORMATION**

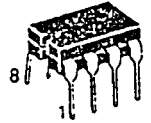
Device	Temperature Range	Package
MC34071P, AP	0°C to -70°C	Plastic DIP
MC34071D, AD	0°C to -70°C	SO-8
MC34071U, AU	0°C to -70°C	Ceramic DIP
MC33071P, AP	-40°C to -85°C	Plastic DIP
MC33071D, AD	-40°C to -85°C	SO-8
MC33071U, AU	-40°C to -85°C	Ceramic DIP
MC35071U, AU	-55°C to -125°C	Ceramic DIP
MC34072P, AP	0°C to -70°C	Plastic DIP
MC34072D, AD	0°C to -70°C	SO-8
MC34072U, AU	0°C to -70°C	Ceramic DIP
MC33072P, AP	-40°C to -85°C	Plastic DIP
MC33072D, AD	-40°C to -85°C	SO-8
MC33072U, AU	-40°C to -85°C	Ceramic DIP
MC35072U, AU	-55°C to -125°C	Ceramic DIP
MC34074P, AP	0°C to -70°C	Plastic DIP
MC34074D, AD	0°C to -70°C	SO-14
MC34074U, AU	0°C to -70°C	Ceramic DIP
MC33074P, AP	-40°C to -85°C	Plastic DIP
MC33074D, AD	-40°C to -85°C	SO-14
MC33074U, AU	-40°C to -85°C	Ceramic DIP
MC35074U, AU	-55°C to -125°C	Ceramic DIP

**OPERATIONAL AMPLIFIERS**

**SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT**



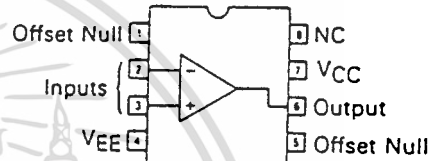
**P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 626-05**



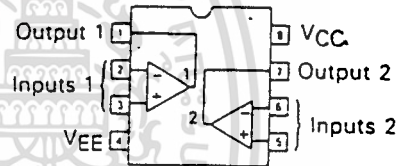
**U SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 693-02**



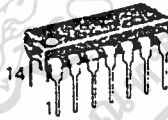
**D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751-02  
SO-8**



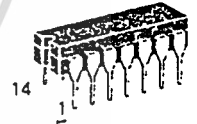
(Single, Top View)



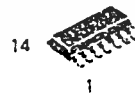
(Dual, Top View)



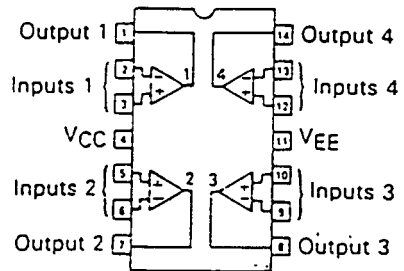
**P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 646-06**



**L SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 632-08**



**D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751A-02  
SO-14**



(Quad, Top View)

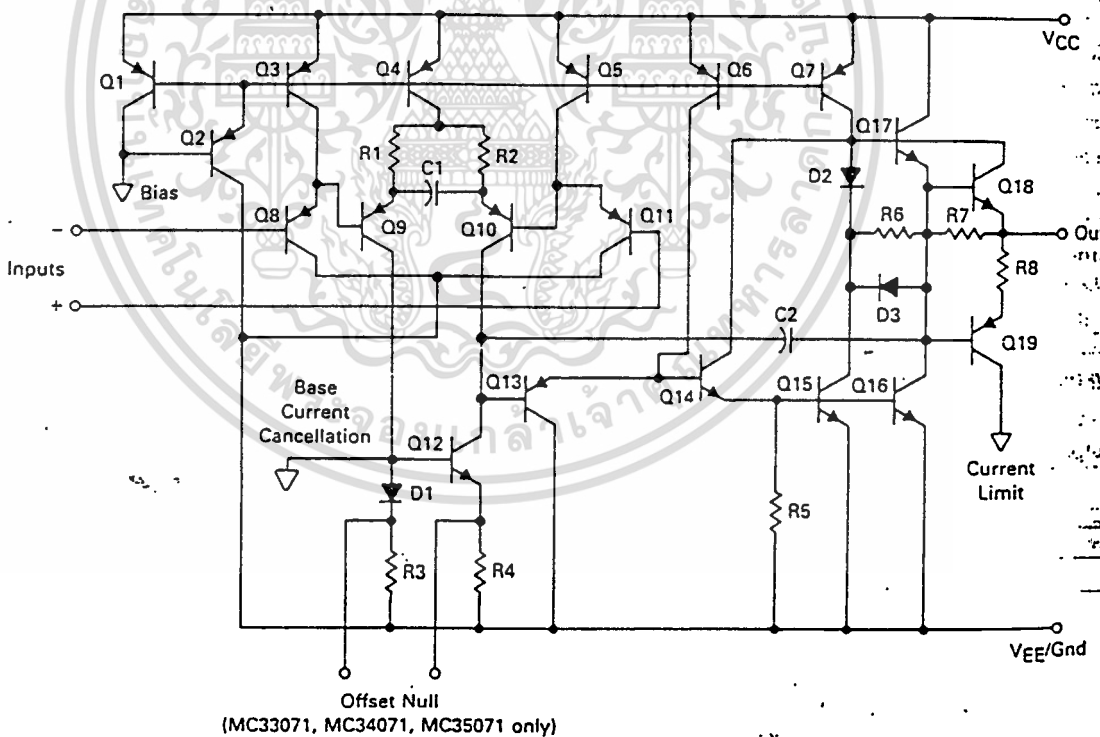
**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage (from $V_{EE}$ to $V_{CC}$ )	$V_S$	+44	Volts
Input Differential Voltage Range	$V_{IDR}$	Note 1	Volts
Input Voltage Range	$V_{IR}$	Note 1	Volts
Output Short-Circuit Duration (Note 2)	$t_S$	Indefinite	Seconds
Operating Junction Temperature	$T_J$		$^{\circ}C$
Ceramic Package		+160	
Plastic Package		+150	
Storage Temperature Range	$T_{stg}$		$^{\circ}C$
Ceramic Package		-65 to +160	
Plastic Package		-60 to +150	

**NOTES:**

1. Either or both input voltages should not exceed the magnitude of  $V_{CC}$  or  $V_{EE}$ .
2. Power dissipation must be considered to ensure maximum junction temperature ( $T_J$ ) is not exceeded (see Figure 1).

**EQUIVALENT CIRCUIT SCHEMATIC (EACH AMPLIFIER)**



Offset Null  
(MC33071, MC34071, MC35071 only)

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (VCC = +15 V, VEE = -15 V, RL = connected to ground unless otherwise noted. See [Note 3] for TA = Tlow to Thigh)

Characteristic	Symbol	A Suffix			Non-Suffix			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (RS = 100 Ω, VCM = 0 V, VO = 0 V) VCC = +15 V, VEE = -15 V, TA = +25°C VCC = +5.0 V, VEE = 0 V, TA = +25°C VCC = +15 V, VEE = -15 V, TA = Tlow to Thigh	VIO	—	0.5	3.0	—	1.0	5.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage RS = 10 Ω, VCM = 0 V, VO = 0 V, TA = Tlow to Thigh	ΔVIO/ΔT	—	10	—	—	10	—	μV/°C
Input Bias Current (VCM = 0 V, VO = 0 V) TA = +25°C TA = Tlow to Thigh	IIB	—	100	500	—	100	500	nA
Input Offset Current (VCM = 0 V, VO = 0 V) TA = +25°C TA = Tlow to Thigh	IIO	—	6.0	50	—	6.0	75	nA
Input Common Mode Voltage Range TA = +25°C TA = Tlow to Thigh	VICR	VEE to (VCC - 1.8) VEE to (VCC - 2.2)			VEE to (VCC - 1.8) VEE to (VCC - 2.2)			V
Large Signal Voltage Gain (VO = ±10 V, RL = 2.0 kΩ) TA = +25°C TA = Tlow to Thigh	AVOL	50 25	100 —	— —	25 20	100 —	— —	V/mV
Output Voltage Swing (VID = ±1.0 V) VCC = +5.0 V, VEE = 0 V, RL = 2.0 kΩ, TA = +25°C VCC = +15 V, VEE = -15 V, RL = 10 kΩ, TA = +25°C VCC = +15 V, VEE = -15 V, RL = 2.0 kΩ, TA = Tlow to Thigh	VOH	3.7 13.6 13.4	4.0 14 —	— — —	3.7 13.6 13.4	4.0 14 —	— — —	V
VOL VCC = +5.0 V, VEE = 0 V, RL = 2.0 kΩ, TA = +25°C VCC = +15 V, VEE = -15 V, RL = 10 kΩ, TA = +25°C VCC = +15 V, VEE = -15 V, RL = 2.0 kΩ, TA = Tlow to Thigh	VOL	— — —	0.1 -14.7 —	0.3 -14.3 -13.5	— — —	0.1 -14.7 —	0.3 -14.3 -13.5	V
Output Short-Circuit Current (VID = 1.0 V, VO = 0 V, TA = 25°C) Source Sink	ISC	10 20	30 30	— —	10 20	30 30	— —	mA
Common Mode Rejection RS = 100 kΩ, VCM = VICR, TA = 25°C	CMR	80	97	—	70	97	—	dB
Power Supply Rejection (RS = 100 Ω) VCC/VEE = +16.5 V/-16.5 V to +13.5 V/-13.5 V, TA = 25°C	PSR	80	97	—	70	97	—	dB
Power Supply Current (Per Amplifier, No Load) VCC = +5.0 V, VEE = 0 V, VO = +2.5 V, TA = +25°C VCC = +15 V, VEE = -15 V, VO = 0 V, TA = +25°C VCC = +15 V, VEE = -15 V, VO = 0 V, TA = Tlow to Thigh	ID	— — —	1.6 1.9 —	2.0 2.5 2.8	— — —	1.6 1.9 —	2.0 2.5 2.8	mA

NOTES: (continued)

- 1. Tlow = -55°C for MC35071,2,4/A  
= -40°C for MC33071,2,4/A  
= 0°C for MC34071,2,4/A
- 2. Thigh = +125°C for MC35071,2,4/A  
= +85°C for MC33071,2,4/A  
= +70°C for MC34071,2,4/A

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = +15\text{ V}$ ,  $V_{EE} = -15\text{ V}$ ,  $R_L = \text{connected to ground}$ ,  $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	A Suffix			Non-Suffix			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Slew Rate ( $V_{in} = -10\text{ V to } +10\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ , $C_L = .500\text{ pF}$ ) $A_V = +1.0$ $A_V = -1.0$	SR	8.0	10 13	—	8.0	10 13	—	V/ $\mu\text{s}$
Settling Time (10 V Step, $A_V = -1.0$ ) To 0.1% (+1/2 LSB of 9-Bits) To 0.01% (+1/2 LSB of 12-Bits)	$t_s$	—	1.1 2.2	—	—	1.1 2.2	—	$\mu\text{s}$
Gain Bandwidth Product ( $f = 100\text{ kHz}$ )	GBW	3.5	4.5	—	3.5	4.5	—	MHz
Power Bandwidth $A_V = +1.0$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ , $V_O = 20\text{ V}_{p-p}$ , THD = 5.0%	BW	—	200	—	—	200	—	kHz
Phase Margin $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ , $C_L = 300\text{ pF}$	$\phi_m$	—	60 40	—	—	60 40	—	Deg
Gain Margin $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ , $C_L = 300\text{ pF}$	$A_m$	—	12 4.0	—	—	12 4.0	—	dB
Equivalent Input Noise Voltage $R_S = 100\ \Omega$ , $f = 1.0\text{ kHz}$	$e_n$	—	32	—	—	32	—	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Equivalent Input Noise Current $f = 1.0\text{ kHz}$	$i_n$	—	0.22	—	—	0.22	—	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Differential Input Resistance $V_{CM} = 0\text{ V}$	$R_{IN}$	—	150	—	—	150	—	M $\Omega$
Differential Input Capacitance $V_{CM} = 0\text{ V}$	$C_{IN}$	—	2.5	—	—	2.5	—	pF
Total Harmonic Distortion $A_V = +10$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ , $2.0\text{ V}_{p-p} \leq V_O \leq 20\text{ V}_{p-p}$ , $f = 10\text{ kHz}$	THD	—	0.02	—	—	0.02	—	%
Channel Separation ( $f = 10\text{ kHz}$ )	—	—	120	—	—	120	—	dB
Open-Loop Output Impedance ( $f = 1.0\text{ MHz}$ )	$ Z_O $	—	30	—	—	30	—	$\Omega$

FIGURE 1 — POWER SUPPLY CONFIGURATIONS

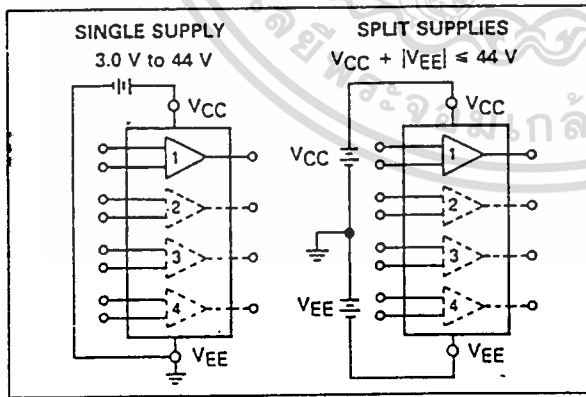
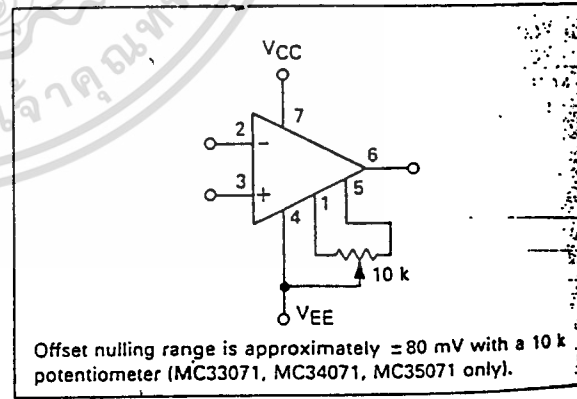


FIGURE 2 — OFFSET NULL CIRCUIT



TYPICAL PERFORMANCE CURVES

FIGURE 3 — MAXIMUM POWER DISSIPATION versus TEMPERATURE FOR PACKAGE TYPES

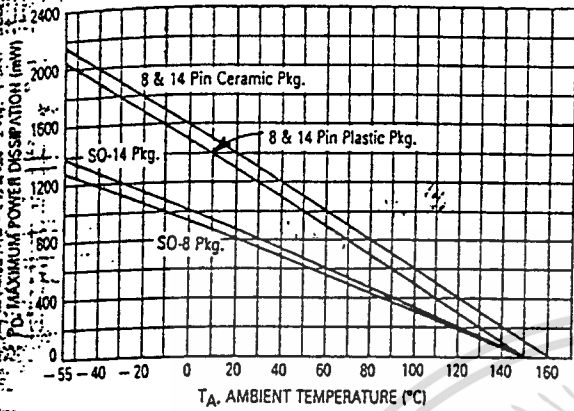


FIGURE 4 — INPUT OFFSET VOLTAGE versus TEMPERATURE FOR REPRESENTATIVE UNITS

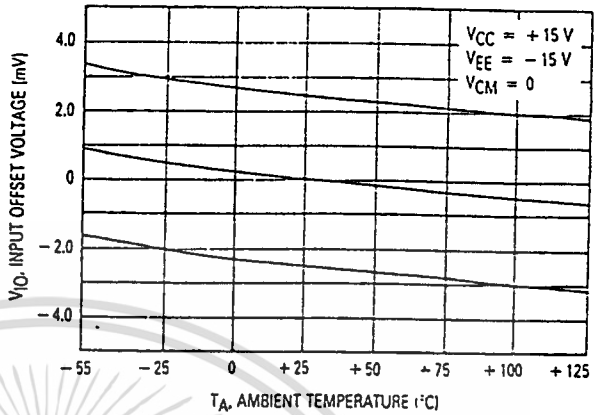


FIGURE 5 — INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE versus TEMPERATURE

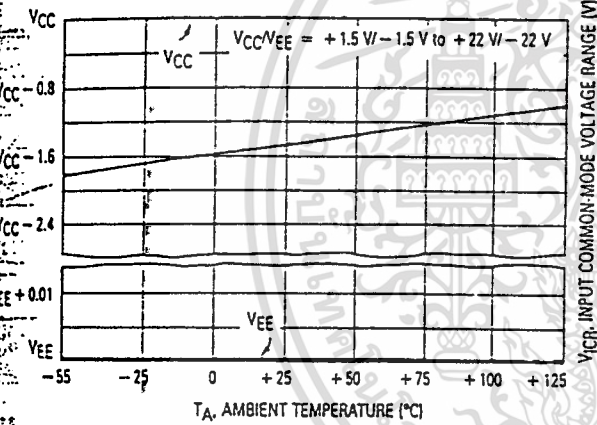


FIGURE 6 — NORMALIZED INPUT BIAS CURRENT versus TEMPERATURE

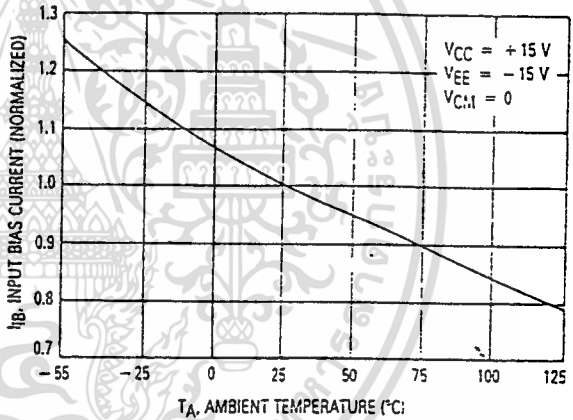


FIGURE 7 — NORMALIZED INPUT BIAS CURRENT versus INPUT COMMON MODE VOLTAGE

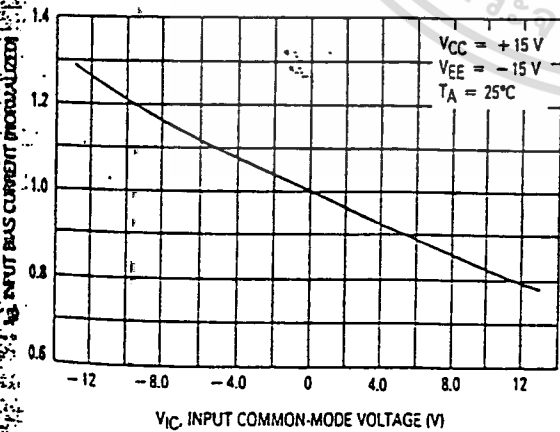


FIGURE 8 — SPLIT SUPPLY OUTPUT VOLTAGE SWING versus SUPPLY VOLTAGE

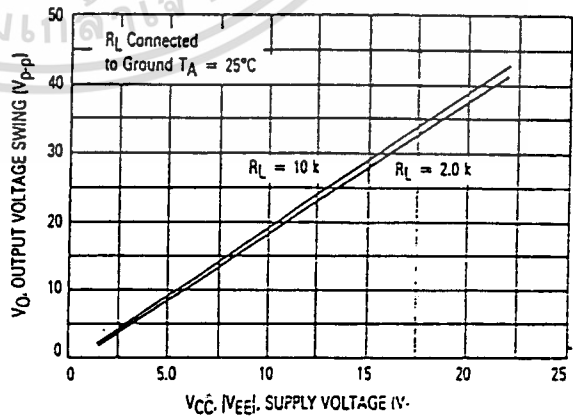


FIGURE 9 — SPLIT SUPPLY OUTPUT SATURATION versus LOAD CURRENT

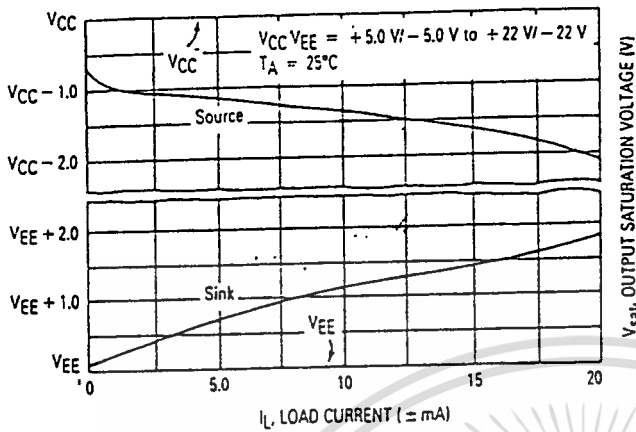


FIGURE 10 — SINGLE SUPPLY OUTPUT SATURATION versus LOAD RESISTANCE TO GROUND

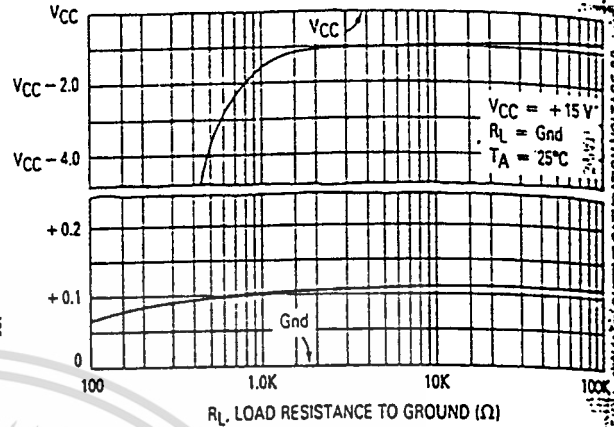


FIGURE 11 — SINGLE SUPPLY OUTPUT SATURATION versus LOAD RESISTANCE TO VCC

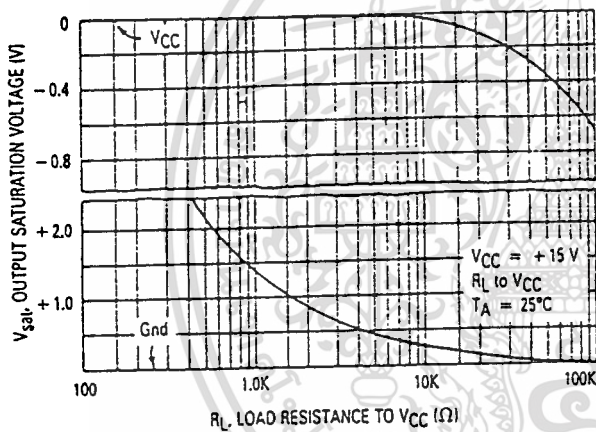


FIGURE 12 — OUTPUT SHORT CIRCUIT CURRENT versus TEMPERATURE

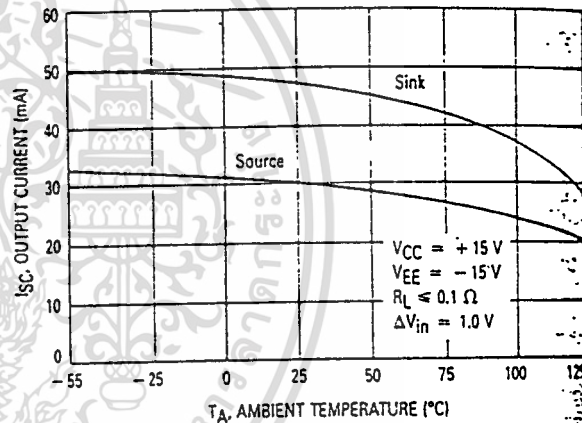


FIGURE 13 — OUTPUT IMPEDANCE versus FREQUENCY

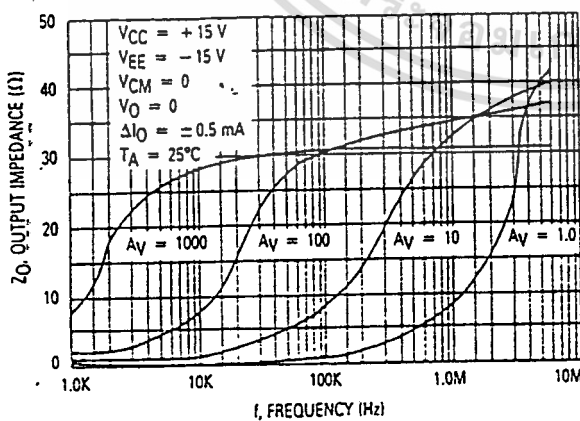


FIGURE 14 — OUTPUT VOLTAGE SWING versus FREQUENCY

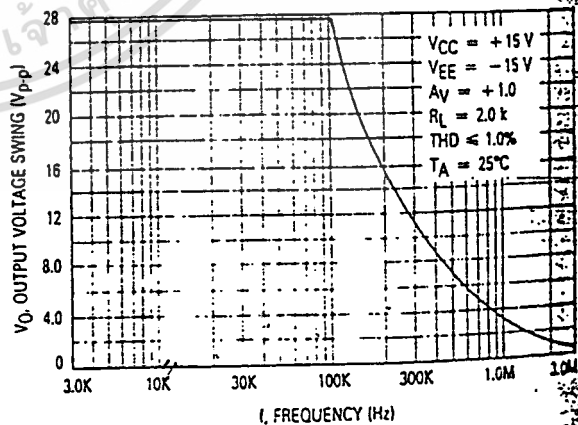


FIGURE 15 — OUTPUT DISTORTION versus FREQUENCY

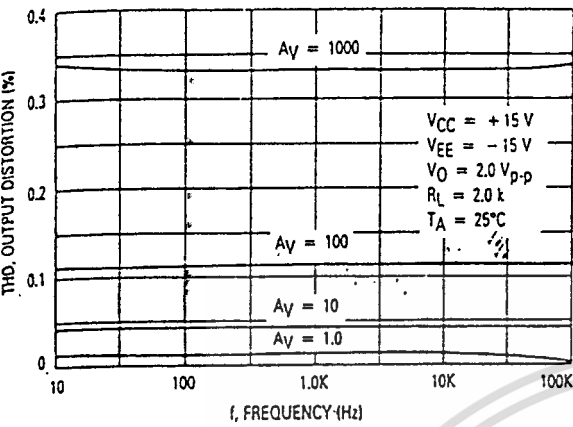


FIGURE 16 — OUTPUT DISTORTION versus OUTPUT VOLTAGE SWING

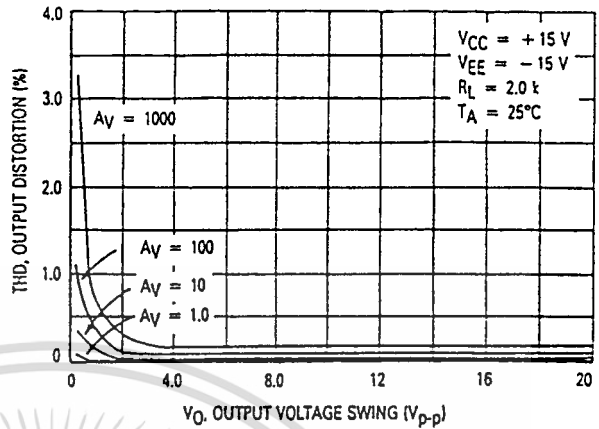


FIGURE 17 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN versus TEMPERATURE

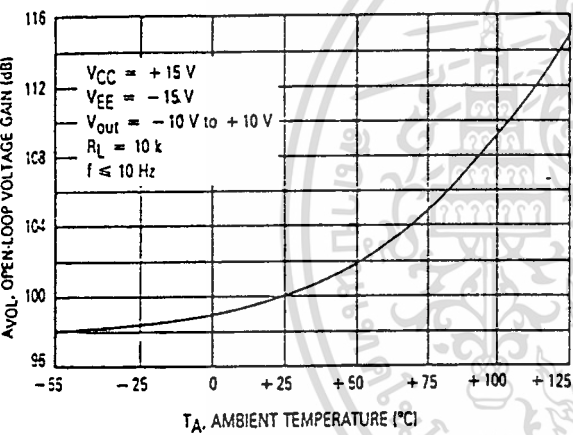


FIGURE 18 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

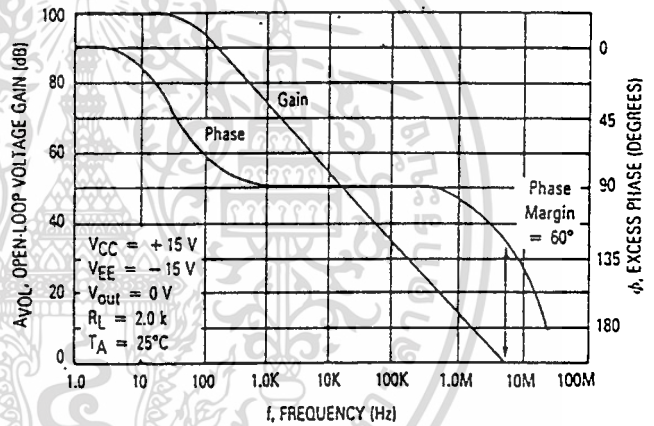


FIGURE 19 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

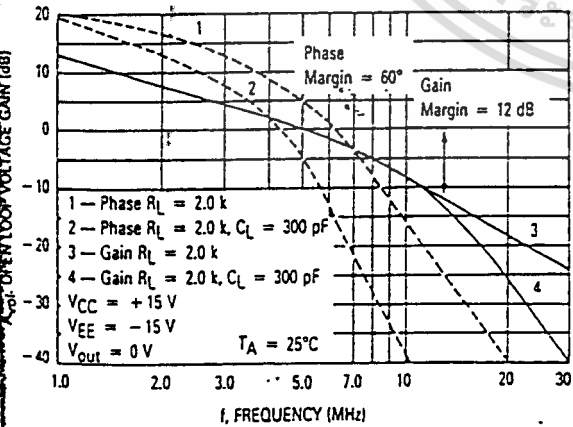


FIGURE 20 — NORMALIZED GAIN BANDWIDTH PRODUCT versus TEMPERATURE

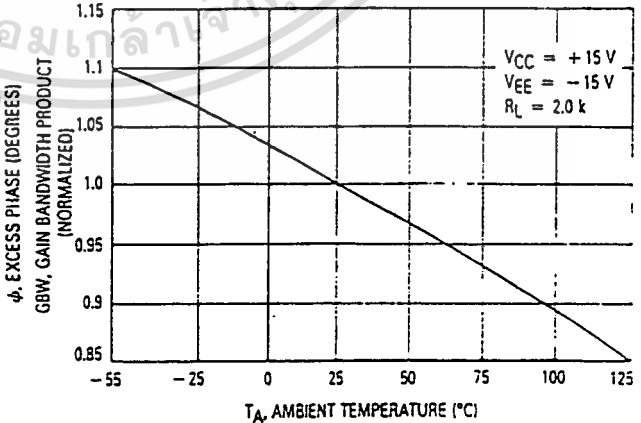


FIGURE 21 — PERCENT OVERSHOOT versus LOAD CAPACITANCE

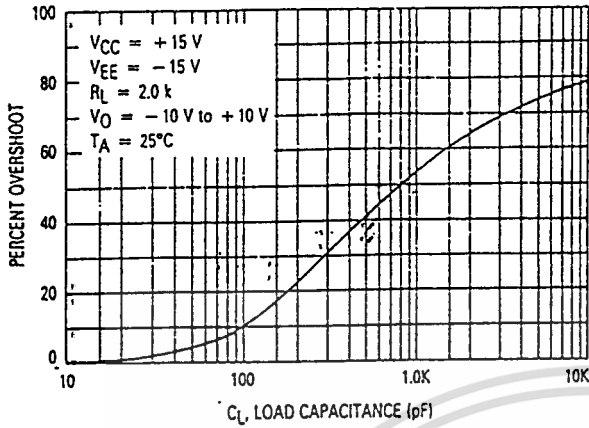


FIGURE 22 — PHASE MARGIN versus LOAD CAPACITANCE

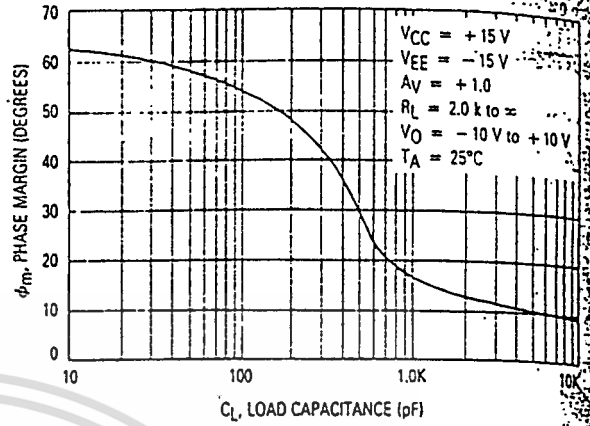


FIGURE 23 — GAIN MARGIN versus LOAD CAPACITANCE

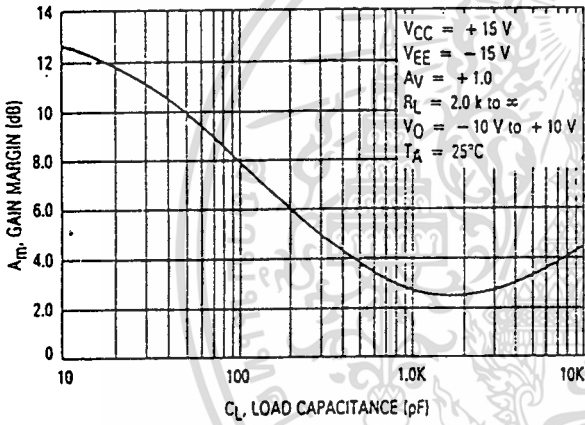


FIGURE 24 — PHASE MARGIN versus TEMPERATURE

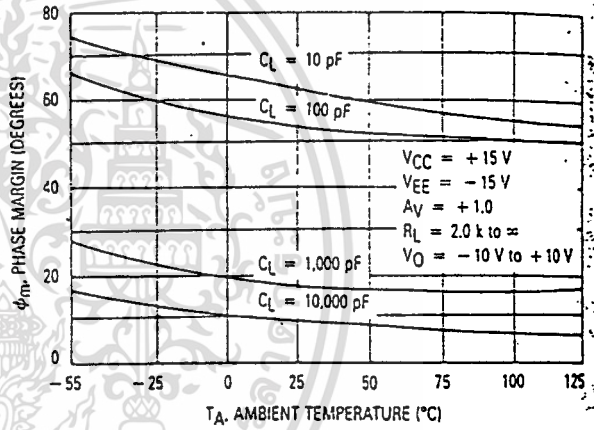


FIGURE 25 — GAIN MARGIN versus TEMPERATURE

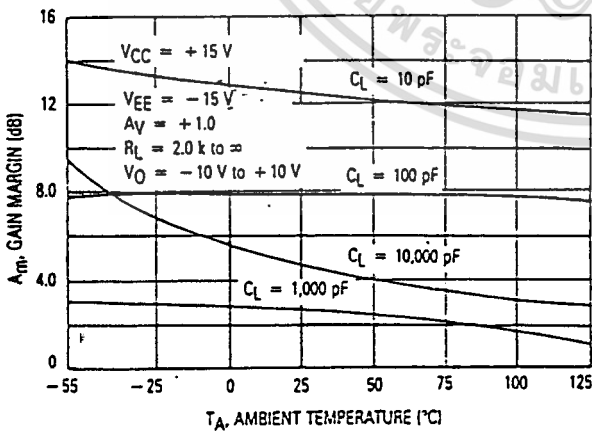


FIGURE 26 — PHASE MARGIN AND GAIN MARGIN versus DIFFERENTIAL SOURCE RESISTANCE

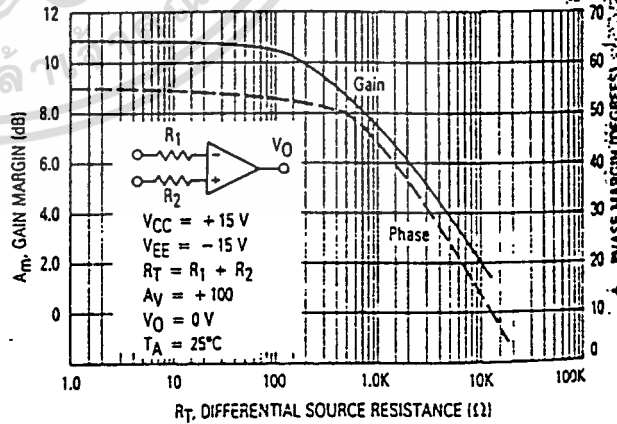


FIGURE 27 — NORMALIZED SLEW RATE versus TEMPERATURE

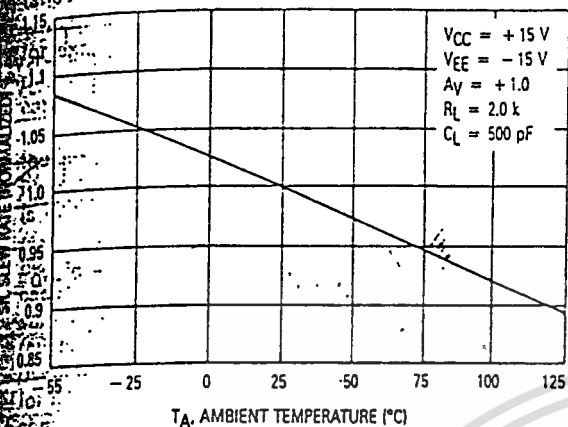


FIGURE 28 — OUTPUT SETTLING TIME

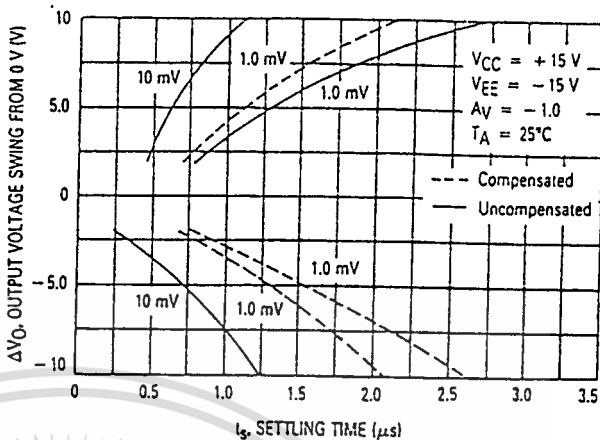


FIGURE 29 — SMALL SIGNAL TRANSIENT RESPONSE

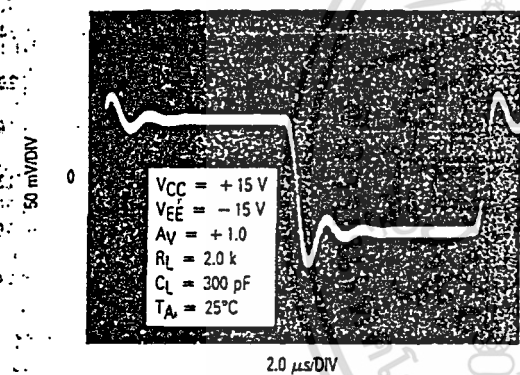


FIGURE 30 — LARGE SIGNAL TRANSIENT RESPONSE

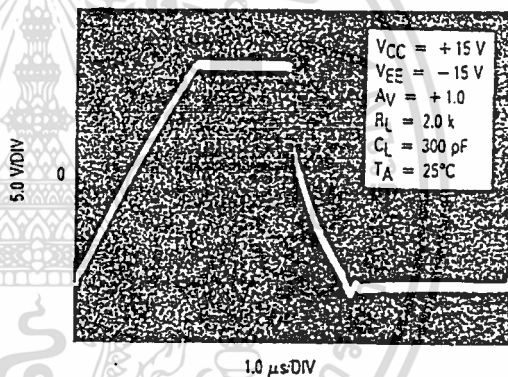


FIGURE 31 — COMMON MODE REJECTION versus FREQUENCY

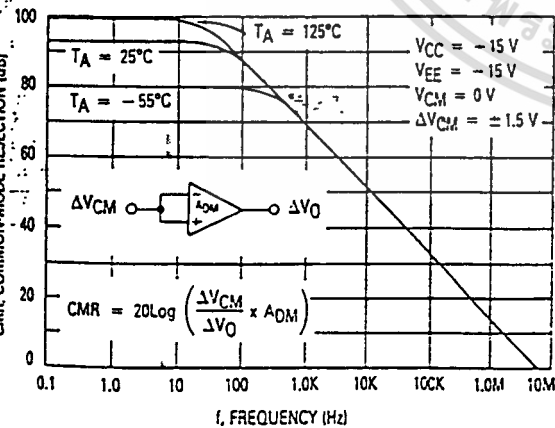


FIGURE 32 — POWER SUPPLY REJECTION versus FREQUENCY

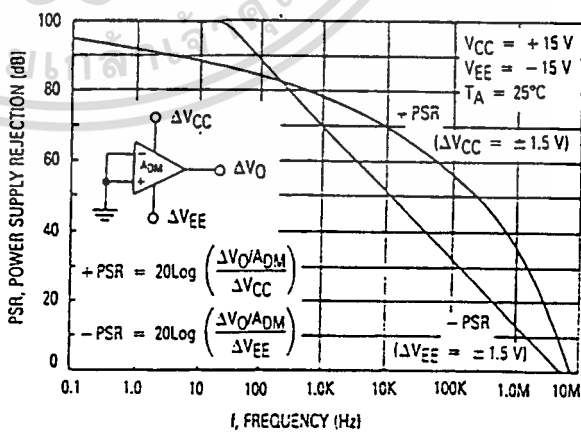


FIGURE 33 — SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

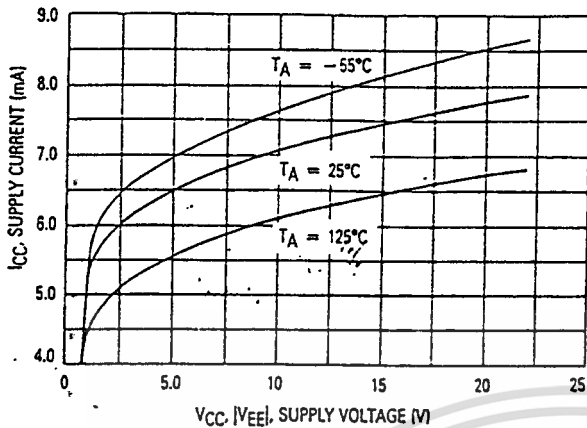


FIGURE 34 — POWER SUPPLY REJECTION versus TEMPERATURE

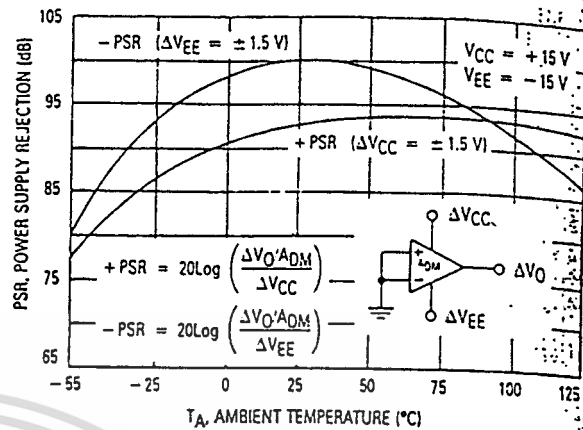


FIGURE 35 — CHANNEL SEPARATION versus FREQUENCY

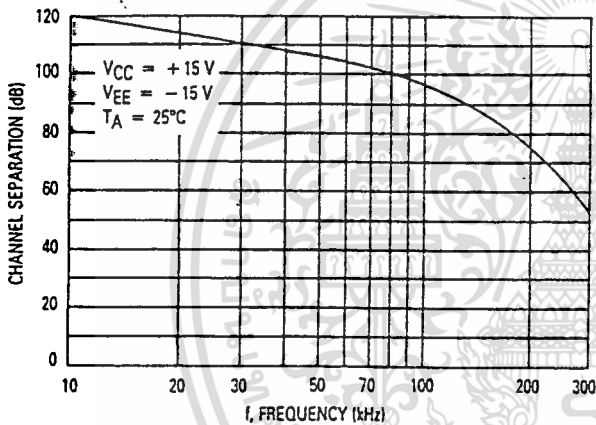
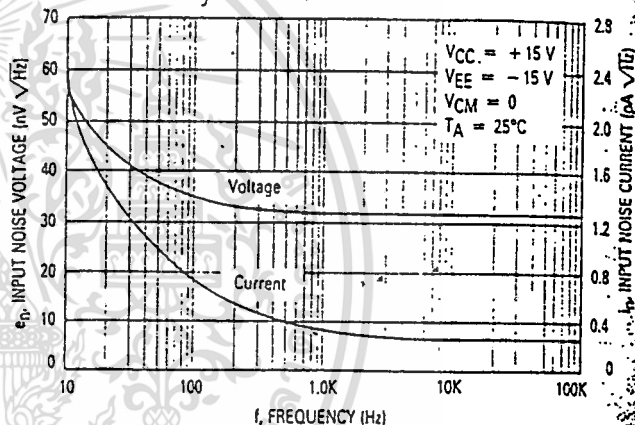


FIGURE 36 — INPUT NOISE versus FREQUENCY



APPLICATIONS INFORMATION

CIRCUIT DESCRIPTION/PERFORMANCE FEATURES OF THE MC34071 SERIES

Although the bandwidth, slew rate, and settling time of the MC34071 amplifier series are similar to op amp products utilizing JFET input devices, these amplifiers offer other additional distinct advantages as a result of the PNP transistor differential input stage and an all NPN transistor output stage.

Since the input common mode voltage range of this input stage includes the V<sub>EE</sub> potential, single supply operation is feasible to as low as 3.0 volts with the common mode input voltage at ground potential.

The input stage also allows differential input voltages up to ±44 volts, provided the maximum input voltage range is not exceeded. Specifically, the input voltages must range between V<sub>EE</sub> and V<sub>CC</sub> supply voltages as

shown by the maximum rating table. In practice, although not recommended, the input voltages can exceed the V<sub>CC</sub> voltage by approximately 3.0 volts and decrease below the V<sub>EE</sub> voltage by 0.3 volts without causing product damage, although output phase reversal may occur. It is also possible to source up to approximately 5.0 mA of current from V<sub>EE</sub> through either input's clamping diode without damage or latching, although phase reversal may again occur.

If one or both inputs exceed the upper common mode voltage limit the amplifier output is readily predictable and may be in a low or high state depending on the existing input bias conditions.

Since the input capacitance associated with the small geometry input device is substantially lower (2.5 pF) than the typical JFET input gate capacitance (5.0 pF), better frequency response for a given input source resistance can be achieved using the MC34071 series of amplifiers. This performance feature becomes evident, for example, in fast settling D-to-A current to voltage conversion applications where the feedback resistance can form an input pole with the input capacitance of the op amp. This input pole creates a 2nd order system with the single pole op amp and is therefore detrimental to its settling time. In this context, lower input capacitance is desirable especially for higher values of feedback resistances (lower current DAC's). This input pole can be compensated for by creating a feedback zero with a capacitance across the feedback resistance, if necessary, to reduce overshoot. For 2.0 k $\Omega$  of feedback resistance, the MC34071 series can settle to within 1/2 LSB of 8 bits in 1.0  $\mu$ s, and within 1/2 LSB of 12 bits in 2.2  $\mu$ s for a 10 volt step. In an inverting unity gain fast settling configuration, the symmetrical slew rate is  $\pm 13$  volts/ $\mu$ s. In the classic noninverting unity gain configuration the output positive slew rate is +10 volts/ $\mu$ s, and the corresponding negative slew rate will exceed the positive slew rate as a function of the fall time of the input waveform.

Since the bipolar input device matching characteristics are superior to that of JFETs, a low untrimmed maximum offset voltage of 3.0 mV prime and 5.0 mV downgrade can be economically offered with high frequency performance characteristics. This combination is ideal for low cost precision, high speed quad op amp applications.

The all NPN output stage, shown in its basic form on the equivalent circuit schematic, offers unique advantages over the more conventional NPN/PNP transistor Class AB output stage. A 10 k $\Omega$  load resistance can swing within 1.0 volt of the positive rail ( $V_{CC}$ ), and within 0.3 volts of the negative rail ( $V_{EE}$ ), providing a 28.7  $V_{p-p}$  swing from  $\pm 15$  volt supplies. This large output swing becomes most noticeable at lower supply voltages.

The positive swing is limited by the saturation voltage of the current source transistor Q7, and  $V_{BE}$  of the NPN pull up transistor Q17, and the voltage drop associated with the short circuit resistance, R7. The negative swing is limited by the saturation voltage of the pull-down transistor Q16, the voltage drop  $I_L R_6$ , and the voltage drop associated with resistance R7, where  $I_L$  is the sink load current. For small valued sink currents, the above voltage drops are negligible, allowing the negative swing voltage to approach within millivolts of  $V_{EE}$ . For large valued sink currents (>5.0 mA), diode D3 clamps the voltage across R6, thus limiting the negative swing to the saturation voltage of Q16, plus the forward diode drop of D3 ( $\approx V_{EE} + 1.0$  V). Thus for a given supply voltage, unprecedented peak-to-peak output voltage swing is possible as indicated by the output swing specifications.

If the load resistance is referenced to  $V_{CC}$  instead of ground for single supply applications, the maximum possible output swing can be achieved for a given sup-

ply voltage. For light load currents, the load resistance will pull the output to  $V_{CC}$  during the positive swing and the output will pull the load resistance near ground during the negative swing. The load resistance value should be much less than that of the feedback resistance to maximize pull up capability.

Because the PNP output emitter-follower transistor has been eliminated, the MC34071 series offers a 20 mA minimum current sink capability, typically to an output voltage of ( $V_{EE} + 1.8$  V). In single supply applications the output can directly source or sink base current from a common emitter NPN transistor for fast high current switching applications.

In addition, the all NPN transistor output stage is inherently fast, contributing to the bipolar amplifier's high gain bandwidth product and fast settling capability. The associated high frequency low output impedance (30  $\Omega$  typ @ 1.0 MHz) allows capacitive drive capability from 0 to 10,000 pF without oscillation in the unity closed loop gain configuration. The 60° phase margin and 12 dB gain margin as well as the general gain and phase characteristics are virtually independent of the source/sink output swing conditions. This allows easier system phase compensation, since output swing will not be a phase consideration. The high frequency characteristics of the MC34071 series also allow excellent high frequency active filter capability, especially for low voltage single supply applications.

Although the single supply specification is defined at 5.0 volts, these amplifiers are functional to 3.0 volts @ 25°C although slight changes in parametrics such as bandwidth, slew rate, and dc gain may occur.

If power to this integrated circuit is applied in reverse polarity or if the IC is installed backwards in a socket, large unlimited current surges will occur through the device that may result in device destruction.

Special static precautions are not necessary for these bipolar amplifiers since there are no MOS transistors on the die.

As usual with most high frequency amplifiers, proper lead dress, component placement, and PC board layout should be exercised for optimum frequency performance. For example, long unshielded input or output leads may result in unwanted input-output coupling. In order to preserve the relatively low input capacitance associated with these amplifiers, resistors connected to the inputs should be immediately adjacent to the input pin to minimize additional stray input capacitance. This not only minimizes the input pole for optimum frequency response, but also minimizes extraneous "pick up" at this node. Supply decoupling with adequate capacitance immediately adjacent to the supply pin is also important, particularly over temperature, since many types of decoupling capacitors exhibit great impedance changes over temperature.

The output of any one amplifier is current limited and thus protected from a direct short to ground. However, under such conditions, it is important not to allow the device to exceed the maximum junction temperature rating. Typically for  $\pm 15$  volt supplies, any one output can be shorted continuously to ground without exceeding the maximum temperature rating.

TYPICAL SINGLE SUPPLY APPLICATIONS  $V_{CC} = 5.0$  VOLTS

FIGURE 37 — AC COUPLED NONINVERTING AMPLIFIER

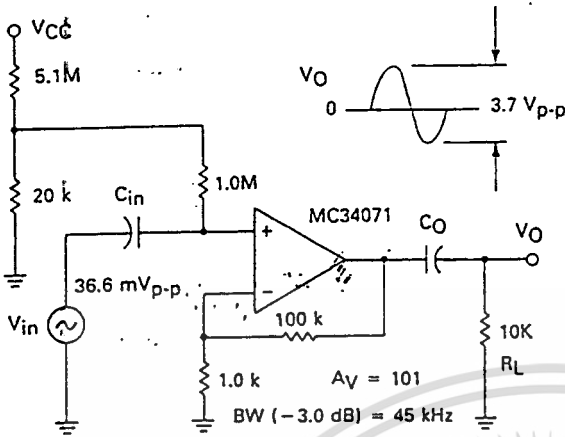


FIGURE 38 — AC COUPLED INVERTING AMPLIFIER

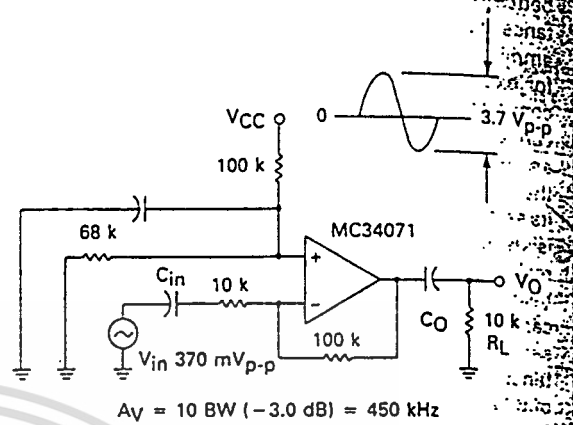


FIGURE 39 — DC COUPLED INVERTING AMPLIFIER  
MAXIMUM OUTPUT SWING

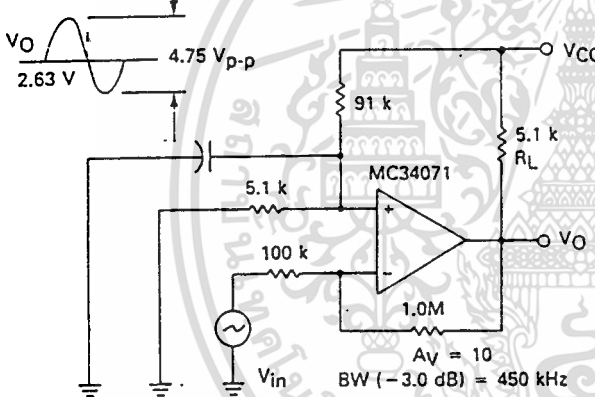


FIGURE 40 — UNITY GAIN BUFFER TTL DRIVER

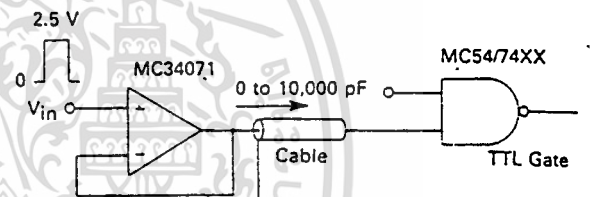


FIGURE 41 — ACTIVE HIGH-Q NOTCH FILTER

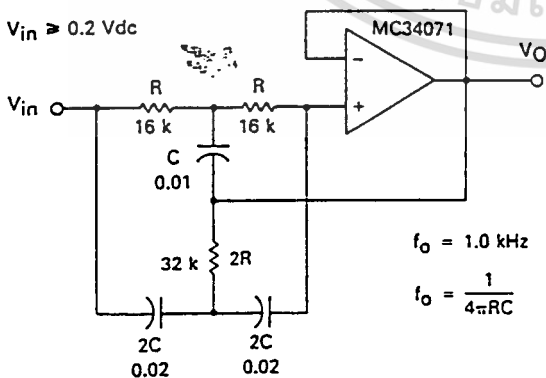
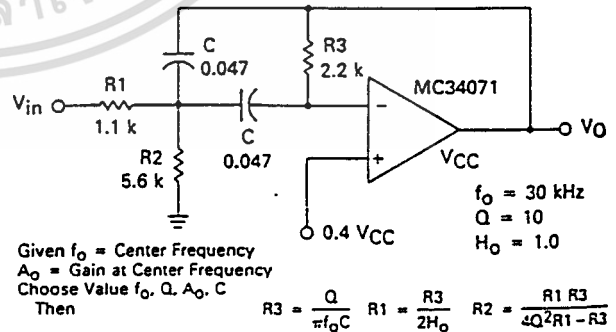


FIGURE 42 — ACTIVE BANDPASS FILTER

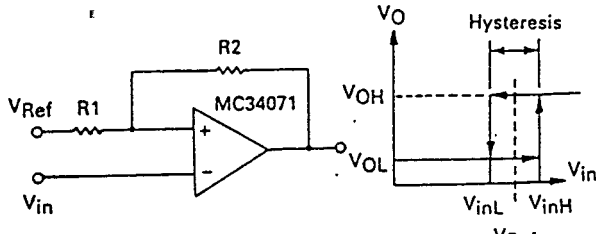


For less than 10% error from operational amplifier

$$\frac{Q_o f_o}{GBW} < 0.1$$

Where  $f_o$  and GBW are expressed in Hz.  
 GBW = 4.5 MHz Typ.

FIGURE 49 — LOW INPUT VOLTAGE COMPARATOR WITH HYSTERESIS

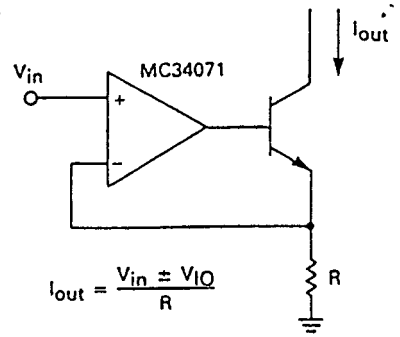


$$V_{inL} = \frac{R1}{R1 + R2} (VOL - V_{Ref}) + V_{Ref}$$

$$V_{inH} = \frac{R1}{R1 + R2} (VOH - V_{Ref}) + V_{Ref}$$

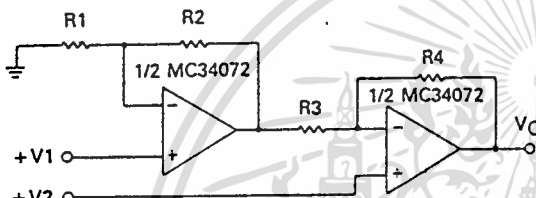
$$V_H = \frac{R1}{R1 + R2} (VOH - VOL)$$

FIGURE 50 — HIGH COMPLIANCE VOLTAGE TO SINK CURRENT CONVERTER



$$I_{out} = \frac{V_{in} \pm V_{IO}}{R}$$

FIGURE 51 — HIGH INPUT IMPEDANCE DIFFERENTIAL AMPLIFIER

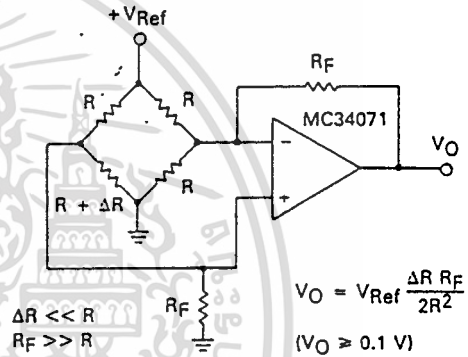


$$\frac{R2}{R1} = \frac{R4}{R3} \text{ (Critical to CMRR)}$$

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

For  $(V_2 \geq V_1), V > 0$

FIGURE 52 — BRIDGE CURRENT AMPLIFIER



$$V_O = V_{Ref} \frac{\Delta R R_F}{2R^2}$$

$(V_O \geq 0.1 \text{ V})$

FIGURE 53 — LOW VOLTAGE PEAK DETECTOR

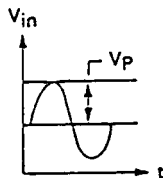
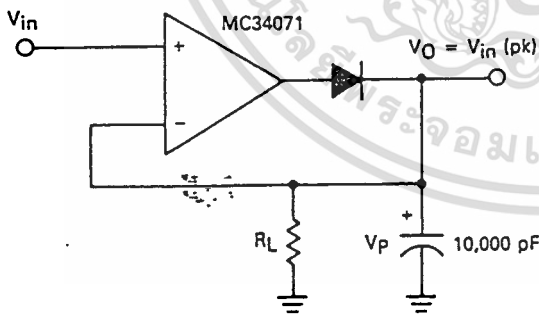
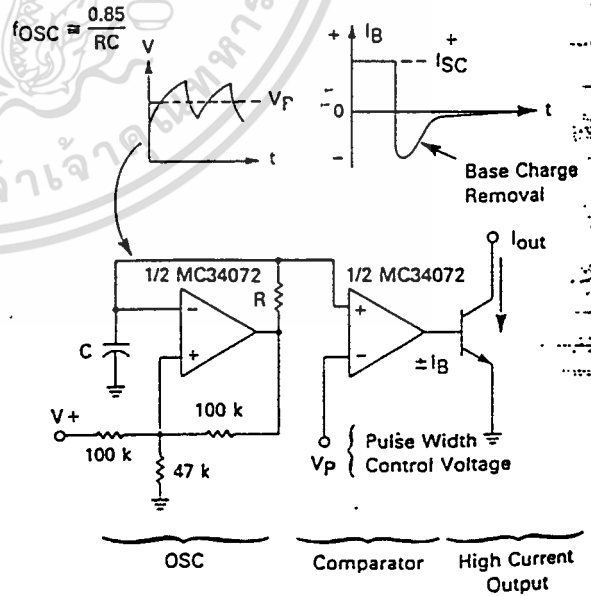


FIGURE 54 — HIGH FREQUENCY PULSE WIDTH MODULATION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์อื่นใด

GENERAL ADDITIONAL APPLICATIONS INFORMATION  $V_S = \pm 15$  VOLTS

FIGURE 55 — SECOND ORDER LOW-PASS ACTIVE FILTER

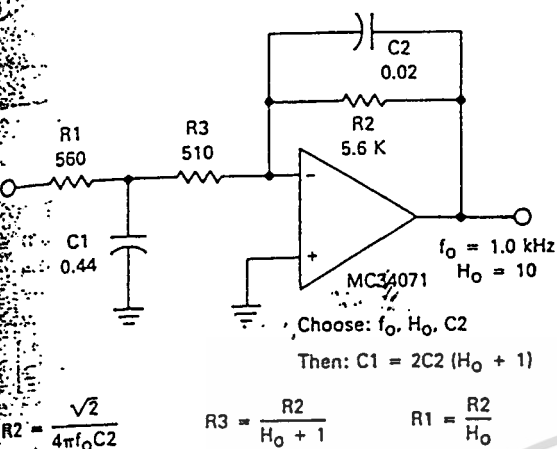


FIGURE 56 — SECOND ORDER HIGH-PASS ACTIVE FILTER

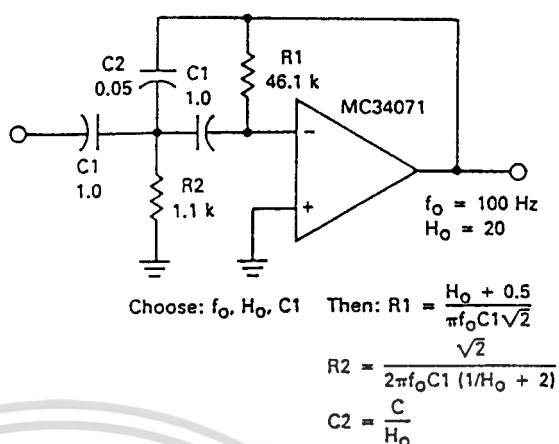


FIGURE 57 — FAST SETTLING INVERTER

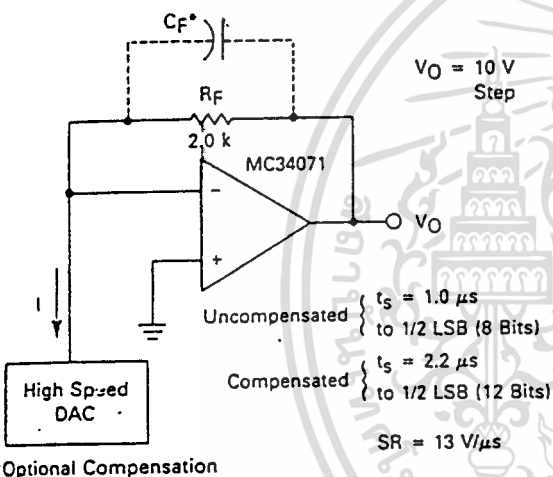


FIGURE 58 — BASIC INVERTING AMPLIFIER

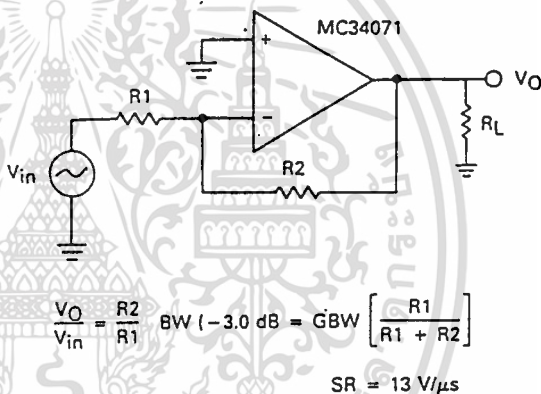


FIGURE 59 — BASIC NON INVERTING AMPLIFIER

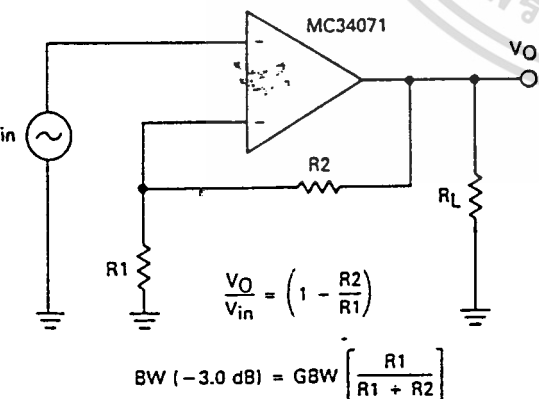


FIGURE 60 — UNITY GAIN BUFFER ( $A_V = +1.0$ )

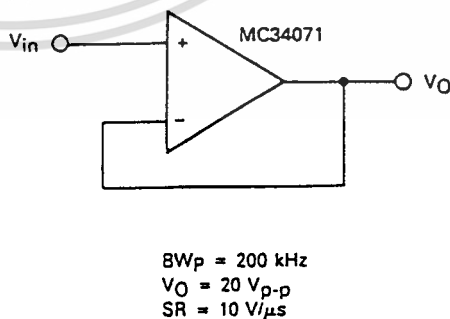


FIGURE 61 — HIGH IMPEDANCE DIFFERENTIAL AMPLIFIER

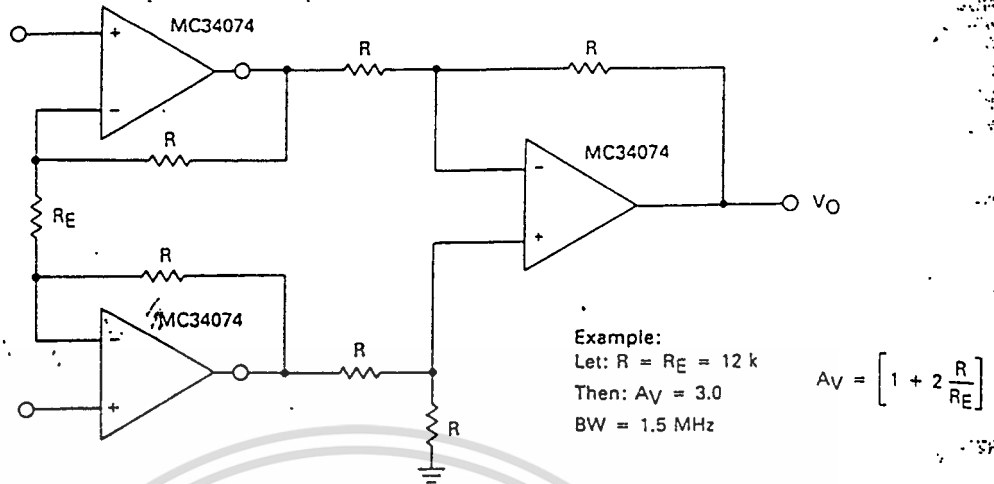
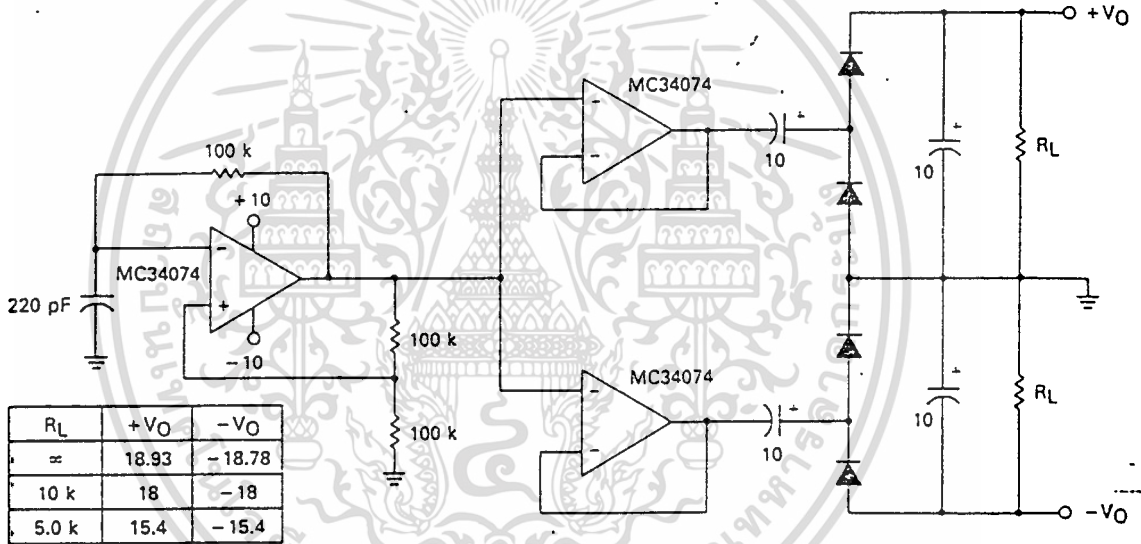


FIGURE 62 — DUAL VOLTAGE DOUBLER



# 0 to 200 kPa (0 to 29 PSI) Uncompensated, Silicon Pressure Sensors

**MPX200  
SERIES**

**X-ducer™  
SILICON  
PRESSURE SENSORS**

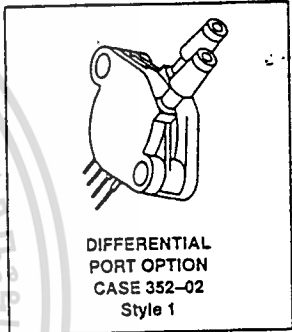
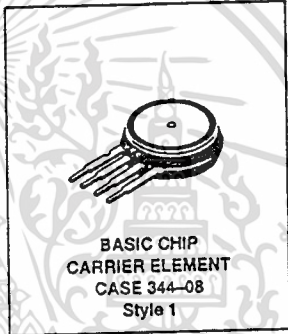
The MPX200 series device is a silicon piezoresistive pressure sensors provide a very accurate and linear voltage output — directly proportional to the applied pressure. This standard, low cost, uncompensated sensor permits manufacturers to design and add their own external temperature compensating and signal conditioning networks. Compensation techniques are simplified because of the predictability of Motorola's single element strain gauge design.

**Features**

- Low Cost
- Patented Silicon Shear Stress Strain Gauge
- ±0.25% (max) Linearity
- Full Scale Span 60 mV (Typ)
- Easy to Use Chip Carrier Package Options
- Ratiometric to Supply Voltage
- Absolute, Differential and Gauge Options

**Application Examples**

- Pump/Motor Controllers
- Robotics
- Level Indicators
- Medical Diagnostics
- Pressure Switching
- Barometers
- Altimeters



Pin Number			
1	2	3	4
Ground	+V <sub>out</sub>	V <sub>S</sub>	-V <sub>out</sub>

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Overpressure <sup>(8)</sup> (P1 > P2)	P <sub>max</sub>	400	kPa
Burst Pressure <sup>(9)</sup> (P1 > P2)	P <sub>burst</sub>	2000	kPa
Storage Temperature	T <sub>stg</sub>	-50 to +150	°C
Operating Temperature	T <sub>A</sub>	-40 to +125	°C

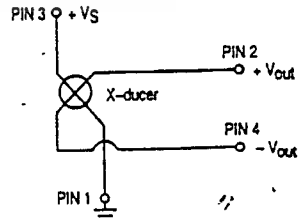
**VOLTAGE OUTPUT versus APPLIED DIFFERENTIAL PRESSURE**

The differential voltage output of the X-ducer is directly proportional to the differential pressure applied.

The absolute sensor has a built-in reference vacuum. The output voltage will decrease as vacuum, relative to ambient, is drawn on the pressure (P1) side.

The output voltage of the differential or gauge sensor increases with increasing pressure applied to the pressure (P1) side relative to the vacuum (P2) side. Similarly, output voltage increases as increasing vacuum is applied to the vacuum (P2) side relative to the pressure (P1) side.

Figure 1 illustrates a schematic of the internal circuitry on the stand-alone pressure sensor chip.



**Figure 1. Uncompensated Pressure Sensor Schematic**

## MPX200 SERIES

OPERATING CHARACTERISTICS ( $V_S = 3.0$  Vdc,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted,  $P1 > P2$ )

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Pressure Range(1)	POP	0	—	200	kPa
Supply Voltage(2)	$V_S$	—	3.0	6.0	Vdc
Supply Current	$I_o$	—	6.0	—	mAdc
Full Scale Span(3)	VFSS	45	60	90	mV
Offset(4)	$V_{off}$	0	20	35	mV
Sensitivity	$\Delta V/\Delta P$	—	0.3	—	mV/kPa
Linearity(5)	—	-0.25	—	0.25	%VFSS
Pressure Hysteresis(5) (0 to 200 kPa)	—	—	$\pm 0.1$	—	%VFSS
Temperature Hysteresis(5) ( $-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$ )	—	—	$\pm 0.5$	—	%VFSS
Temperature Coefficient of Full Scale Span(5)	TCVFSS	-0.22	—	-0.16	%VFSS/ $^\circ\text{C}$
Temperature Coefficient of Offset(5)	TCV <sub>off</sub>	—	$\pm 15$	—	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Temperature Coefficient of Resistance(5)	TCR	0.21	—	0.27	% $Z_{in}/^\circ\text{C}$
Input Impedance	$Z_{in}$	400	—	550	$\Omega$
Output Impedance	$Z_{out}$	750	—	1800	$\Omega$
Response Time(6) (10% to 90%)	IR	—	1.0	—	ms
Offset Stability(5)	—	—	$\pm 0.5$	—	%VFSS

## MECHANICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Weight (Basic Element Case 344)	—	—	2.0	—	Grams
Warm-Up	—	—	15	—	Sec
Cavity Volume	—	—	—	0.01	$\text{IN}^3$
Volumetric Displacement	—	—	—	0.001	$\text{IN}^3$
Common Mode Line Pressure(7)	—	—	—	690	kPa

### NOTES:

- 1.0 kPa (kiloPascal) equals 0.145 psi.
- Device is ratiometric within this specified excitation range. Operating the device above the specified excitation range may induce additional error due to device self-heating.
- Full Scale Span (VFSS) is defined as the algebraic difference between the output voltage at full rated pressure and the output voltage at the minimum rated pressure.
- Offset ( $V_{off}$ ) is defined as the output voltage at the minimum rated pressure.
- Accuracy (error budget) consists of the following:
  - Linearity: Output deviation from a straight line relationship with pressure, using end point method, over the specified pressure range.
  - Temperature Hysteresis: Output deviation at any temperature within the operating temperature range, after the temperature is cycled to and from the minimum or maximum operating temperature points, with zero differential pressure applied.
  - Pressure Hysteresis: Output deviation at any pressure within the specified range, when this pressure is cycled to and from the minimum or maximum rated pressure, at  $25^\circ\text{C}$ .
  - Offset Stability: Output deviation, after 1000 temperature cycles,  $-40$  to  $125^\circ\text{C}$ , and 1.5 million pressure cycles, with zero differential pressure applied.
  - TcSpan: Output deviation at full rated pressure over the temperature range of  $0$  to  $85^\circ\text{C}$ , relative to  $25^\circ\text{C}$ .
  - TcOffset: Output deviation with minimum rated pressure applied, over the temperature range of  $0$  to  $85^\circ\text{C}$ , relative to  $25^\circ\text{C}$ .
  - TCR:  $Z_{in}$  deviation with minimum rated pressure applied, over the temperature range of  $-40^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$ , relative to  $25^\circ\text{C}$ .
- Response Time is defined as the time for the incremental change in the output to go from 10% to 90% of its final value when subjected to a specified step change in pressure.
- Common mode pressures beyond specified may result in leakage at the case-to-lead interface.
- Exposure beyond these limits may cause permanent damage or degradation to the device.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MPX200 SERIES

### LINEARITY

Linearity refers to how well a transducer's output follows the equation:  $V_{out} = V_{off} + \text{sensitivity} \times P$  over the operating pressure range (see Figure 2). There are two basic methods for calculating nonlinearity: (1) end point straight line fit or (2) a least squares best line fit. While a least squares fit gives the "best case" linearity error (lower numerical value), the calculations required are burdensome.

Conversely, an end point fit will give the "worse case" error (often more desirable in error budget calculations) and the calculations are more straightforward for the user. Motorola's specified pressure sensor linearities are based on the end point straight line method measured at the midrange pressure.

### TEMPERATURE COMPENSATION

Figure 3 shows the typical output characteristics of the MPX200 series over temperature. The output is directly proportional to the pressure and is essentially a straight line.

The X-ducer piezoresistive pressure sensor element is a semiconductor device which gives an electrical output signal

proportional to the pressure applied to the device. This device uses a unique transverse voltage diffused semiconductor strain gauge which is sensitive to stresses produced in a thin silicon diaphragm by the applied pressure.

Because this strain gauge is an integral part of the silicon diaphragm, there are no temperature effects due to differences in the thermal expansion of the strain gauge and the diaphragm, as are often encountered in bonded strain gauge pressure sensors. However, the properties of the strain gauge itself are temperature dependent, requiring that the device be temperature compensated if it is to be used over an extensive temperature range.

Temperature compensation and offset calibration can be achieved rather simply with additional resistive components or by designing your system using the MPX2200/MPX7200 series sensors.

Several approaches to external temperature compensation over both  $-40$  to  $+125^\circ\text{C}$  and  $0$  to  $+80^\circ\text{C}$  ranges are presented in Motorola Applications Note AN840.

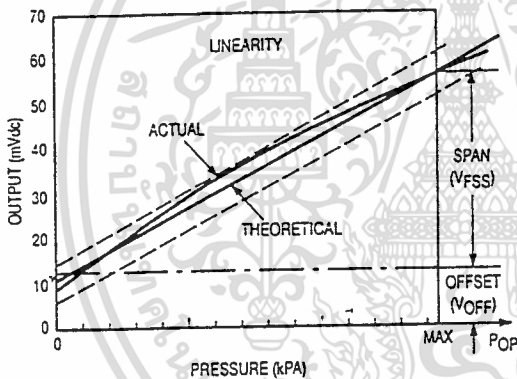


Figure 2. Linearity Specification Comparison

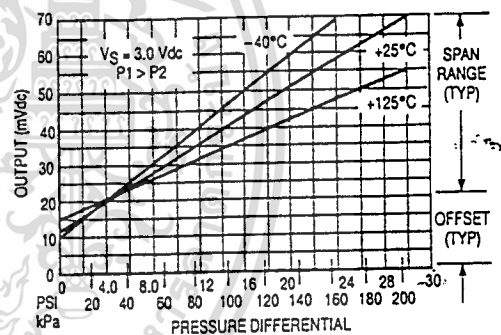


Figure 3. Output versus Pressure Differential

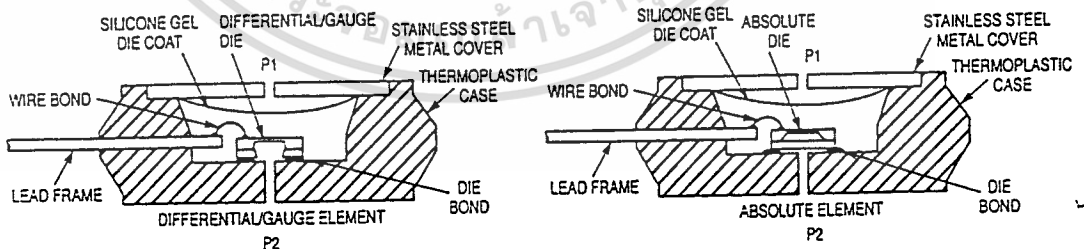


Figure 4. Cross-Sectional Diagrams (Not to Scale)

Figure 4 illustrates the absolute sensing configuration (right) and the differential or gauge configuration in the basic chip carrier (Case 344). A silicone gel isolates the die surface and wire bond from harsh environments, while allowing the pressure signal to be transmitted to the silicon diaphragm. The MPX200 series pressure sensor operating characteris-

tics and internal reliability and qualification tests are based on use of dry air as the pressure media. Media other than dry air may have adverse effects on sensor performance and long term reliability. Contact the factory for information regarding media compatibility in your application.

**MPX200 SERIES**

**PRESSURE (P1)/VACUUM (P2) SIDE IDENTIFICATION TABLE**

Motorola designates the two sides of the pressure sensor as the Pressure (P1) side and the Vacuum (P2) side. The Pressure (P1) side is the side containing the silicone gel which protects the die from harsh media. The differential or gauge sensor is designed to operate with positive differential

pressure applied,  $P1 > P2$ . The absolute sensor is designed for vacuum applied to P1 side.

The Pressure (P1) side may be identified by using the table below:

Part Number	Case Type	Pressure (P1) Side Identifier
MPX200A, MPX200D	344-08	Stainless Steel Cap
MPX200DP	352-02	Side with Part Marking
MPX200AP, MPX200GP	350-03	Side with Port Attached
MPX200GVP	350-04	Stainless Steel Cap
MPX200AS, MPX200GS	371-06	Side with Port Attached
MPX200GVS	371-05	Stainless Steel Cap
MPX200ASX, MPX200GSX	371C-02	Side with Port Attached
MPX200GVSX	371D-02	Stainless Steel Cap

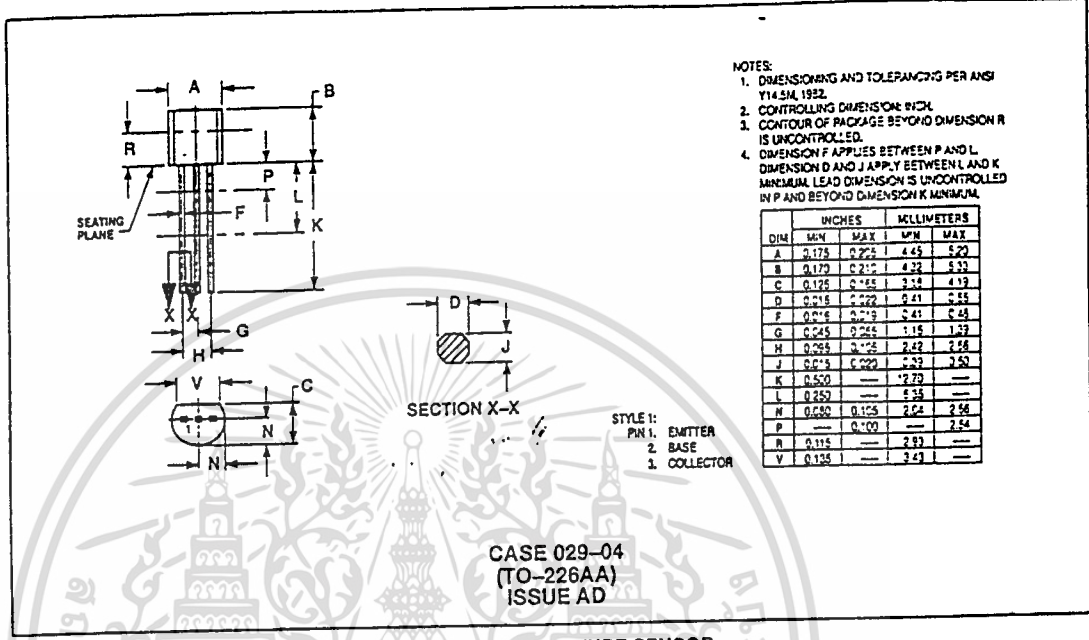
**ORDERING INFORMATION**

MPX200 series pressure sensors are available in absolute, differential and gauge configurations. Devices are available in the basic element package or with pressure port fittings which provide printed circuit board mounting ease and barbed hose pressure connections.

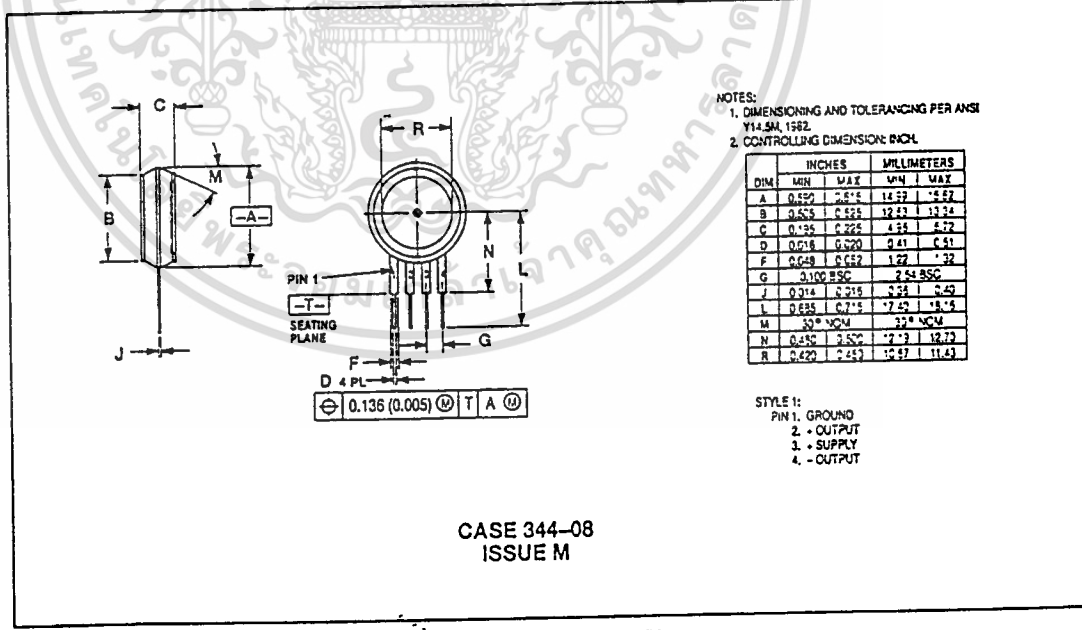
Device Type	Options	Case Type	MPX Series	
			Order Number	Device Marking
Basic Element	Absolute, Differential	Case 344-08	MPX200A MPX200D	MPX200A MPX200D
Ported Elements	Differential	Case 352-02	MPX200DP	MPX200DP
	Absolute, Gauge	Case 350-03	MPX200AP MPX200GP	MPX200AP MPX200GP
	Gauge Vacuum	Case 350-04	MPX200GVP	MPX200GVP
	Absolute, Gauge Stove Pipe	Case 371-06	MPX200AS MPX200GS	MPX200A MPX200D
	Gauge Vacuum Stove Pipe	Case 371-05	MPX200GVS	MPX200D
	Absolute, Gauge Axial	Case 371C-02	MPX200ASX MPX200GSX	MPX200A MPX200D
	Gauge Vacuum Axial	Case 371D-02	MPX200GVSX	MPX200D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Package Outline Dimensions



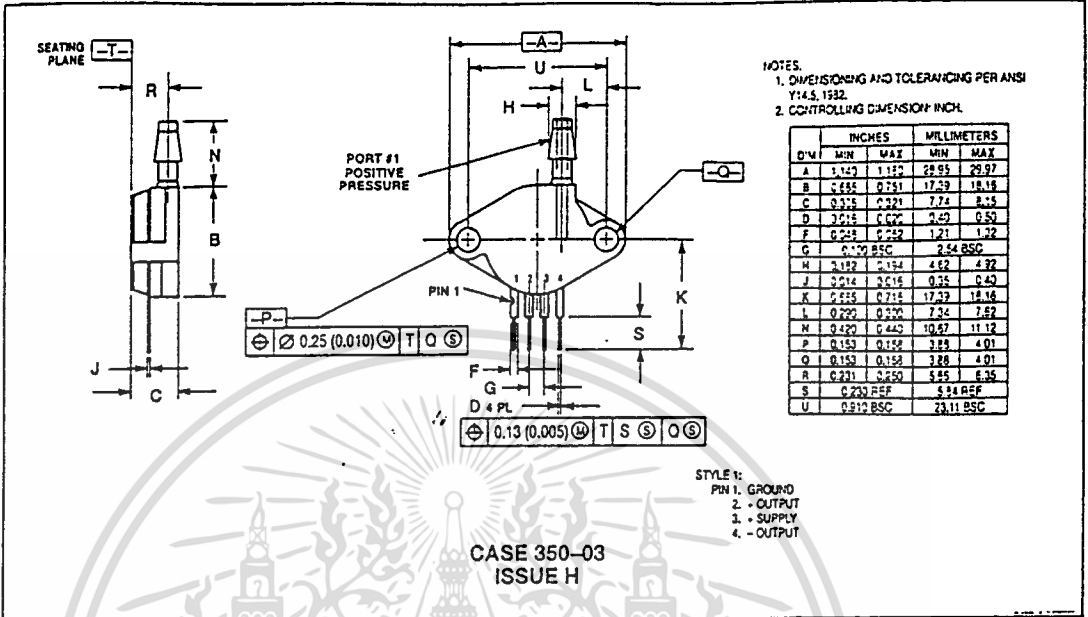
SILICON TEMPERATURE SENSOR



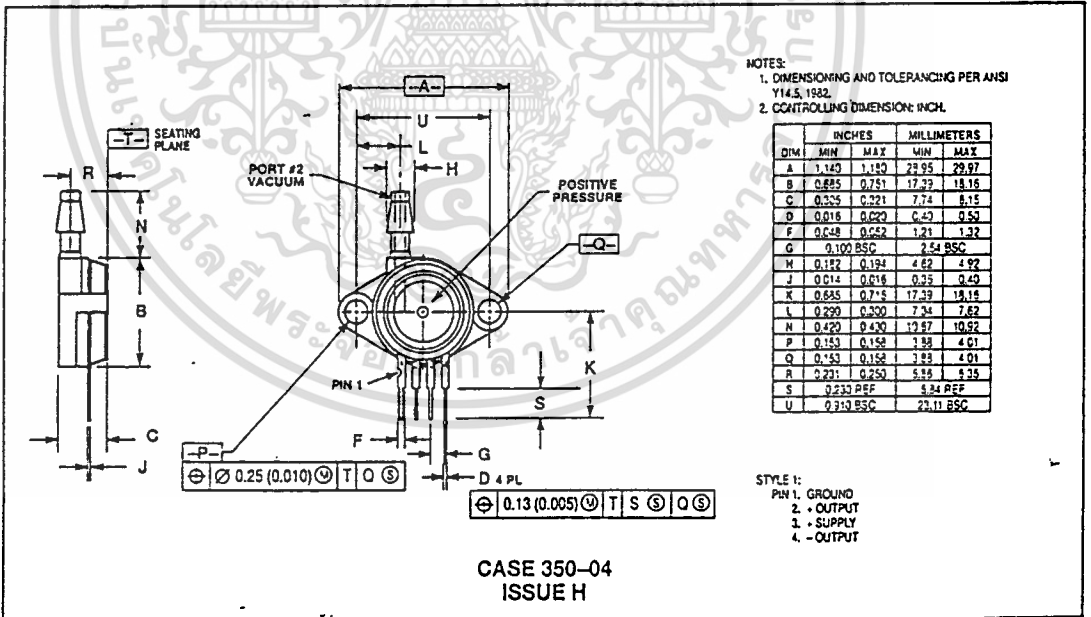
BASIC ELEMENT (A, D)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PACKAGE OUTLINE DIMENSIONS (continued)



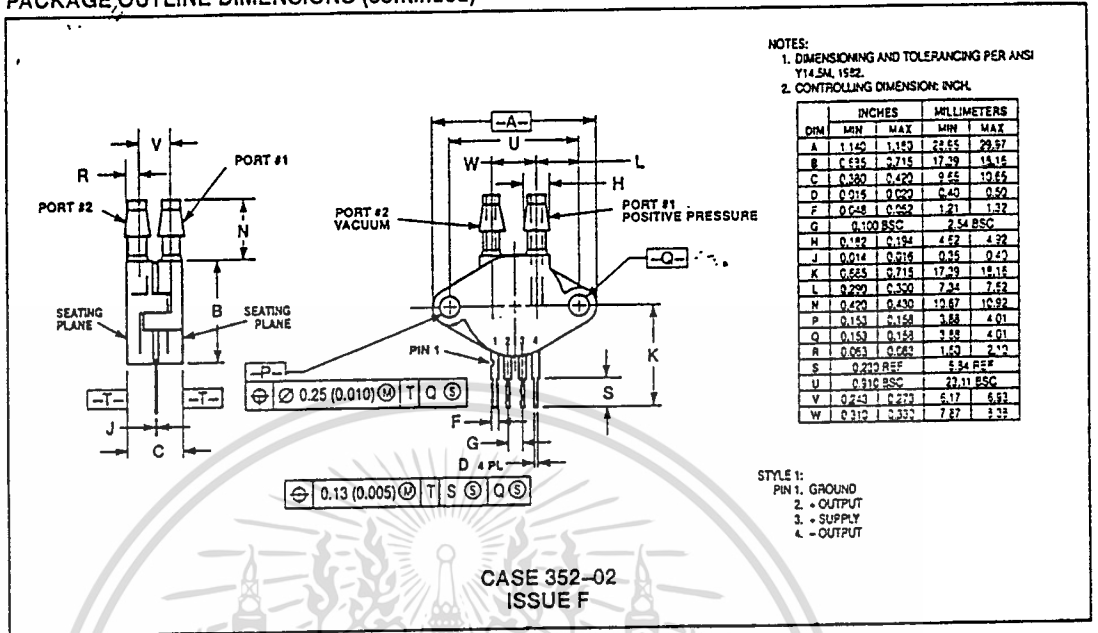
PRESSURE SIDE PORTED (AP, GP)



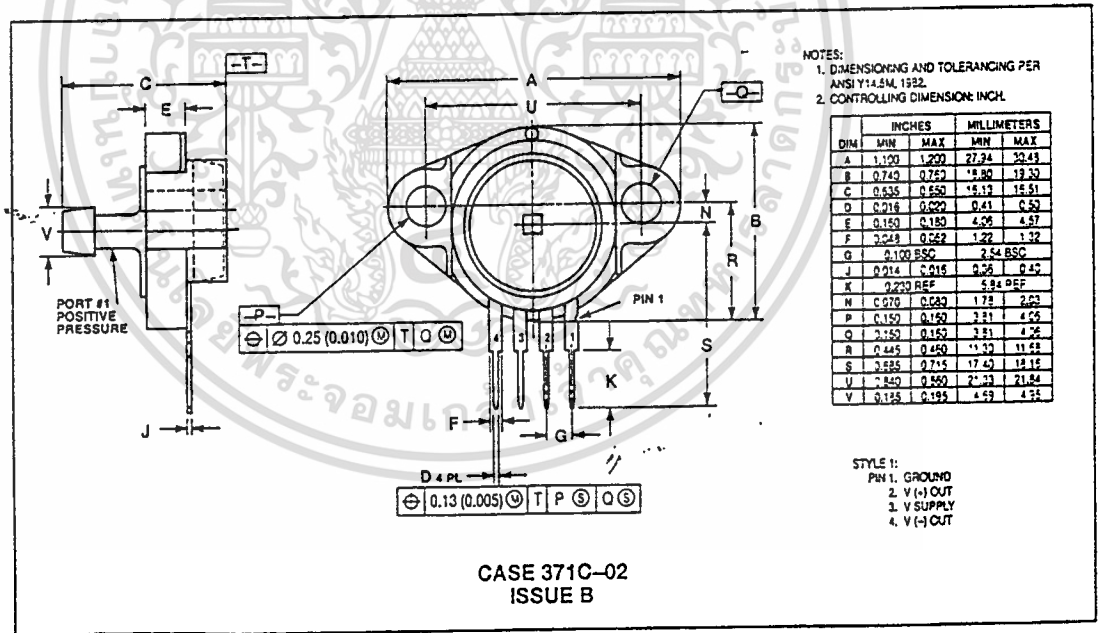
VACUUM SIDE PORTED (GVP)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PACKAGE OUTLINE DIMENSIONS (continued)



PRESSURE AND VACUUM SIDES PORTED (DP)



PRESSURE SIDE PORTED (ASX, GSX)

# APPENDIX 1

## Device Numbering System for Pressure Sensors

