

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2530


ภาควิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องชั่งน้ำหนักแบบแสดงผลเป็นตัวเลข (DIGITAL WEIGHT METER)

ผู้จัดทำ

1. นายนพทล รุจาทรัพย์ 27.1098
2. นายเอกชัย นกุลเอื้ออรุ่ง 27.1294

 อาจารย์ที่ปรึกษา
(นายสมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล)

 อาจารย์ที่ปรึกษา
(นายประภากร สุวรรณะ)

เครื่องชั่งน้ำหนักแบบแสดงผลเป็นตัวเลข

(DIGITAL WEIGHT METER)

บทคัดย่อ

นพทล รุจาทรัพย์

เอกชัย นุกุลเอื้ออำรุง

อ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. ประภากร สุวรรณะ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2530

บทคัดย่อ

ในปฏิญานิตินธฉบับนี้ เรียบเรียงขึ้นจากผลงานการออกแบบ และสร้างเครื่องชั่งน้ำหนักแบบแสดงผลเป็นตัวเลข ได้แบ่งเรื่องที่สำคัญที่เป็นองค์ประกอบของการทำงานของเครื่องแบ่งออกเป็น 2 ส่วนใหญ่คือ ส่วนที่เป็นระบบเครื่องกล (Mechanics System) และส่วนที่เป็นระบบอิเล็กทรอนิกส์ (Electronics System) สำหรับระบบเครื่องกลใช้สเตรนเกจ (Strain gage) เป็นตัวเซ็นเซอร์ (Sensor) น้ำหนักจะกดลงบนแท่นทรงกระบอก เพราะฉะนั้นสัญญาณแรงดันที่เอาท์พุทของสเตรนเกจก็จะแบ่งค่าตามน้ำหนักที่กดลงบนเครื่อง สำหรับระบบอิเล็กทรอนิกส์ประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าอินสตรูเมนเตชัน (Instrumentation Amplifier), คิวคิตอลโวลท์มิเตอร์ (Digital Volt Meter) และเรกกูเรเตอร์ (Regulator) ซึ่งสัญญาณแรงดันจากสเตรนเกจจะไปเข้าวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าอินสตรูเมนเตชัน จากนั้นจะผ่านคิวคิตอลโวลท์มิเตอร์ ซึ่งแสดงผลค่าน้ำหนักเป็นตัวเลข $3\frac{2}{4}$ หลัก เป็นเจ็ดเซกเมนตีสเพล (7-Segment Display)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DIGITAL WEIGHT METER

Noppadol Rujatharp
Ekachai Nukulearmrung
Somsak Thiansirikol Advisor
Prapakorn Suwana Advisor

1987

Abstract

This Thesis describes the design and construction of a digital weight meter. The main of digital weight meter divides working two systems. There are Mechanics System and Electronics System that Mechanics System has used strain gage is sensor. Weight is compressing on cylinder therefore output voltage signal of strain gage is variety as weight compress on cylinder. Electronics System composes of Instrumentation Amplifier, Digital Volt Meter and Regulator which voltage signal from strain gage has will go to. Instrumentation Amplifier will pass to Digital Volt Meter which weight value is 7-segment Display with $3\frac{3}{4}$

	สารบัญ	หน้า
บทที่ 1	บทนำ	1-2
บทที่ 2	ทฤษฎีหรือหลักการ	
	2.1 วงจรขยายสัญญาณแบบคิฟเฟอเรนเชียล	3-6
	และวงจรขยายสัญญาณแบบอินสตรูเมนต์	
	2.2 คุณสมบัติของออปแอม	6-16
	2.3 โหมดวิค อัตราสลูนอยซ์ และการชดเชยความถี่	16-21
	2.4 การขยายสัญญาณไฟฟ้าเชิงเส้นแบบกลับเฟส	21-27
	2.5 การขยายสัญญาณทางไฟฟ้าเชิงเส้นแบบไม่กลับเฟส	27-29
	2.6 วงจรขยายสัญญาณทางไฟฟ้าแบบความแตกต่าง	29-30
	2.7 ผลรวมของค่าขยายสัญญาณไฟฟ้า	30-31
	2.8 อินทิเกรเตอร์	31-35
	2.9 ออลพาสฟิลเตอร์	36
	2.10 ระบบแมกแกติกส์	37-42
	2.11 สเตอราเจกหรือหัวรับรู้ความดัน	42-47
บทที่ 3	การคำนวณและสร้าง	
	3.1 การสร้างหัวรองรับน้ำหนัก	48-51
	3.2 ส่วนทางด้านวงจรที่และวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้า แบบอินสตรูเมนต์	52
	3.3 ส่วนัวแรงกันไฟฟ้าแบบตัวเลข	53-57
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	
	4.1 การทดลอง	58
	4.2 ผลการทดลอง	58-60
บทที่ 5	บทวิจารณ์และสรุป	61-62

สารบัญรูปภาพ

- รูปที่ 1 วงจรขยายสัญญาณแบบอินสตรูเมนเตชัน
- รูปที่ 2 วงจรขยายสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียล
- รูปที่ 3 ค่าขยายแบบคอมมอนโหมดควรระวังเท่ากับศูนย์
- รูปที่ 4 ก. คุณสมบัติของดิฟเฟอเรนเชียล
- รูปที่ 4 ข. การปรับปรุงคุณสมบัติดิฟเฟอเรนเชียล
- รูปที่ 5 แสดงลักษณะการกำเนิดและโมเดลของกระแสไบอัสจุดสัญญาณเข้า
- รูปที่ 6 ผลของกระแสไบอัส(-) ต่อที่กตาสัญญาณออก
- รูปที่ 7 ผลของกระแสไบอัส(+) ต่อที่กตาสัญญาณออก
- รูปที่ 8 การบาลานซ์เพื่อลดผลของกระแสไบอัสต่อที่กตาสัญญาณออก
- รูปที่ 9 ที่กตาออฟเซตและโมเดล
- รูปที่ 10 ก. ผลของที่กตาออฟเซตต่อที่กตาสัญญาณออก
- รูปที่ 10 ข. ผลของที่กตาออฟเซตต่อวงจรบวกสัญญาณ
- รูปที่ 11 แสดงวงจรบัลลิสต์
- รูปที่ 12 แสดงถึงค่าขยายสัญญาณ
- รูปที่ 13 กราฟตอบสนองต่อความถี่
- รูปที่ 14 ค่าขยายสัญญาณน้อยซี
- รูปที่ 15 แสดงวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้า
- รูปที่ 16 แสดงวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าเชิงเส้นแบบกลับเฟส
- รูปที่ 17 แสดงเอาต์พุตอิมพีแดนซ์
- รูปที่ 18 วงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าเชิงเส้นแบบไม่คล้ายเฟส
- รูปที่ 19 วงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าแบบความแตกต่าง
- รูปที่ 20 ผลรวมของค่าขยายสัญญาณไฟฟ้า
- รูปที่ 21 แสดงถึงผลรวมวงจรขยายสัญญาณทางไฟฟ้าและการต่อชนกัน
- รูปที่ 22 แสดงวงจรขยายอินทิเกรเตอร์

- รูปที่ 23 แสดงถึงผลรวมและอินทิเกรเตอร์สัญญาณไฟฟ้า
- รูปที่ 24 ออลพาสฟิลเตอร์
- รูปที่ 25 แสดงถึงความดันเมื่อมีแรงมากระทำ
- รูปที่ 26 ก. กฎของปาสคาล
- รูปที่ 26 ข. การส่งความดันในของเหลว
- รูปที่ 27 การส่งของแรง
- รูปที่ 28 แสดงการทำแรงบนลูกสูบ
- รูปที่ 29 การไหลปั่นป่วน
- รูปที่ 30 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานและแรงดันของ Gauge ชนิด M และ P
- รูปที่ 31 แสดงการต่อ Piezoresistance แบบ Bridge
- รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างภายนอกของตัวรองรับน้ำหนัก
- รูปที่ 3.2 โครงสร้างต่าง ๆ ของระบบเครื่องกลในส่วนรองรับน้ำหนัก
- รูปที่ 3.3 โครงสร้างที่ประกอบด้วย R อยู่ 4 ตัว อยู่ใน chip
- รูปที่ 3.4 แสดงถึงวงจรกระแสตรงที่เลเซอร์ขยายสัญญาณไฟฟ้าแบบอินสตรูเมนต์เซ็น
- รูปที่ 3.5 แสดงถึงการทำงานแบบ Pulse with
- รูปที่ 3.6 แสดงส่วนการทำงานของ λ/D (GVH)

สารบัญตาราง

ตารางที่ 2.1 แวงค่าของ $\pi_{||}$ และ π_{\perp} ในเทอม π_{11} และ π_{44} สำหรับ
หลายทิศทางของผลึก

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก. ANDD3701

ภาคผนวก ข. AN951

ภาคผนวก ค. AN922

ภาคผนวก ง. AN952



บทที่ 1

บทนำ

เครื่องซึ่งนำหนักที่ใช้กันอยู่ทุกวันนี้มักเป็นเข็มบอกค่า ทำให้การอ่านค่าที่มีความละเอียด หรือ ความเที่ยงตรง สำหรับอ่านค่านำหนักน้อย ๆ ได้ยาก ซึ่งส่วนใหญ่มักจะแสดงผลเป็นแอนะล็อก (Analog) แต่ถ้าอ่านความมาก ๆ เป็นกิโลกรัม ก็จะผิดพลาดน้อยสามารถใช้ได้ทำงานไม่ต้องการความเที่ยงตรง หรือ ความถูกต้องมากคือ จะผิดพลาดเป็นกรัม หรือ หลายร้อยกรัม เช่น คาชั่งสปริงขายผลไม้ ซึ่งค่าที่ขี้นอกเป็นการเคลื่อนที่ของเข็มบนสเกลบนหน้าปัทม์ เมื่อเทคโนโลยีทางคานคิจิตอลนำมาพัฒนาและใช้กันมากขึ้น ซึ่งมีข้อดีที่เหนือกว่าแอนะล็อก ซึ่งจะอ่านได้ละเอียดและเที่ยงตรงไ้มากกว่า ทำให้วิศวกรทางด้านเครื่องซึ่งนำหนัก ถูกเปลี่ยนเป็นแบบแสดงผลเป็นตัวเลขและอนาคตข้างหน้าก็มีแนวโน้มจะเพิ่มมากขึ้น และมีข้อเสียตรงที่ว่าราคาแพงกว่าแบบเข็มหลายเท่า ทั้งนี้จะใช้แบบเข็ม หรือ แบบตัวเลขขึ้นอยู่กับงานที่ใช้

สำหรับปริศยานี้ในเรื่อง เครื่องซึ่งนำหนักแบบแสดงผลเป็นตัวเลขที่คณะผู้จัดทำได้ทำการค้นคว้าและทดลอง ซึ่งประกอบด้วยส่วนที่เป็นเครื่องกล (Mechanics System) และส่วนที่เป็นระบบอิเล็กทรอนิกส์ (Electronics System) โดยส่วนที่เป็นระบบเครื่องกลจะมีแท่นรูปทรงกระบอกมีลูกสูบเป็นตัวรับน้ำหนักจากนั้นจะแปลงค่านำหนักเป็นความดัน จากความดันจะเข้าตัวเซ็นเซอร์ (Sensor) เป็นตัวแปลงความดันให้เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า ซึ่งจะเป็นส่วนกัน วงจรทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ก็จะนำสัญญาณทางด้านไฟฟ้าจากสเตรนเกจ (Strain gage) ไปเข้าวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าแบบอินสตรูเมนต์ (Instrumentation Amplifier) จากนั้นก็จะแสดงผลเป็นแบบตัวเลข (Digital Volt Meter) ซึ่งทำให้เรารู้อ่านน้ำหนักได้โดยตรงจากการอ่านตัวเลข

ถึงแม้ว่าจะเป็น การอ่านค่าน้อยอย่าง สะดวกและรวดเร็ว แต่ทาง คณะผู้จัดทำที่สร้าง เครื่องขึ้นนี้ ยังมีปัญหาอยู่ทาง คำนระบบเครื่องกล เช่น ไม่สามารถลดแรงเสียดทานระหว่าง ลูกสูบกับเสื้อสูบได้หมด 100 % ซึ่งพยายามแก้ไขให้เหลือน้อยที่สุด ตัวรับรูน้ํานักใช้วัสดุ ยังไม่ดีพอ ในงานขึ้นนี้ใช้ข่างลูกโปรง ซึ่งมีคุณสมบัติยืดหยุ่นที่ใช้ได้ แต่ยังมีข้อเสียคือค่าคงที่ ที่ยืดของลูกโปรงยังไม่คงที่ คือ ใช้ไปนาน ๆ จะมีอาการพองตัวออกมา เป็นต้น แต่ก็พยายาม ที่จะให้เครื่องขึ้นนี้ น้ำหนักที่ออกมาได้ค่าตามที่ต้องการ คณะผู้จัดทำหวังว่าปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ คงจะเป็นประโยชน์ที่เป็นพื้นฐานที่จะนำไปวิจัยต่อไปได้อีก และประยุกต์ใช้กับ เครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ได้อีกด้วย ถ้าหากมีผิดพลาดเกิดขึ้น ทางคณะผู้จัดทำขออภัยไว้ ณ ที่นี้ด้วย



ทฤษฎีหรือหลักการ

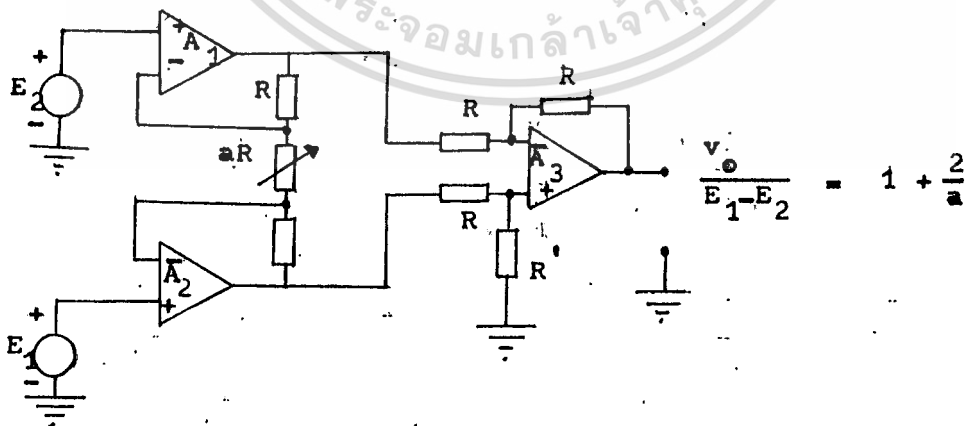
2.1 วงจรขยายสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Amplifier) และวงจรถยายสัญญาณแบบอินสตรูเมนเตชัน (Instrumentation Amplifier)

2.1.1 วงจรขยายสัญญาณแบบอินสตรูเมนเตชัน

วงจรถยายสัญญาณที่มีประโยชน์ในการวัดค่าต่าง ๆ ในเครื่องมือวัด และระบบควบคุมเกือบทั้งหมดจะใช้วงจรถยายสัญญาณแบบอินสตรูเมนเตชัน ผลที่ได้จากวงจรมีค่าความเสถียรภาพสูง มีประโยชน์มากในการวัดค่าต่าง ๆ ที่มีความต้องการแน่นอนมาก แต่ยังมีข้อเสียคือ ต้องประกอบด้วยออปแอมพลายด์กับค่าความต้านทานแน่นอนค่อนข้างสูงมาก ทำให้มีราคาค่อนข้างแพง แต่ในการวัดค่าต่าง ๆ ซึ่งต้องการคุณภาพและความแน่นอนสูงจำเป็นต้องอาศัยวงจรถยายอินสตรูเมนเตชันอยู่ เพราะถ้าเพียงออปแอมพลายด์ธรรมดาไม่สามารถสร้างวงจรมีคุณภาพและความแน่นอนสูงได้อย่างแท้จริง

2.1.1.1 การทำงานของวงจรถยายสัญญาณแบบอินสตรูเมนเตชัน

วงจรถยายอินสตรูเมนเตชันเป็นวงจรถยายสัญญาณที่มีประโยชน์ในการวัดค่าความแน่นอนและใช้งานได้มากที่สุดในปัจจุบันนี้ เราอาจจะต่ออินแอมป์ได้จากออปแอมป์ 3 ตัว และความต้านทาน 7 ตัว ดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 วงจรถยายสัญญาณแบบอินสตรูเมนเตชัน

จากรูปที่ 1 ประกอบด้วยวงจรถยายอินแอมป์แบบบัฟเฟอร์เป็นภาคแรก ตามด้วยดิฟเฟอเรนเชียล

แบบสัญญาณออกเดี่ยว เป็นภาคที่สอง ออปแอมป์ A_3 และความต้านทานอีก 4 ตัว ทำหน้าที่เป็น คิฟแอมป์แบบมีค่าขยายสัญญาณคิฟเฟอเรนเชียลเท่ากับหนึ่ง ความต้านทาน R' ปรับค่าได้ เพื่อที่จะได้ปรับค่าขยายคอมมอนโมดเท่ากับศูนย์ ส่วนค่าขยายปรับค่าได้อาศัยโปเทนทิโอมิเตอร์

ให้ค่าขยายสัญญาณเท่ากับ
$$\frac{V_o}{E_1 - E_2} = 1 + \frac{2}{a}$$

2.1.1.2 คุณสมบัติของอินแอมป์รูปนี้ได้ดังนี้คือ

- ก. ค่าขยายศักดาสัญญาณเข้าแบบคิฟเฟอเรนเชียลเป็นสัญญาณออกเดี่ยว ถูกกำหนดโดยความต้านทานเพียงตัวเดียว
- ข. ค่าความต้านทานทางจุดสัญญาณเข้าสูงมาก และไม่เปลี่ยนตามค่าขยายศักดาสัญญาณ
- ค. V_o จะไม่ขึ้นกับสัญญาณเข้าส่วนที่เป็นสัญญาณคอมมอนโมดของ E_1 และ E_2 แต่จะขึ้นอยู่กับผลต่างของ E_1 และ E_2

ตัวอย่าง จากรูปที่ 1 $R = 25$ กิโลโห์ม (Kilo ohms) และ $aR = 50$ โห์ม (Ohms) จึงคำนวณหาค่าขยายสัญญาณ

วิธีทำ จากสมการ
$$\frac{V_o}{E_1 - E_2} = 1 + \frac{2}{a}$$

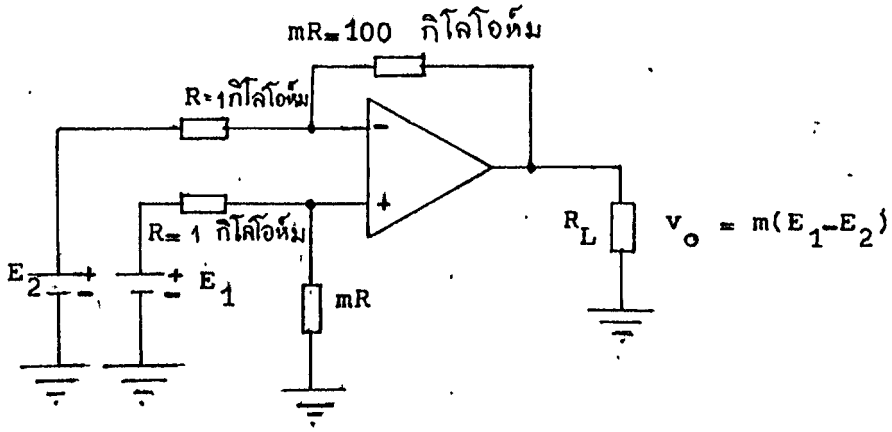
$$\therefore a = \frac{aR}{R} = \frac{50}{25,000} = \frac{1}{500}$$

$$\frac{V_o}{E_1 - E_2} = 1 + \frac{2}{a} = 1 + \frac{2}{1 \times \frac{1}{500}}$$

$$= 1001$$

2.1.2 วงจรขยายสัญญาณแบบคิฟเฟอเรนเชียล

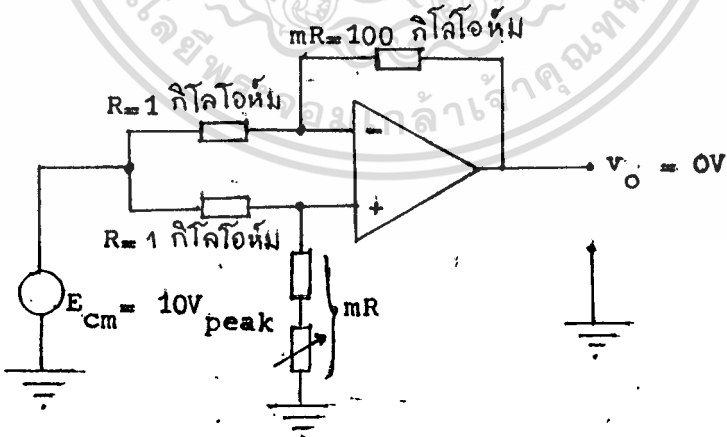
วงจรขยายสัญญาณแบบนี้ คล้ายคลึงกับวงจรขยายสัญญาณแบบอินสตรูเมนเตชัน คุณสมบัติประการสำคัญของคิฟแอมป์คือ สามารถที่จะขยายสัญญาณระดับต่ำ ซึ่งมีสัญญาณรบกวนสูงมาก เราจะพิจารณาวงจรคิฟแอมป์อย่างง่ายเพื่อวิเคราะห์คุณสมบัติเบื้องต้นก่อน



รูปที่ 2 วงจรขยายสัญญาณแบบคิฟเฟอเรนเชียล

จากรูปที่ 1 จะเห็นว่าประกอบด้วยจุดสัญญาณเข้าสองจุด แทนด้วยสัญลักษณ์ (-) และ (+) กรณีที่ E_1 และ E_2 มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ เราจะได้ศักดาสัญญาณออก V_o ซึ่ง $V_o = mE_1 - mE_2 = m(E_1 - E_2)$ นั่นคือ ศักดาสัญญาณออกของคิฟแอมจะมีค่าแปรผันโดยตรงกับผลต่างของศักดาสัญญาณเข้าซึ่งจ่ายที่จุดสัญญาณเข้าซึ่งจ่ายที่จุดสัญญาณเข้า (-) และ (+) ตัวคูณ (m) จะเรียกว่า ขยายแบบคิฟเฟอเรนเชียล ถูกกำหนดโดยอัตราส่วนของค่าความต้านทาน

2.1.2.1 สัญญาณแบบคอมมอนโหมด (Common Mode)



รูปที่ 3 ค่าขยายแบบคอมมอนโหมดควรจะเท่ากับศูนย์

สัญญาณของคิฟแอม เมื่อมีสัญญาณเข้าทั้งสองมีค่าเท่ากัน สัญญาณออกจะเท่ากับศูนย์ ดังในรูปที่ 2 สัญญาณเข้าในลักษณะนี้ เรียกว่า สัญญาณเข้า

แบบคอมมอนโหมด (Common-mode input voltage) E_{cm} เป็นศักดาสัญญาณออกจะเท่ากับศูนย์ก็ต่อเมื่ออัตราส่วนของความต้านทานคู่บน และคู่ล่างเท่ากันพอดี แต่ทางปฏิบัติจะเป็นไปได้ยากจึงอาศัยโพเทนทิโอมิเตอร์ต่ออนุกรมเข้ากับค่าความต้านทานตัวใดตัวหนึ่งดังรูปที่ 3 ปรับจนกระทั่งศักดาสัญญาณออกเท่ากับศูนย์ คุณสมบัติที่กล่าวมานี้เป็นคุณสมบัติที่สำคัญของคิฟแอมที่จะให้สามารถเลือกขยายสัญญาณระดับต่ำ ถ้าเป็นสัญญาณระดับสูงจะใช้เป็นแบบคอมมอนโหมด

2.1.2.2 การปรับปรุงประสิทธิภาพของคิฟแอมขั้นมูลฐาน

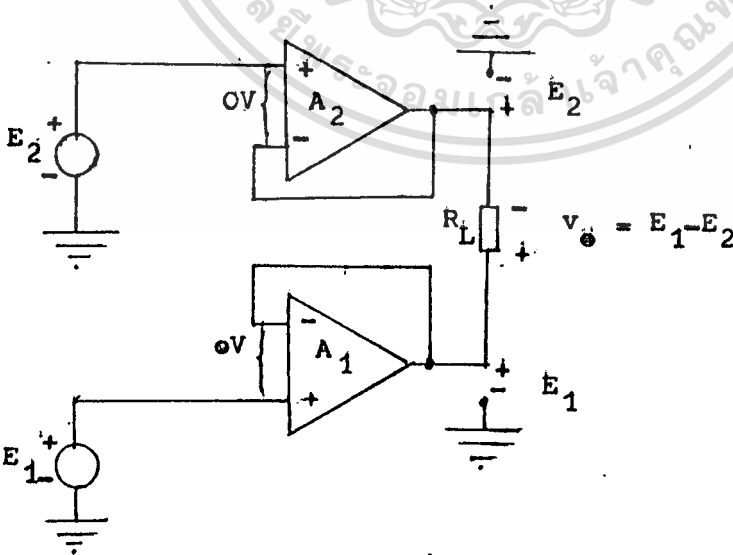
2.1.2.2.1 การเพิ่มค่าความต้านทานทางจุดสัญญาณเข้า

ข้อเสียใหญ่สองประการของคิฟแอม

- ก. ความต้านทานจุดสัญญาณเข้ามีค่าต่ำ
- ข. การเปลี่ยนค่าขยายศักดาคงทำได้ยาก

ข้อเสียคือ ค่าความต้านทานจุดสัญญาณเข้ามีค่าต่ำ โดยการใส่

บัฟเฟอร์ ดังรูปที่ 4 ก.

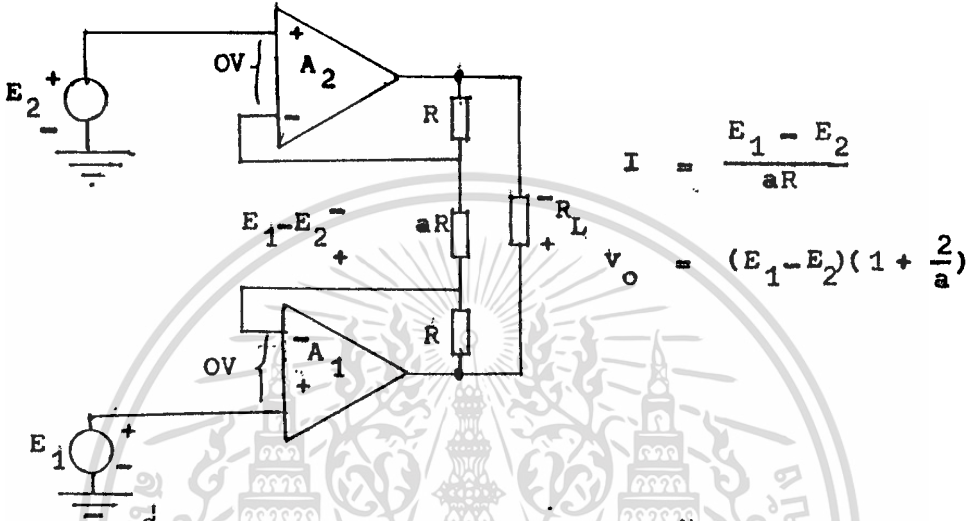


รูปที่ 4 ก. คุณสมบัติของคิฟแอมขั้นมูลฐาน

จากรูป ศักดาที่ตกคร่อม R_L คือ $v_o = E_1 - E_2$

2.1.2.2.2 ค่าขยายปรับได้

ข้อเสียประการที่สองของคิฟแอมชั้นมูลฐานคือ การปรับค่าขยาย จะทำได้ยาก ปัญหานี้อาจแก้ไขได้ง่ายโดยการเพิ่มความต้านทานอีก 3 ตัวกับ คิฟแอมแบบบัฟเฟอร์ ดังรูปที่ 4 ข. ซึ่งจะได้คิฟแอมแบบความต้านทานจุดสัญญาณเข้ามีค่าสูง พร้อมกับปรับค่าขยายกระทำได้ง่ายขึ้น



$$I = \frac{E_1 - E_2}{aR}$$

$$V_o = (E_1 - E_2) \left(1 + \frac{2}{a}\right)$$

รูปที่ 4 ข. การปรับปรุงคุณสมบัติคิฟแอมชั้นมูลฐาน

เนื่องจากสัญญาณเข้าแบบดิฟเฟอเรนเชียลของออปแอมแต่ละตัวมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นศักดาสัญญาณที่จุด 1 และจุด 2 จะเท่ากับ E_1 และ E_2 ตามลำดับ ทำให้ศักดาตกคร่อม aR เท่ากับ $E_1 - E_2$ ความต้านทาน aR อยู่ในลักษณะของโบทโทมิเตอร์ ซึ่งสามารถปรับค่าขยายได้ กระแสไหลผ่านจะเท่ากับ

$$I = \frac{E_1 - E_2}{aR}$$

ทิศทางการไหลของกระแส I จะเป็นไปตามรูปที่ 4 ข. เมื่อระดับศักดา E_2 สูงกว่าระดับศักดา E_1 ศักดาที่ตกคร่อมความต้านทานทั้งสามตัว จะกำหนดโดย

$$V_o = I(aR + 2R)$$

$$= \frac{E_1 - E_2}{aR} (aR + 2R)$$

$$V_o = \left(1 + \frac{2}{a}\right) (E_1 - E_2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่าง ในรูปที่ 4 ข. ถ้า $E_1 = 10$ มิลลิโวลต์ (millivolts) $E_2 = 5$ มิลลิโวลต์ $aR = 2$ กิโลโห์ม และ $R = 9$ กิโลโห์ม คำนวณหา V_o

วิธีทำ เนื่องจาก $aR = 2$ กิโลโห์ม และ $R = 9$ กิโลโห์ม

$$a = \frac{aR}{R} = \frac{2K}{9K} = \frac{2}{9}$$

จากสมการจะได้

$$1 + \frac{2}{a} = 1 + \frac{2}{(2/9)} = 10$$

$$\text{นั่นคือ } V_o = (10 - 5) = 50$$

2.2 คุณสมบัติของออปแอมป์ (Operation Amplifier)

- ก. ไบอัส (Bias)
- ข. ออฟเซต (Offset)
- ค. ครีพท์ (Drift)

ออปแอมป์เป็นที่นิยมกันมากในการขยายสัญญาณ ถ้าศักดาสลับและศักดาตรง หรือ แม้แต่ศักดาตรงและศักดาสลับผสมกัน ในการปฏิบัติงานจริง ๓ วงจรขยายศักดาตรงอาจจะทำให้สัญญาณออกมีความคลาดเคลื่อนได้มาก ศักดาสัญญาณออกในทางอุดมคติควร จะเท่ากับศักดาสัญญาณเข้าคุณด้วยค่าขยายสัญญาณแบบลูปปิด (close loop) ของวงจร แต่ออปแอมป์ในทางปฏิบัติจะมีความคลาดเคลื่อนให้มีค่าต่ำที่สุด คุณสมบัติของออปแอมป์ซึ่งทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนสำหรับสัญญาณออกแบบศักดาตรงมีดังนี้

2.2.1 กระแสไบอัส ณ จุดสัญญาณเข้า

2.2.2 กระแสออฟเซต ณ จุดสัญญาณเข้า

2.2.3 ศักดาออฟเซต ณ จุดสัญญาณเข้า

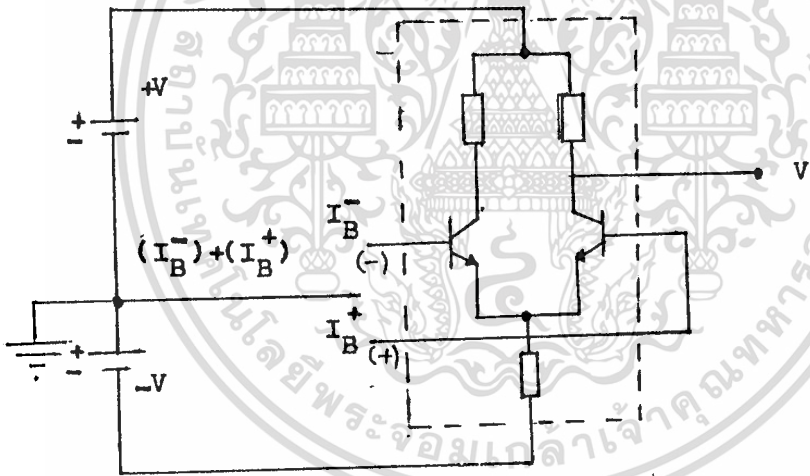
2.2.4 ครีพท์



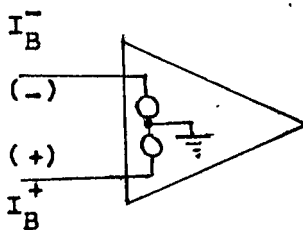
ในกรณีที่ใช้ออปแอมในการขยายสัญญาณศักดาสลับ ความคลาดเคลื่อนที่จุดสัญญาณออกก่าจัดโดยการนำ ความจุไฟฟ้า เพื่อคัป เบิลสัญญาณออก

2.2.1 กระแสไบอัส ๗. จุดสัญญาณเข้า

ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวในออปแอมจะต้องไบอัสอย่างถูกต้องจึงจะใช้งานได้คือ จะต้องมืค่ากระแสเบส กระแสคอลเลคเตอร์ที่ถูกต้อง และศักดาระหว่างเบสอิมิตเตอร์ถูกต้องด้วย เราได้ถือว่า จุดสัญญาณเข้าของออปแอมไม่ได้ถึงกระแสเลยซึ่งเป็นในกรณีอุดมคติ แต่ทางปฏิบัติจุดสัญญาณเข้าของออปแอมจะถึงกระแสไบอัส เพื่อไปเลี้ยงเบสเล็กน้อย ดังรูปที่ 5 ก. แสดงลักษณะของจุดสัญญาณเข้าของออปแอมอย่างง่าย ๆ ในการพิจารณาถึงผลของกระแสไบอัสจุดสัญญาณเข้า เราได้ถือว่ากระแสไบอัสทั้งสองเกิดจากวงจรดึงกระแสคงตัว ซึ่งต่ออนุกรมกับขาสัญญาณเข้าทั้งสอง ดังแสดงในรูปที่ 5 ข.



รูปที่ 5 ก.



รูปที่ 5 ข.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5 แสดงลักษณะการกำเนิดและโมเดลของกระแสไบอัสจุดสัญญาณเข้า

กระแสไบอัสที่เข้าสัญญาณเข้า (-) คือ I_B^- และ (+) คือ I_B^+ มักจะไม่เท่ากัน ผู้ผลิตมักจะแจ้งค่าเฉลี่ยของกระแสไบอัส ณ จุดสัญญาณเข้า โดย

$$I_B = \frac{I_B^+ + I_B^-}{2}$$

I_B มีค่าประมาณ 1 ไมโครแอมป์ หรือ มากกว่าเล็กน้อย ซึ่งเป็นในกรณีของแอมป์ที่มีคุณภาพต่ำ สำหรับออปแอมป์ที่มี FET อยู่ที่จุดสัญญาณเข้ามีค่าน้อยกว่า 1 ไมโครแอมป์

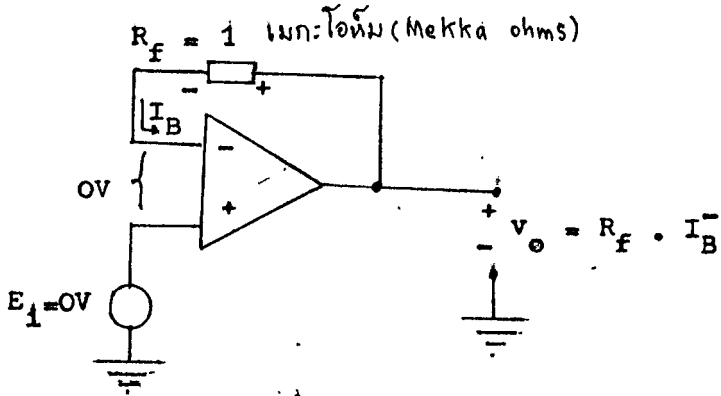
2.2.1.1 ผลของกระแสไบอัสต่อศักดาสัญญาณออก

ทำให้เกิดศึกษาความคลาดเคลื่อนในศักดาสัญญาณออก

2.2.1.1.1 ผลของกระแสไบอัส ณ. ขาสัญญาณ-เข้า (-)

วงจรทั้งสามในรูปที่ 6 มีศักดาสัญญาณเข้า E_1 เท่ากับศูนย์ โวลต์ ในกรณีอุดมคติศักดาสัญญาณออกควรจะเท่ากับศูนย์โวลต์ด้วย แต่ในทางปฏิบัติ I_B^- ทำให้เกิดสัญญาณออกมีค่าไม่เท่ากับศูนย์โวลต์ ตามรูปที่ 6 ก. $V_o = R_f \cdot I_B^-$ ส่วน I_B^+ ไหลผ่านความต้านทานศูนย์โอห์มจึงไม่ทำให้เกิดศักดาคลาดเคลื่อน

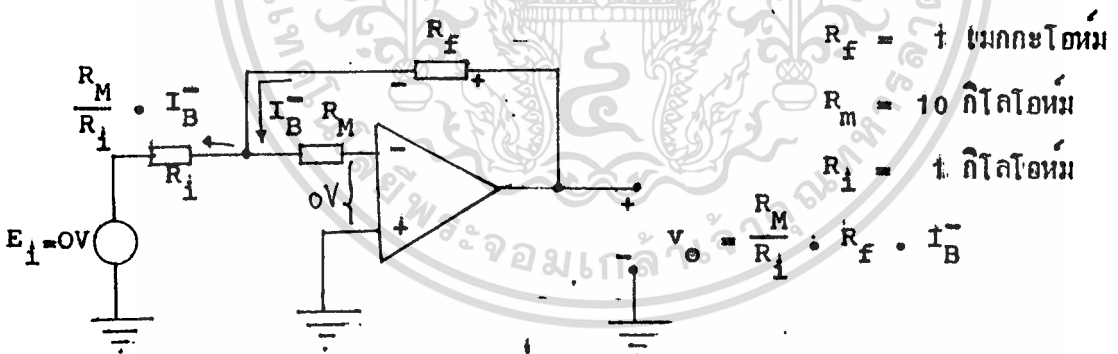
วงจรในรูปที่ 6 ข. จะมีระดับศักดาความคลาดเคลื่อน ณ. จุดสัญญาณออกเท่ากับ $R_f \cdot I_B^-$ ส่วนกระแสไหลผ่าน R_1 เท่ากับศูนย์แอมป์ เพราะศักดาที่ขั้วแต่ละข้างของความต้านทานเท่ากับศูนย์โวลต์ ดังนั้น I_B^- จะไหลผ่าน R_f เท่านั้น



รูปที่ 6 ก.



รูปที่ 6 ข.



รูปที่ 6 ค.

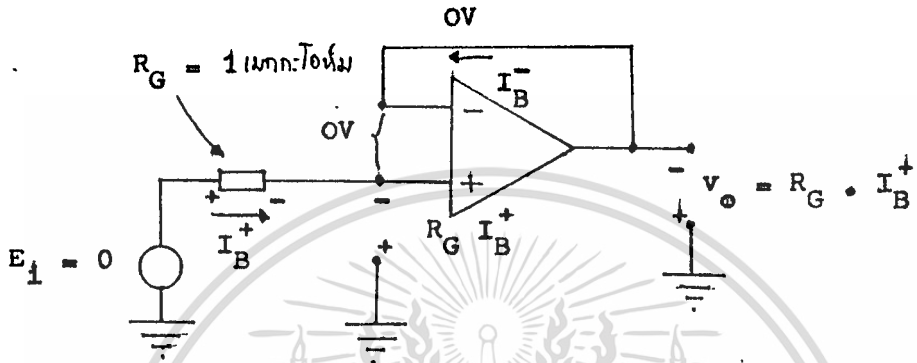
รูปที่ 6 ผลของกระแสไบอัส (-) ต่อศักยาศัญญาณออก

รูปที่ 6 ค. ความต้านทาน R_M ต่ออนุกรมกับขาสัญญาณเข้า (-) จะทำให้ผลความคลาดเคลื่อนเนื่องจาก I_B^- มีมากขึ้น เพราะ I_B^- ทำให้เกิดศักยาศตกคร่อม R_M เนื่องจากกระแสไหลผ่าน R_i และ R_f ดังนั้นความคลาดเคลื่อน v_o จะยิ่งมากขึ้น แต่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่ต้องการจะวัดค่ากระแสไบอัสค่ามาก ๆ เราอาจจะใช้ R_M ช่วยให้ระบับัสตักกา v_o สูงขึ้นได้

2.2.1.1.2 ผลของกระแสไบอัสสัญญาณเข้า (+)



รูปที่ 7 ผลของกระแสไบอัสขา (+) ต่อศักดาสัญญาณออก

ศักดาสัญญาณเข้าในรูปที่ 7 เท่ากับศูนย์โวลต์ ดังนั้น v_o ควรจะมีค่าเท่ากับ ศูนย์โวลต์ด้วย แต่ในทางปฏิบัติกระแสไบอัสขาสัญญาณเข้า (+) หรือ I_B^+ จะไหลผ่านความต้านทานของแหล่งจ่ายสัญญาณ (R_G) ทำให้เกิดระบับัสตักกา $R_G \cdot I_B^+$ ที่ขาสัญญาณเข้า (+) ผลทำให้ระบับัสตักกาที่ขา (-) เท่ากับ $R_G \cdot I_B^+$ ดังนั้น $v_o = R_G \cdot I_B^+$

2.2.2 กระแสออฟเซต ณ จุดสัญญาณเข้า

ผลต่างระหว่างค่าสิมมูลของ I_B^- และ I_B^+ เรียกว่า กระแสออฟเซต ณ จุดสัญญาณเข้า

$$I_{os} = I_B^+ - I_B^-$$

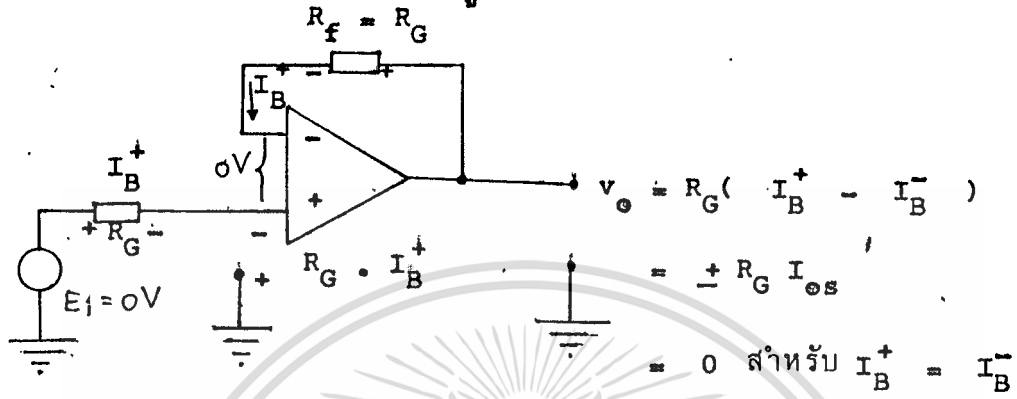
โดยทั่วไป I_{os} มักมีค่าน้อยกว่า 25 % ของ I_B ซึ่งเป็นค่ากระแสไบอัส ณ จุดสัญญาณเข้าโดยเฉลี่ย

2.2.2.1 ผลของกระแสออฟเซตต่อศักดาสัญญาณออก

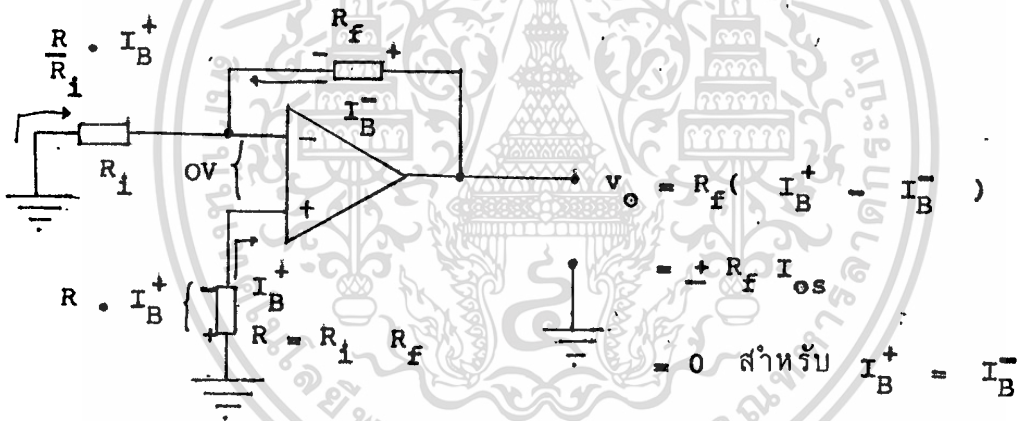
2.2.2.1.1 การชดเชยกระแสสำหรับวงจรตามสัญญาณ

ในกรณีที่ I_B^+ และ I_B^- มีค่าเท่ากัน เราอาจจะชดเชยผลของกระแส

ไบอัสต่อศักดาสัญญาณออก V_o ได้ดังรูปที่ 8 ก.



รูปที่ 8 ก.



รูปที่ 8 ข.

รูปที่ 8 การบาลานซ์เพื่อลดผลของกระแสไบอัสต่อศักดาสัญญาณออก

รูปที่ 8 ก. I_B^+ ไหลผ่านความต้านทาน R_g ดังนั้นถ้าต่อความต้านทาน

$R_f = R_g$ ดังนั้นศักดาสัญญาณออกจะเท่ากับศูนย์โวลต์คือ $R_f \cdot I_B^- = R_g \cdot I_B^+$

แต่ในทางปฏิบัติ I_B^+ จะไม่เท่ากับ I_B^- นั่นคือ $v_o = I_{os} \cdot R_g$ เนื่องจาก I_{os}

มีระดับต่ำกว่า I_B^+ โดยการเพิ่มความต้านทาน $R_f = R_g$ จะช่วยลดกระแสกับศักดา v_o

ใกล้เคียงศูนย์โวลต์มากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

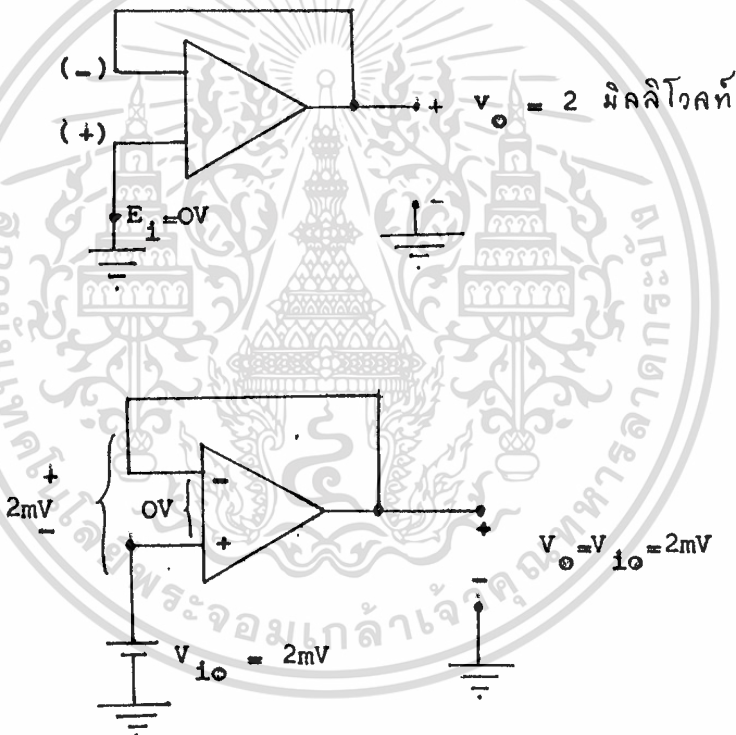
2.2.1.1.2 การชดเชยกระแสสำหรับวงจรประเภทอื่น ๆ

ในการลดความคลาดเคลื่อนเนื่องจากกระแสไบอัสอาจเป็นแบบกลับทิศทาง หรือ ไม่กลับทิศทาง เราจะต่อความต้านทานดังรูปที่ 8 ข.

ค่าความต้านทานควรเลือก $R = R_1 // R_f = \frac{R_1 R_f}{R_1 + R_f}$

ความคลาดเคลื่อนของศักดาสัญญาณออก v_o จะลดลงเหลือเพียง $R_f \cdot I_{os}$

2.2.3 สัปดาห์ออฟเซต ณ จุดสัญญาณเข้า



รูปที่ 9 สัปดาห์ออฟเซตและโมเมนต์

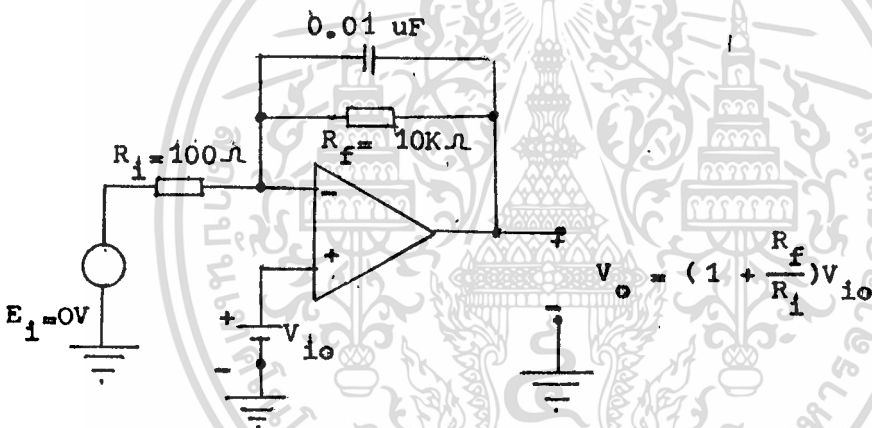
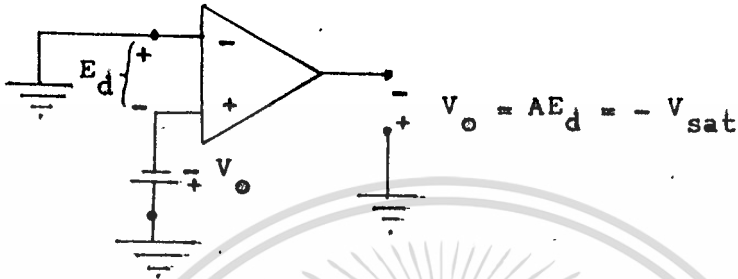
2.2.3.1 นิยามและโมเมนต์

ในรูปที่ 9 ก. ศักดาสัญญาณออกควรเท่ากับศูนย์โวลต์ แต่ทางปฏิบัติจะมีความคลาดเคลื่อนศูนย์โวลต์เล็กน้อย เนื่องจากความไม่สมดุลภายในวงจรออปแอมภายใน ซึ่งไม่มีทางกำจัดได้หมด จึงต้องศึกษาตรงก่อนบูรณาการได้ขานหนึ่งของจุดสัญญาณเข้าของออปแอม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปจำลองไคทวายเมทเทอร์รี่ ทั้งรูปที่ 9 ซ. ไคทออนุกรมกับขา (+) ของออปแอม แต่
ทางคำนวณหาจก v_{i0} เข้ากับขา (-) ก็ได้ แต่ต้องกลับทิศทาง

2.2.3.2 การวัดคักทวอฟเซทอระดับสัญญาณออก



รูปที่ 10 ผลของคักทวอฟเซทอระดับสัญญาณออก

รูปที่ 10 ก. แสดง v_{i0} ถูกขยายค้ำยค้ำยสัญญาณแบบรูปเปิดของออปแอม

ซึ่งมีค่าสูงมากจนกระทั่งคักทวอสัญญาณออกอยู่ในระดับอิมิตัวทางค้ำนลบ แต่บางกรณี v_{i0}

อาจมีทิศทางตรงกันข้ามก็ได้ เนื่องจากว่าค้ำยค้ำยสัญญาณในกรณีรูปเปิดก็มีความมากเกินพอที่ค้ำ

ค้ำย v_{i0} แล้วมีระดับสูงกว่า v_{sat}

2.2.3.3 การวัดคักทวอฟเซท ณ จุดสัญญาณเข้า

รูปที่ 10 ข. แสดงการคำนวณหาผลของ v_{i0} ที่มีต่อคักทวอสัญญาณออก เนื่อง

จากคักทวอสัญญาณเข้า $E_1 = 0$ ทั้งนี้ v_o ควรจะเท่ากับศูนย์โวลท์ค้ำย แต่เนื่องจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_{i0} มีผลเสมือนว่ามีแหล่งจ่ายสัญญาณต่ออยู่กับขาสัญญาณเข้า (+) ของวงจรขยาย
 สัญญาณแบบไม่กลับคั้ว ดังนั้นค่าความคลาดเคลื่อน V_o อันเนื่องมาจาก V_{i0} คือ

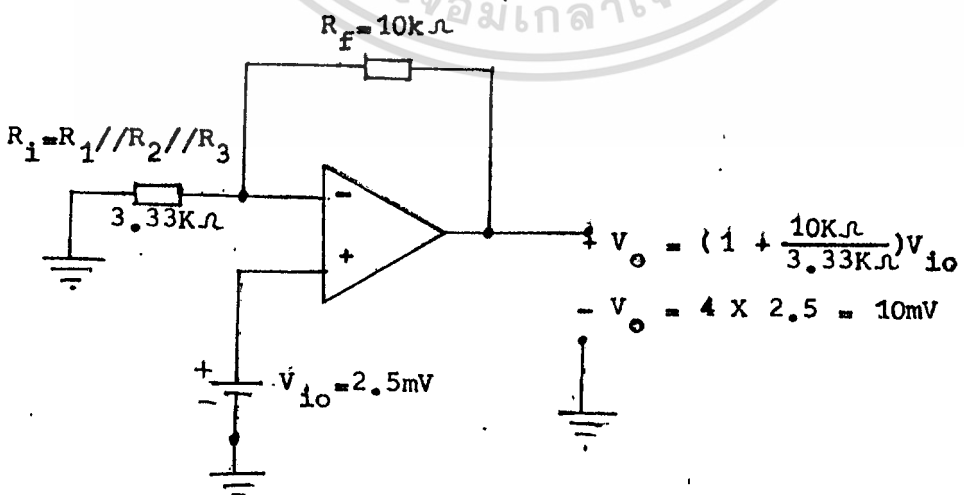
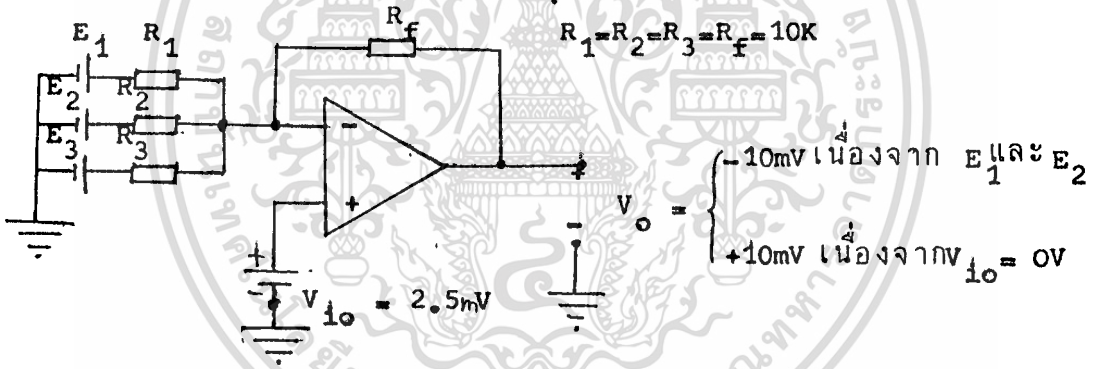
$$V_o = V_{i0} \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)$$

เพื่อที่จะลดผลของกระแสไบอัส ณ จุดสัญญาณเข้า เราควรเลือก R_f มีค่าต่ำ

2.2.3.4 การลดผลของกระแสไบอัสและคั้วคากออฟเซต

การชดเชยผลของคั้วคากออฟเซตและกระแสไบอัส โดยการจ่ายคั้วคากที่ถูกต้อง
 เข้าสู่ขา (+) และ (-) ของออปแอม ไม่ใช่วิธีที่เหมาะสมเพราะใช้อุปกรณ์เพิ่มอีกหลาย
 ตัว วิธีทางที่ดีคือ ทำค่านำเข้าของออปแอม ดังรูปที่ 11 แสงวงจรนัลล์ (null) รูปที่

11 ก. ใช้วิธีนัลล์แบบไปแทนที่โอมิเตอร์ระหว่างจุดจ่ายไฟคั้วคากบวกไปยังขาของออปแอม



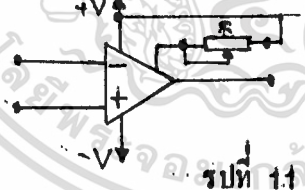
รูปที่ 10บ. ผลของคั้วคากสัญญาณออฟเซตที่วงจรบวกสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

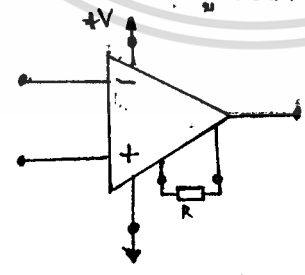
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรรมวิธีการนำผลศึกษาค้นคว้าออก

1. ท่อวงจรรวมทั้ง (11 ก) ความต้านทานขดเคียวกระแสไบอัส และ(11 ข) วงจรนัลล่อฟไซท์
2. ลกระคืบสัญญาณไปที่ศูนย์ ในกรณีที่ศึกษาค้นคว้าไม่สามารถจะลดลงถึงศูนย์ได้ ให้ใช้ความต้านทานซึ่งมีค่าเท่ากับค่าความต้านทานภายในของแหล่งจ่ายสัญญาณ แทน ความต้านทานไม่จำเป็นถ้ามีความต้านทานค่าสูงอื่น ๆ ต่ออนุกรมกับ แหล่งจ่ายสัญญาณอยู่ก่อน
3. ต่อโหนดเข้ากับจุดสัญญาณออก
4. จ่ายไฟให้แก่อุปแอมป์แตรอ 2-3 นาที เพื่อให้วงจรในภาวะเสถียร
5. วัด V_o ด้วยมิเตอร์ที่มีความไวสูง
6. ปรับความต้านทานของวงจรนัลล่อฟไซท์ จนกระทั่ง $V_o = 0$ โวลท์ (Volt)
7. จ่ายสัญญาณโดยไมทงและค่าความต้านทานปรับตั้งคาออฟไซท์



รูปที่ 11 ก.



รูปที่ 11 ข.

รูปที่ 11 แสดงวงจรนัลล่อ

2.2.4 กริฟท์

การนำผลเพื่อลดผลของศึกษาคอฟไซท์จะใช้ไค้ในกรณีที่อุณหภูมิไม่เปลี่ยนแปลง แต่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไปผลของศักดาออฟเซทจะไม่เท่ากับศูนย์โวลต์เนื่องจากกระแสออฟเซท แต่การลคัญหาอันเนื่องมาจากอุณหภูมิจะทำให้ 2 วิธีเท่านั้นคือ รักษาอุณหภูมิแวดล้อมให้มีค่าคงที่ เลือกออฟแอมเพื่อการเปลี่ยนแปลงกระแสและศักดาออฟเซทไปเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิก็ยิ่งมาก การเปลี่ยนแปลงของกระแสและศักดาออฟเซทอันเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิเรียกว่า ปรากฏการณ์ครีฟท์ สำหรับกระแสออฟเซทมักเป็นนาโนแอมป์/องศาเซลเซียส ส่วนครีฟท์ของศักดาออฟเซทจะเป็นไมโครโวลต์/องศาเซลเซียส อัตราการครีฟท์อาจจะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิและกัมมันต์ทางใด เช่นที่อุณหภูมิค่า v_{10} อาจจะมีครีฟท์ 20 ไมโครโวลต์/องศาเซลเซียส และที่อุณหภูมิสูงอาจจะเปลี่ยน -10 ไมโครโวลต์/องศาเซลเซียส โดยทั่วไปผู้ผลิตจะแจ้งเป็นครีฟท์เฉลี่ยระหว่างอุณหภูมิสองค่า

2.3 แผนวิค อัตราสูญเสีย นอยซ์ และการชดเชยความถี่

การใช้ออฟแอมขยายสัญญาณศักดาคล้ายจะต้องพิจารณาว่าศักดาคล้ายอยู่ในประเภทระดับต่ำ (ต่ำกว่า 1 โวลต์) หรือ ประเภทระดับสูง (สูงกว่า 1 โวลต์) ถ้าเป็นประเภทสัญญาณระดับต่ำออฟแอมจะมีขีดจำกัดความสามารถของช่วงตอบสนองความถี่และนอยซ์ ถ้าเป็นสัญญาณประเภทระดับสูง อัตราสูญเสียของออฟแอมจะเป็นคุณสมบัติจำกัดความสามารถของออฟแอม

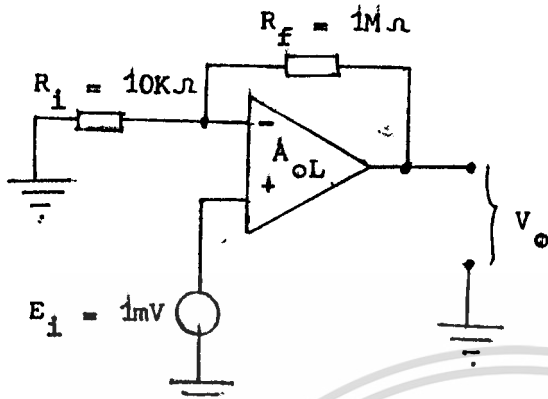
2.3.1 ช่วงตอบสนองความถี่ของออฟแอม

การชดเชยความถี่ภายในวงจรออฟแอม ปกติผู้ผลิตก่อสร้างความถี่ไฟฟ้าประมาณ 30 เมกะเฮิร์ตในตัวของออฟแอม ความถี่ไฟฟ้าชดเชยความถี่นี้จะคอยกันไม่ให้ออฟแอมเกิดการ - ออสซิลเลทที่ความถี่สูง การกันออสซิลเลททำได้โดยลดค่าขยายแบบรูปเปิดของออฟแอมที่ความถี่สูง

2.3.2 การตอบสนองต่อความถี่สำหรับสัญญาณระดับต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2.1 ค่าขยายสัญญาณแบบเปิดและแบบปิด



รูปที่ 12 แสดงถึงค่าขยายสัญญาณ

คุณสมบัติของวงจรขยายสัญญาณของรูปที่ 12 จะถูกกำหนดโดยความต้านทาน R_f และ R_1 มีค่าคงตัวไม่แปรเปลี่ยนตามความถี่ และไม่ขึ้นกับคุณสมบัติของออปแอมป์ ซึ่งเป็นคุณสมบัติของค่าขยายสัญญาณแบบเปิดของออปแอมป์ (A_{OL}) ส่วนค่าขยายสัญญาณแบบเปิด (A_{CL}) ค่าขยายของวงจรจะขึ้นกับวงจรป้อนสัญญาณกลับจากจุดสัญญาณออกมายังขาสัญญาณเข้า (-) ของออปแอมป์ ถือได้ว่าเป็นการป้อนสัญญาณกลับแบบลบกำลัง

2.3.2.2 ผลของค่าขยายแบบเปิดต่อค่าขยายแบบปิด

รูปที่ 12 ค่าขยายแบบเปิดของออปแอมป์จะเท่ากับ $A_{OL} = \frac{V_o}{E_1}$ ส่วนค่าขยาย

แบบเปิดของออปแอมป์ $A_{CL} = \frac{V_o}{E_1}$ ค่าขยายสัญญาณแบบเปิด เท่ากับ $(1 + \frac{R_f}{R_1})$

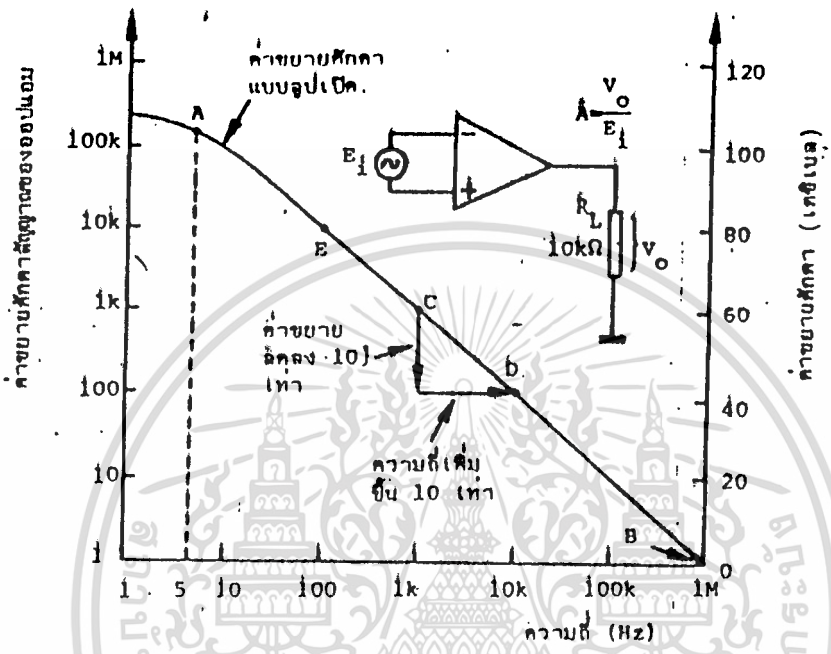
ในรูปที่ 12 จะเท่ากับ 101 ถ้า $E_1 = 1$ มิลลิโวลต์ V_o ควรจะเท่ากับ 101 มิลลิโวลต์

2.3.2.3 แบบวิคสำหรับสัญญาณระดับต่ำ

ช่วงความถี่ที่วงจรขยายสัญญาณจะปฏิบัติงานได้ไม่ว่าจะเป็นกรณีแบบเปิด หรือ

แบบปิด จะกำหนดโดยความถี่สูงสุด (f_H) และความถี่ต่ำสุด (f_L) ที่จุดความถี่ f_L ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ f_H ค่าขยายตักตวงจะมีค่าต่ำกว่าขยายตักตวงสูงสุด ซึ่งอยู่บริเวณช่วงกลางระหว่าง f_L และ f_H ณ จุด f_H และ f_L มีค่าเท่ากับ 0.707 เท่าของตักตวงสูงสุด หรือ ค่าขยายตักตวงสัญญาณจะต่ำลง 3 เดซิเบล (decibel) ดังแสดงรูปที่ 13



รูปที่ 13 กราฟตอบสนองต่อความถี่

แนววิคสำหรับสัญญาณระดับต่ำคือ ผลต่างระหว่าง f_H และ f_L โดยทั่วไป f_L มักมีค่าต่ำมาก ดังนั้นแนววิคสำหรับสัญญาณระดับต่ำ มักมีค่าประมาณเท่ากับ f_H

2.3.3 อัตราสลับและตักตวงสัญญาณออก

2.3.3.1 นิยามของอัตราสลับ

อัตราสลับของออปแอมป์จะเป็นตัวกำหนดอัตราสูงสุด ซึ่งตักตวงสัญญาณออกจะเปลี่ยนระดับได้ เช่น แบบ 741 อัตราสลับจะเท่ากับประมาณ 0.5 โวลต์ต่อไมโครวินาที นั่นคือระดับตักตวงออกจะเปลี่ยนค่าได้สูงสุดเพียง 0.5 โวลต์ต่อไมโครวินาที อัตราสลับจะขึ้นอยู่กับค่าขยายสัญญาณของวงจร ค่าความจุไฟฟ้าชกไซช และเน็กระทั่งว่าระดับตักตวงสัญญาณเข้ากำลังเพิ่ม หรือ ลด ทำให้เกิดอัตราสลับค่าต่ำสุดจะเกิดขึ้นเมื่อค่าขยายสัญญาณของวงจร เท่ากับหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้จัดทำเห็นประโยชน์จึงมีขึ้นด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นผู้ผลิตออปแอมจะแจ้งอัตราสูญเสียเมื่อขายขายเท่ากับหนึ่ง

2.3.3.2 สาเหตุที่จำกัดอัตราสูญเสีย

โดยทั่วไปภายในออปแอม (บางกรณีอาจจะอยู่ภายนอก) จะต้องมีควมจุไฟฟ้า เพื่อป้องกันการออสซิลเลทของออปแอม และจะมีกระแสผ่านความจุไฟฟ้าที่สูงที่สุดค่าหนึ่ง ขึ้นอยู่กับการออกแบบวงจรอัตราสูญเสียจะเป็นอัตราส่วนของกระแสสูงสุด และค่าความจุไฟฟ้าชดเชย จากอัตราส่วนนี้จะเห็นได้ว่า ถ้าต้องการอัตราสูญเสียที่เร็วขึ้น ออปแอมจะต้องสามารถจ่าย กระแสสูงสุด หรือ ความจุไฟฟ้าจะต้องลดลง

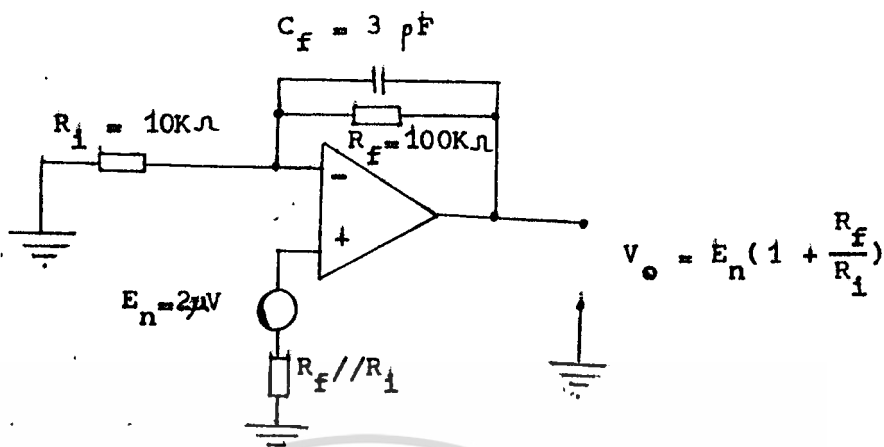
2.3.4 นอยซ์ในสัญญาณออก

2.3.4.1 บทนำ

สัญญาณต่าง ๆ ที่ไม่พึงปรารถนาที่ปะปนในสัญญาณสัญญาณออกเรียกว่า นอยซ์ ส่วนคริปทและออฟเซตอาจจะกล่าวได้ว่าเป็นนอยซ์ประเภทที่มีความถี่ต่ำมาก ถ้าแสดงภาพ สักการสัญญาณของออปแอมบนจอออสซิลโลสโคปที่มีความไวสูง (1 มิลลิโวลต์ต่อช่อง) จะเห็น ลักษณะนอยซ์แบบแรนดอมคือ ไม่เป็นระเบียบและมีการเปลี่ยนแปลงอย่างไม่แน่นอนจนตลอด - เวลา นอยซ์ชนิดนี้เรียกว่า แฮช (Hash) ความถี่ของสัญญาณนอยซ์มีค่าตั้งแต่ 0.01 เฮิรตซ์ (Hertz) จนถึงหลายเมกกะเฮิรตซ์ นอยซ์จะเกิดขึ้นในวัสดุทุกชนิดที่มีอุณหภูมิสูงกว่า ศูนย์ องศาสัมบูรณ์ (- 273 องศาเซลเซียส) นอยซ์ซึ่งเกิดนอกวงจรรอแอม เราสามารถจะ ลดผลของนอยซ์นอกออปแอมได้ โดยการออกแบบและเดินสายไฟสร้างวงจรรีถูกต้อง

2.3.4.2 นอยซ์ภายในวงจรรอแอม

แม้ว่าจะจำกัดนอยซ์ที่เกิดภายนอกทั้งหมด แต่สักการสัญญาณออกยังคงมีนอยซ์ ซึ่ง เกิดภายในวงจรรอแอม โดยสมมติว่า เพล้งกำเนิดสักการนอยซ์ (E_n) ต่ออนุกรมอยู่กับขา สัญญาณเข้า (+) ดังในรูปที่ 14



รูปที่ 14 ค่าขยายสัญญาณนอยซ์

2.3.4.3 ค่าขยายนอยซ์

ศักดานอยซ์จะถูกขยายโดยวงจรเช่นเดียวกับกรณีศักดาออฟเซต และค่าขยายนอยซ์มีค่าเท่ากับค่าขยายศักดาสัญญาณของวงจรแบบกลับศักดาคือ

$$\text{ค่าขยายนอยซ์} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

เพื่อที่จะลดค่าความคลาดเคลื่อนของศักดาสัญญาณออกเนื่องจากนอยซ์ให้มีค่าต่ำสุดไม่ควรจะให้ความต้านทาน R_f สูงเกินไป และการต่อความจุไฟฟ้าค่าต่ำ (3 พิโคฟารัด) ครอบ R_f เพื่อลดสัญญาณความถี่สูง ทั้งนี้ นอยซ์ความถี่สูงจะไม่ถูกขยายมาก ส่วนความต้านทาน R_1 ไม่ควรมีความจุไฟฟ้าที่ครอบไว้เพราะที่ความถี่สูง อิมพีแดนซ์จะมีค่าต่ำกว่า R_1 ทำให้ค่าขยายนอยซ์เพิ่มขึ้น ค่า R_1 ไม่ควรสูงกว่า 10 กิโลโห์ม กระแสนอยซ์เราจะลดผลอันเนื่องมาจากกระแส นอยซ์จะมีมากน้อยเพียงใดขึ้นกับความต้านทานป้อนสัญญาณกลับ ถ้าเป็นไปได้ลดค่าความต้านทาน R_f ให้ต่ำสุด เพื่อผลของกระแส นอยซ์

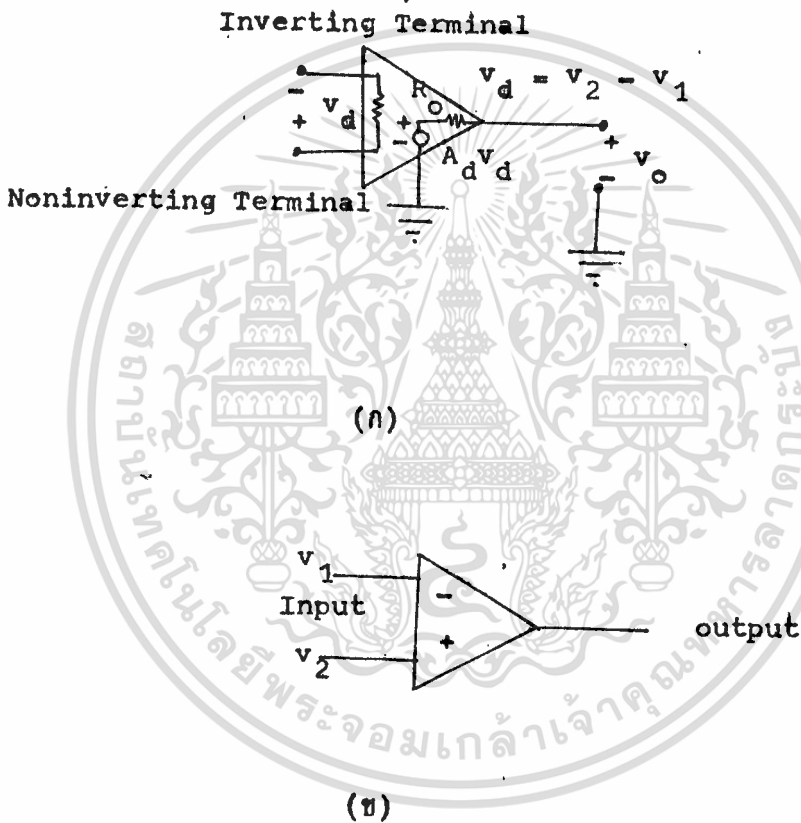
สรุป เพื่อลดผลของนอยซ์ของออปแอม เราจะพิจารณาสิ่งต่าง ๆ ดังนี้

1. ไม่ควรมีความจุไฟฟ้าที่ครอบความต้านทานจุดสัญญาณเข้า หรือระหว่างจุดสัญญาณเข้า (-) กับจุดศักดาคืน แต่อย่างไรก็ตามจะต้องมีความจุไฟฟ้า

เนื่องจากการต่อสายระหว่างจุดสัญญาณเข้า (-) กับจุดสักรวติณเสมอ

2. ควรต่อความจุไฟฟ้าค่าต่ำ (3 พิโคฟาร์ก) ครอบความต้านทานป้อนสัญญาณกลับเสมอ ซึ่งจะลดนอยชที่ความถี่สูงได้

2.4 การขยายสัญญาณไฟฟ้าเชิงเส้นแบบกลับเฟส (The Linear Inverting Amplifier) สามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 15



รูปที่ 15 แสดงวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้า

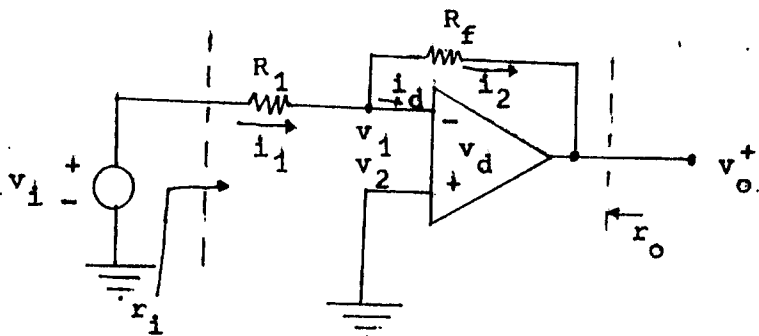
ก. วงจรเสมือนขยายสัญญาณไฟฟ้า
(equivalent circuit)

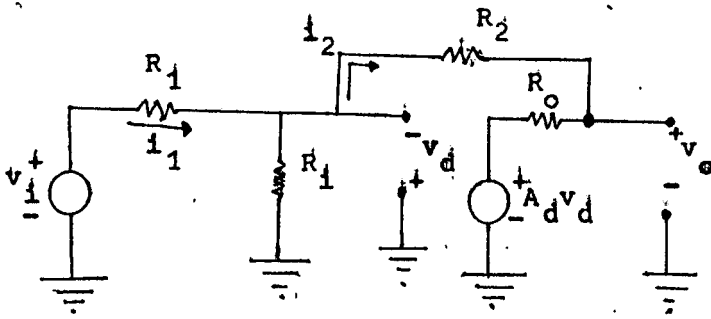
ข. เครื่องหมายวงจรถ่ายสัญญาณไฟฟ้า
(circuit symbol)

จากรูปวงจร เสมือนขยายสัญญาณไฟฟ้าประกอบด้วยอินพุทอิมพีแดนซ์ (input impedance) R_1 ซึ่งอยู่ระหว่างจุดสองจุดของ v_1 และ v_2 ทางด้านเอาต์พุท (output) ประกอบด้วย แหล่งควบคุมแรงดันทางไฟฟ้า (Controlled - Voltage Source) $A_d v_d$ ซึ่งอนุกรมกับเอาต์พุทรีซิสเต้นท์ (R_o) ค่าขยายสัญญาณทางไฟฟ้า (Voltage gain) A_d จะมีค่าค่อนข้างสูงมาก (ประมาณ 100,000) ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ R_1 มีค่าสูงมาก (ประมาณ 100 กิโลโอห์ม) และค่าเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ R_o มีค่าประมาณ 100 โอห์ม เพื่อให้จะนำมาประยุกต์และคำนวณ ผลที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้า (Operation Amplifier) จึงคิดเป็นค่าอุดมคติ (Ideal)

ข้อสังเกตที่สำคัญ เมื่อเป็นวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าทางอุดมคติ ค่าของความแตกต่างแรงดันทางไฟฟ้าทางเข้า (differential input voltage) $v_d = v_2 - v_1 = 0$

จากรูป 15ก. $v_d = \frac{v_o}{A_d}$ ซึ่งค่า v_o มีค่าจำกัด (finite) และค่า A_d มีค่าไม่จำกัด (infinite) ค่าของ v_d จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ ในทางปฏิบัติค่าของเอาต์พุทแรงดันทางไฟฟ้าของวงจรขยายสัญญาณทางไฟฟ้ามีค่าน้อยกว่า 10 โวลต์ (Volts) ค่าของ $v_1 \approx v_2$ เมื่อมีความต้านทานภายนอก R_1 และ R_2 สามารถที่จะเขียนได้ดังรูปที่ 16





(ข)

รูปที่ 16 แสดงวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าเชิงเส้นแบบกลับเฟส

- ก. แสดงวงจรไฟฟ้า
- ข. วงจรเสมือนทางไฟฟ้า

จากรูปจุดไม่กลับเฟส (noninverting terminal) ต่อลงจุดดิน (ground)

2.4.1 ค่าขยายแรงดันทางไฟฟ้าของวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าแบบกลับเฟส
(voltage gain of the inverting amplifier)

ถ้าวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าเป็นอุดมคติ ($i_d = 0$) ค่าของ $A_v = \frac{v_o}{v_i}$

และค่าของ $i_1 = i_2$ ดังนั้นค่าของ i_2 จากรูปจะได้

$$i_1 - \frac{v_1 + v_2}{R_1} = i_2 = -\frac{v_d - v_o}{R_2} \dots\dots(1)$$

เนื่องจาก $v_d = v_o/A_d$ แต่เนื่องจากเป็นวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าทางอุดมคติ ค่าของ v_d จึงให้เป็นศูนย์ จากสมการ (1) ดังรูปจะได้

$$\frac{v_i}{R_1} = -\frac{v_o}{R_2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่...ไว้สำหรับ $A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1}$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้... (2) ด้านการคำนวณ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของ R_1 และ R_2 จะเป็นตัวจำกัดค่าอัตราขยายสัญญาณไฟฟ้า ปกติจะให้มีย่านน้อยกว่า 50 และค่า R_2 มีค่าน้อยกว่า 100 กิโลโอห์ม

2.4.2 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าแบบกลับเฟส

(input impedance of the inverting amplifier)

ค่าของอินพุตอิมพีแดนซ์ r_i ซึ่งดูจากรูปที่ 16 ก. จะได้

$$r_i = \frac{v_i}{i_1} \dots\dots\dots(3)$$

จากรูปที่ 16 ข. เขียนเป็นลักษณะเทอซอโฟลต์เตจลอร์ (Kirchoff's Voltage Law)

$$v_i = R_1 i_1 - v_d \dots\dots\dots(4)$$

วงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าทางอุดมคติ $v_d = 0$

จาก (3) และ (4) จะได้ว่า $r_i \approx R_1$

ถ้าดูจากวงจรเสมือนสัญญาณทางไฟฟ้าจากรูปที่ 16 ข. จะได้อินพุตอิมพีแดนซ์ r_i

$$r_i = R_1 + (R_1 // R_F) \dots\dots\dots(5)$$

ขณะที่ $r_f = -v_d / i_2$ เขียนเทอซอโฟลต์เตจลอร์วนรอบ (loop) รวม

ทั้ง R_2 จะได้ว่า

$$-v_d = R_2 i_2 + R_O i_2 + A_d v_d \dots\dots\dots(6)$$

จากสมการ (6) จะได้ว่า $r_f = -\frac{v_d}{i_2} = \frac{R_2 + R_O}{1 + A_d}$

ในทางปฏิบัติ r_f R_1 และ r_f R_1 เพื่อที่ว่า r_i R_1 จากตัวอย่าง ถ้าให้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$R_2 = 10$ กิโลโห์ม $R_o = 100$ โหห์ม $R_1 = 100$ กิโลโห์ม และ

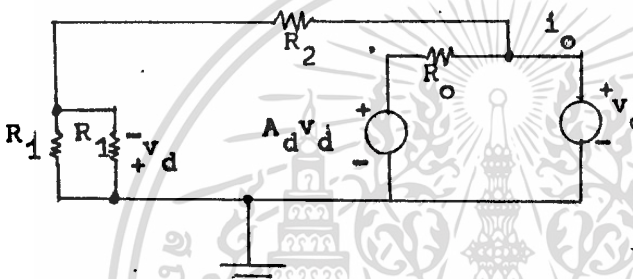
$A_d = 100,000$: แล้วจะได้ $r_f \approx 0.1$ โหห์ม

2.4.3 ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าแบบกลับเฟส

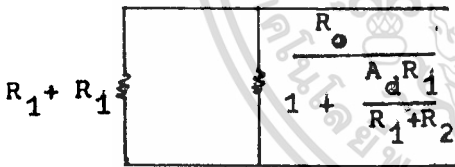
(output impedance of the inverting amplifier)

จากรูป 16 ก. ถ้าเราให้ค่า $v_1 = 0$ จะเขียนได้ดังรูป 17 ก. เพื่อที่จะ

หาค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรขยายสัญญาณทางไฟฟ้าแบบกลับเฟส



(ก)



(ข)

รูปที่ 17 แสดงเอาต์พุตอิมพีแดนซ์

ก. วงจรเสมือนสำหรับคำนวณ r_o

ข. ความต้านทานขนานกัน 2 อัน เพื่อที่จะหาค่าของ r_o

ค่าของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้า $r_o = \frac{v_o}{i_o}$ และกระแส i_o

ประกอบด้วยสองส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_o = \frac{v_o - A_d v_d}{R_o} + \frac{v_o}{R_1 + R_2} \dots\dots\dots(7)$$

สมมติให้ $R_1 \gg R_o$ จะได้ความสัมพันธ์คือ

$$-v_d = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_o \dots\dots\dots(8)$$

จาก (8) แทนใส่ (7) และหารด้วย v_o จะได้

$$\frac{1}{r_o} = \frac{i_o}{v_o} = \frac{1 + R_1 A_d / (R_1 + R_2)}{R_o} + \frac{1}{R_1 + R_2}$$

ค่าของอินพุตอิมพีแดนซ์ r_o ประกอบด้วยค่าของความต้านทาน 2 ตัว ต่อขนานกัน ตามรูปที่ 17 ข. ซึ่งค่าของ $R_1 + R_2 \gg R_o / [1 + A_d R_1 / (R_1 + R_2)]$ ดังนั้น

$$r_o \approx \frac{R_o}{1 + R_1 A_d / (R_1 + R_2)}$$

สำหรับวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าทางอ้อมคิตี A_d มีค่าไม่จำกัด ค่าของ $r_o = 0$

ตัวอย่าง วงจรขยายสัญญาณทางไฟฟ้า มีค่า $R_1 = 100$ กิโลโห์ม

$A_d = 1000,000$ และ $R_o = 100$ โห์ม ถ้า $R_1 = 1$ กิโลโห์ม และ

$R_2 = 50$ กิโลโห์ม ค่าพหุคูณค่า ก. A_v ข. r_i ค. r_o

ก. จาก $A_v = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{50 \text{ กิโลโห์ม}}{1 \text{ กิโลโห์ม}} = -50$

ข. ค่าของอินพุตอิมพีแดนซ์

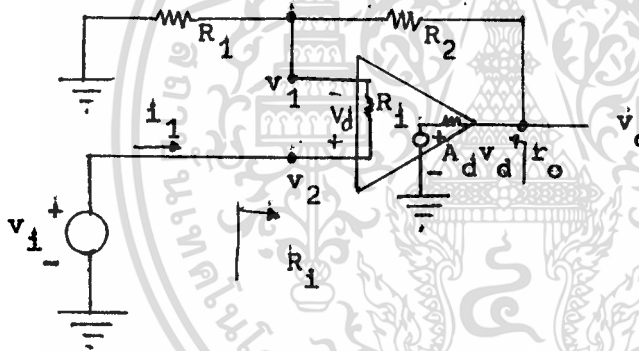
$$\begin{aligned} \text{จาก } r_i &= R_1 + \frac{R_2 + R_o}{1 + A_d} \\ &= 100 \text{ โห์ม} + \frac{50,000 \text{ โห์ม}}{1 + 100,000} \end{aligned}$$

ค. ค่าของอัตราที่หุทอมที่เดเนซ์

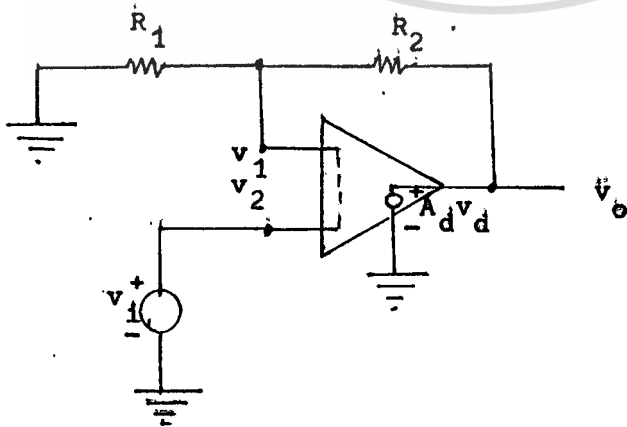
$$\begin{aligned} \text{จาก } t_o &= \frac{R_o}{1 + R_1 A_d / (R_1 + R_2)} \\ &= \frac{100}{1 + (10^3 \times 10^5) / 5.1 \times 10^4} \\ &= \frac{100}{2 \times 10^3} = 0.05 \end{aligned}$$

2.5 การขยายสัญญาณทางไฟฟ้าเชิงเส้นแบบไม่กลับเฟส

ซึ่งจะแสดงได้ดังรูป



(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 18 ไร่ วงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าเชิงเส้นแบบไม่กลับเฟสให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกและจำหน่ายหรือถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.1 อินพุทอิมพีแดนซ์

ค่าของอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรมหาสัญญาณไฟฟ้าแบบไม่กลับเฟส $r_{i1} = v_{i1}/i_{i1}$ เนื่องจาก $i_{i1} = v_d/R_1$ ซึ่งมีค่าน้อยมาก และ $i_{i1} = 0$ สำหรับวงจรมหาสัญญาณไฟฟ้าทางอุดมคติ ดังนั้น r_{i1} จึงมีค่ามาก.

$$i_{i1} = \frac{v_d}{R_1} \dots\dots\dots(9)$$

เนื่องจาก $v_d = \frac{v_o}{A_d}$ สมการ (9) จะกลายเป็น

$$i_{i1} = \frac{v_o}{A_d \cdot R_1} \dots\dots\dots(10)$$

จาก $v_o = (1 + \frac{R_2}{R_1})v_1$ (เทปลง (10))

จะได้ $i_{i1} = \frac{1 + R_2/R_1}{A_d R_1} \cdot v_1$

ดังนั้นอินพุทอิมพีแดนซ์ $r_{i1} = \frac{v_1}{i_{i1}} = \frac{A_d R_1}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$

ตัวอย่าง ถ้า $A_d = 10^5$, $R_1 = 100$ กิโลโห์ม, $R_2 = 10$ กิโลโห์ม และ $R_1 = 1$ กิโลโห์ม และจะได้ค่า $r_{i1} = 1$ จิกะโห์ม (10^9 โห์ม)

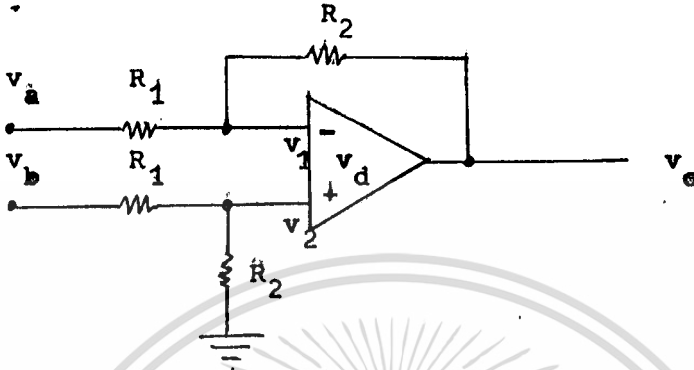
2.5.2 เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ (Output Impedance)

จะหาเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ จะต้องคิดวงจรความต้านทานไฟฟ้าทางเข้า

จะได้ $\frac{1}{r_o} = \frac{1 + R_1 A_d / (R_1 + R_2)}{R_o} + \frac{1}{R_1 + R_2}$

2.6 วงจรขยายสัญญาณทางไฟฟ้าแบบความแตกต่าง (The Difference Amplifier)

โคแอสแตงไวทังรูป



รูปที่ 19 วงจรขยายสัญญาณทางไฟฟ้าแบบความแตกต่าง

ค่าของความต่างศักย์ไฟฟ้าทางเอาต์พุตขึ้นกับค่าความแตกต่างศักย์ไฟฟ้าอินพุต

ของ v_a และ v_b และค่าของคอมมอนโมดโวลเทจ (Common-mode Voltage) = $\frac{v_a + v_b}{2}$

ค่าของความต่างศักย์ไฟฟ้าทางเอาต์พุต ซึ่งปราศจากความต้านทานภายนอกคือ

$$v_o = -A_d(v_2 - v_1) - A_o\left(\frac{v_2 + v_1}{2}\right) \dots\dots\dots(11)$$

จากรูปที่ 19 $v_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_b \dots\dots\dots(12)$

และ $v_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_a + \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o \dots\dots(13)$

แทนค่าสมการ (12) และ (13) ลงใน (1) จะได้

$$v_o = -A_d \frac{R_2}{R_1 + R_2} (v_b - v_a) + A_d \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o - \frac{A_o}{2} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o = \frac{-\frac{A_d R_2}{R_1 + R_2}(v_b - v_a) - \frac{A_a R_1}{R_1 + R_2}\left(\frac{v_b + v_a}{2}\right)}{1 - \frac{A_d R_1}{R_1 + R_2} + \frac{A_a R_1}{2(R_1 + R_2)}}$$

เนื่องจาก $A_d \gg A_a$ และ $A_d \gg 1 + \frac{R_2}{R_1}$

$$\therefore v_o = \frac{R_2}{R_1}(v_b - v_a) + \frac{A_a}{A_d}\left(\frac{v_b + v_a}{2}\right) \dots\dots\dots(14)$$

จากสมการ (14) โทรมแรกเป็นค่าความต่างศักย์ไฟฟ้าทางเอาต์พุต ซึ่งได้

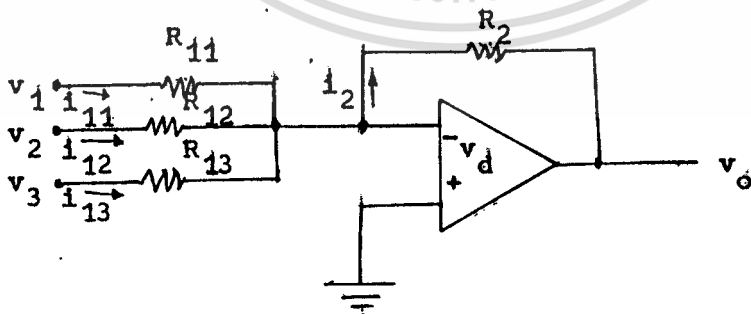
จากผลต่างของ $v_b - v_a$ กับค่านิยามขยายสัญญาณไฟฟ้าแบบกลับเฟส $\frac{R_2}{R_1}$ โทรมที่สอง

เป็นของคอมมอนโหมด $\frac{v_b + v_a}{2}$ และค่าคอมมอนโหมดรีเจกชันเรทีโอ (CMRR) = $\frac{A_a}{A_d}$

ซึ่งปกติ $A_d = 10^5$ ขณะที่ $A_a = 1$ ดังนั้นโทรมนี้สามารถจะตัดทิ้งได้

2.7 ผลรวมของคาสายสัญญาณไฟฟ้า (The Summing Amplifier)

แสดงไว้ดังรูป



รูปที่ 20 ผลรวมของคาสายสัญญาณไฟฟ้า

เนื่องจาก $i_{11} = \frac{v_1}{R_{11}}$ $i_{12} = \frac{v_2}{R_{12}}$ $i_{13} = \frac{v_3}{R_{13}}$

$$\text{และ } i_2 = -\frac{v_o}{R_2}$$

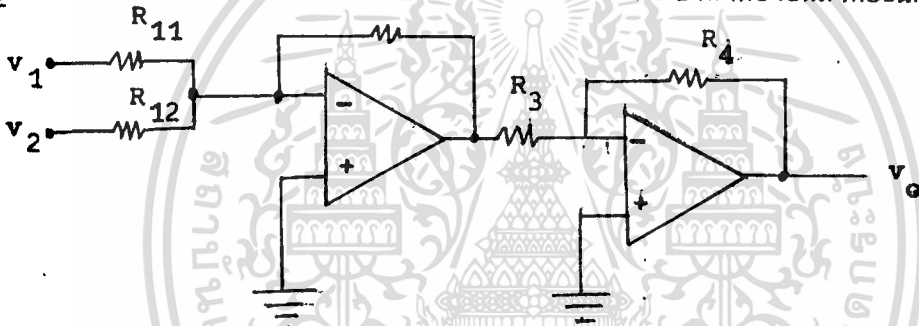
$$\therefore v_o = -\left(\frac{R_1}{R_{11}} \cdot v_1 + \frac{R_2}{R_{12}} \cdot v_2 + \frac{R_3}{R_{13}} \cdot v_3\right)$$

ตัวอย่าง จงออกแบบวงจรขยายสัญญาณทางไฟฟ้าทางค่านเอาท์พุท

$$v_o = 2v_1 + 5v_2$$

จะต้องใช้สองวงจรถ่ายสัญญาณทางไฟฟ้า อันหนึ่งเป็นผลรวมของ v_1 และ

v_2 และอีกอันหนึ่งเป็นการเปลี่ยนเครื่องหมายกลับเป็นบวก ซึ่งนำสองอันมาต่อชนกัน(cascade)



รูปที่ 21 แสดงถึงผลรวมวงจรถ่ายสัญญาณทางไฟฟ้าและการต่อชนกัน

จากวงจรเราเลือกให้ค่า $R_2 = R_3 = R_4 = 10$ กิโลโห์ม

$$v_3 = -\left(\frac{R_2}{R_{11}} v_1 + \frac{R_1}{R_{12}} v_2\right) = -\left(\frac{10}{R_{11}} \cdot v_1 + \frac{10}{R_{12}} \cdot v_2\right)$$

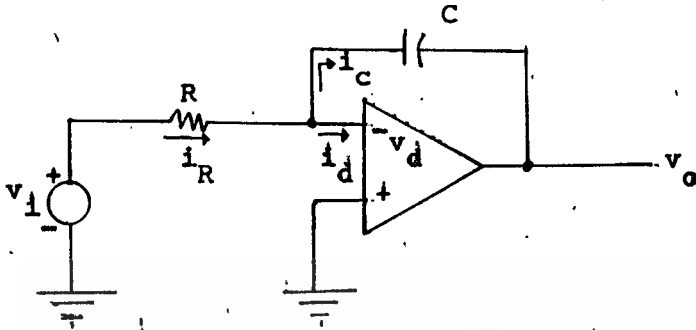
$$\text{และ } v_o = -\frac{R_4}{R_3} \cdot v_3 = -v_3 = \frac{10v_1}{R_{11}} + \frac{10v_2}{R_{12}} \dots\dots(15)$$

จากสมการ (15) จะเห็นได้ว่า ถ้าให้ $R_{11} = 5$ กิโลโห์ม และ $R_{12} = 2$ กิโลโห์ม ก็จะได้ $v_o = 2v_1 + 5v_2$

2.8 อินทิเกรเตอร์ (Integrator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารขยายสัญญาณทางไฟฟ้าสามารถที่จะสร้างแอกทีฟฟิลเตอร์ (active filter) ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างเช่น วงจรอินทิเกรเตอร์ ดังในรูป



รูปที่ 22 แสดงวงจรขยายอินทิเกรเตอร์

ค่าของโอเพนลูปโวลต์เทจขึ้นกับค่าอินทิเกรเตอร์ทางคานอินพุท

และจำกัดค่า

คอมมอนโหมดได้ เนื่องจาก A_d มีค่าสูง $\therefore v_d \approx i_d = 0$

$$i_R = \frac{v_i}{R} = i_c = -C \frac{dv_o}{dt}$$

$$\text{ดังนั้น } v_o = \frac{1}{Rc} \int v_i(\lambda) d\lambda$$

ตัวอย่าง ใช้วงจรขยายสัญญาณทางไฟฟ้าแบบผลรวมและอินทิเกรเตอร์เพื่อได้-

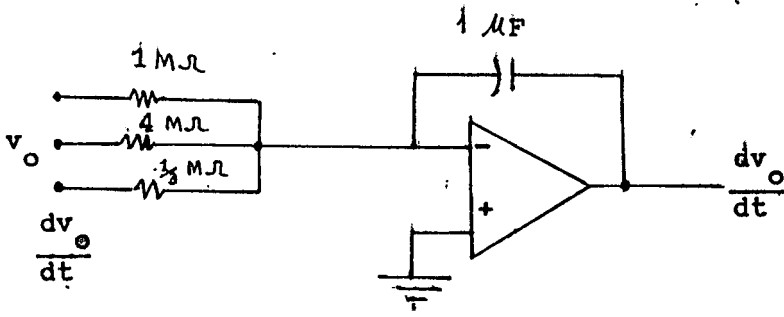
สมการ

$$\frac{d^2 v_o}{dt^2} + \frac{3dv_o}{dt} + \frac{v_o}{4} = v_{im} \cos \omega t$$

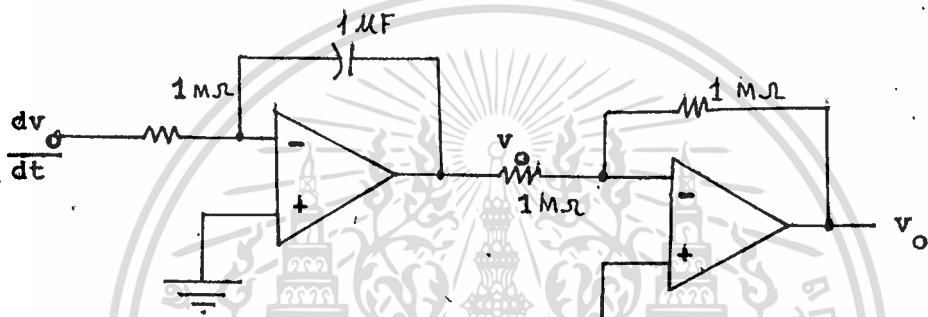
$$\frac{d^2 v_o}{dt^2} = v_{im} \cos \omega t - \frac{3dv_o}{dt} - \frac{v_o}{4}$$

$$\therefore \frac{dv_o}{dt} = - \int (-\frac{d^2 v_o}{d\lambda^2}) d\lambda = - \int (-v_{im} \cos \omega \lambda + \frac{3dv_o}{d} + \frac{v_o}{4}) d\lambda$$

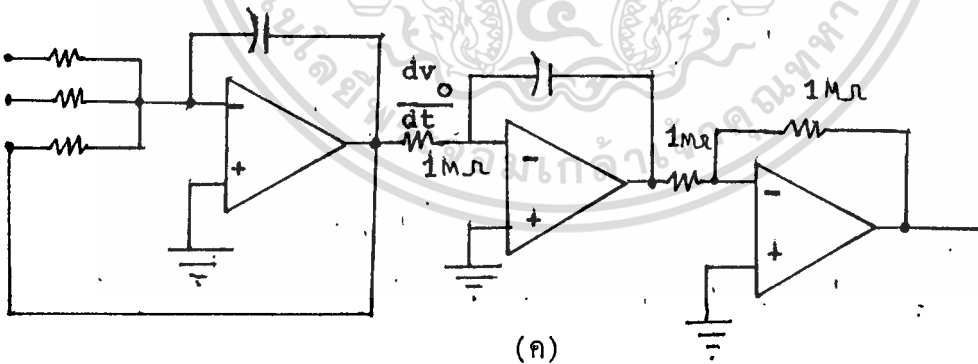
ซึ่งสมการได้แสดงไว้ดังรูป



(ก)



(ข)



(ค)

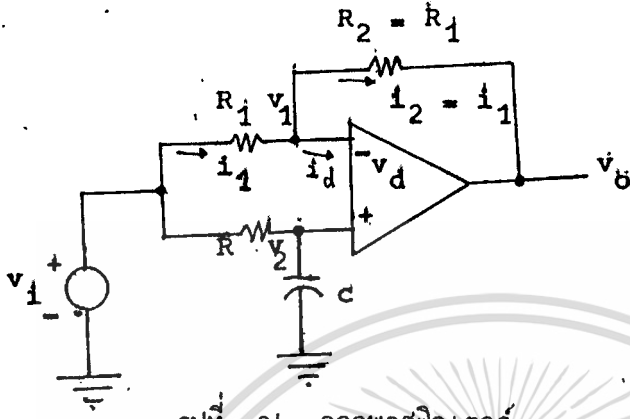
รูปที่ 23 แสดงถึงผลรวมและอินทิเกรเตอร์สัญญาณไฟฟ้า

- ก. แสดงการหาอนุพันธ์อันดับหนึ่ง (first deviative)
- ข. หาค่าอินทิกรัลของสัญญาณจากอนุพันธ์อันดับหนึ่ง
- ค. รวมกันครั้งสุดท้ายจากข้อ ก และข้อ ข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 ออลพาสฟิลเตอร์ (All - Pass Filter)

ไค้แสดงไว้ค้ังรูป



รูปที่ 24 ออลพาสฟิลเตอร์

ลักษณะของทรานเฟอร์ฟังก์ชัน (characterized by the transfer function

$$H(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = -1 \angle 2 \tan^{-1} \omega RC \dots\dots(16)$$

จะหาที่มาของสมการ (16)

$$\text{จาก } v_2(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} v_1(j\omega) \dots\dots(17)$$

สมมติว่า A_d มีค่าสูง $\therefore v_d \approx 0$ และ $i_d \approx 0 \therefore v_1(j\omega) = v_2(j\omega)$

$$I_1(j\omega) = \frac{v_1(j\omega) - v_2(j\omega)}{R_1} = \frac{v_2(j\omega) - v_o(j\omega)}{R_1} \dots\dots(18)$$

แทนค่า (18) ลง (17) และให้ $R_1 = R$

$$\begin{aligned} \therefore v_o(j\omega) &= 2v_2(j\omega) - v_1(j\omega) = \left(\frac{2}{1 + j\omega RC} - 1\right)v_1(j\omega) \\ &= \frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC} \cdot v_1(j\omega) \end{aligned}$$

$$\text{ค้ังน้ัน } H(j\omega) = \frac{v_o(j\omega)}{v_1(j\omega)} = -1 \angle 2 \tan^{-1} \omega RC$$

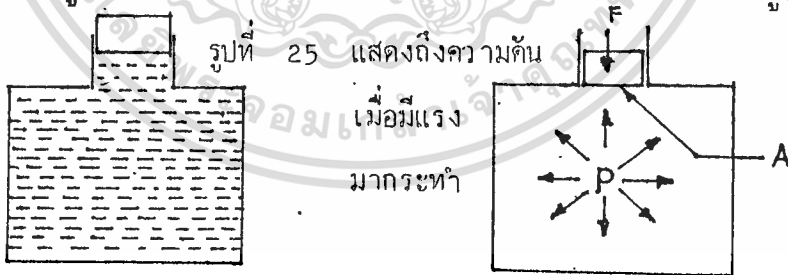
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10 ระบบแยกแถมนิคส์ (Mechanic System)

จากข้างต้นเป็นส่วนของระบบอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic System) ซึ่งเป็นส่วนทำให้งจรเสถียรขึ้น ส่วนของระบบแยกแถมนิคส์ซึ่งเป็นส่วนที่สำคัญของเครื่องซึ่งนำ-
หนักนี้ ต้องทำให้ลูกสูบมีแรงเสียดทานน้อยที่สุดเพื่อจะได้อายุแรงได้ดีที่สุดไม่สูญเสียเนื่องจาก
แรงเสียดทานมาก

2.10.1 วิวัฒนาการระบบไฮดรอลิกส์ (Development of Hydraulics)

คำว่าระบบไฮดรอลิกส์ (Hydraulics System) คือ ระบบการควบคุม
ของเหลวให้เป็นตัวส่งถ่ายกำลังงานผ่านท่อไปทำให้เกิดแรง และการเคลื่อนที่ เมื่อคริสต
ศตวรรษที่ 17 ความรู้ทางด้านระบบไฮดรอลิกส์ได้ถูกค้นพบขึ้นโดยชาวฝรั่งเศสชื่อ ปาสคาล
(Pascal) เขาได้ค้นพบว่า ถ้านำเอาน้ำบรรจุขวดไว้นั้นเต็มปิดด้วยจุกก๊อก แล้วออกแรง
กดที่จุกก๊อก จุกก๊อกจะไปดันน้ำให้เกิดแรงดัน แรงดันของน้ำจะไปกระทำกับผนังขวด เท่าๆ
กันทุกทิศทุกทาง ถ้าวางถังจุกก๊อกต่อไปเรื่อย ๆ โดยที่ไม่ยอมให้น้ำไหลผ่านจุกก๊อก น้ำใน
ขวดจะมีแรงดันสูงขึ้น จนกระทั่งขวดน้ำทนแรงดันไม่ได้ ขวดน้ำนั้นจะแตกตามรูป



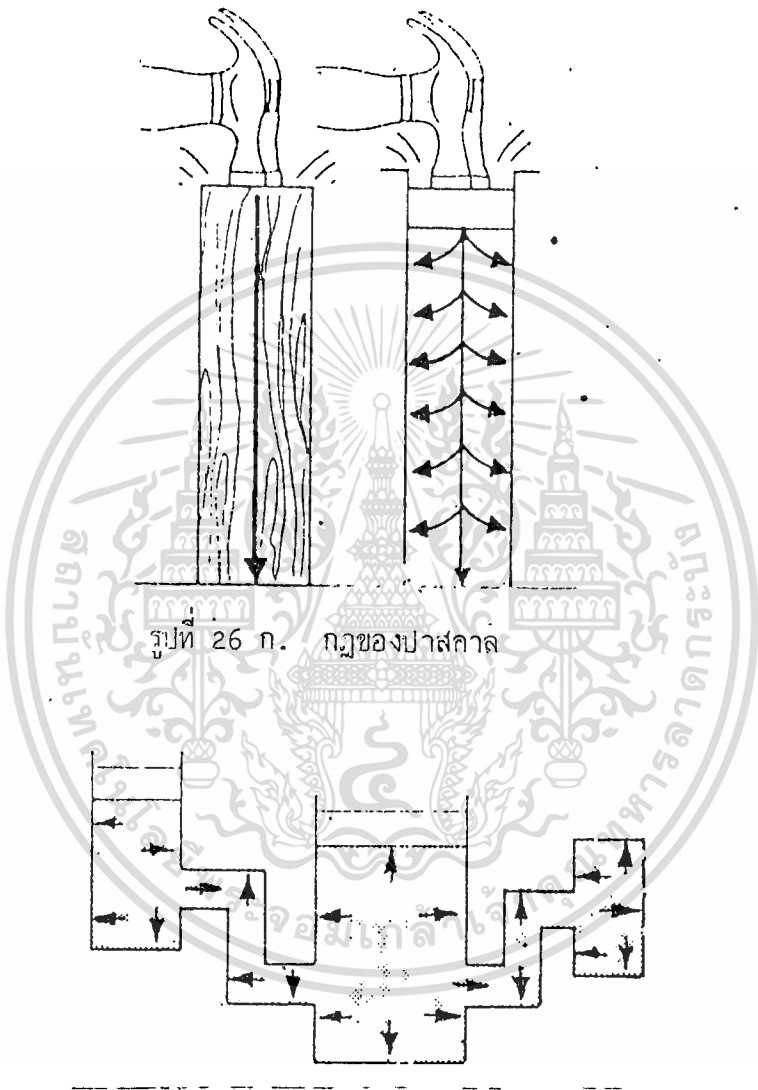
2.10.2 การแบ่งประเภทของระบบการส่งถ่ายพลังงาน แบ่งออกได้ 3 ประเภท

ใหญ่ ๆ คือ

- ก. ระบบทางกล (Mechanical System) ใช้เพลา ไข หรือ
เฟือง เป็นตัวส่งถ่ายพลังงานจากที่หนึ่งไปอีกที่หนึ่ง
- ข. ระบบไฟฟ้า (Electrical System) ใช้สายไฟ โดยอาศัย

2.10.3 กฎของปาสคาล

โดยความที่ผ่านมาแสดงให้เห็นของเหลวที่อยู่ในภาชนะเปิด เมื่อความดันของของเหลวถูกใช้ในที่จำกัด ความดันจะส่งออกไปในของเหลวเท่า ๆ กันทุกทิศทุกทาง ดังรูป



รูปที่ 26 ก. กฎของปาสคาล

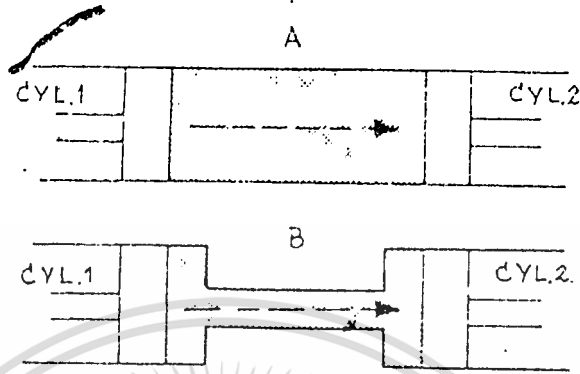
รูปที่ 26 ข. การส่งความดันในของเหลว

จากรูป ถ้าใช้ก้อนโลหะลงไปแทนไม้ แรงจะถูกส่งออกไปในลักษณะเป็นเส้นตรง แต่ถ้าก้อนโลหะลงไปบนของเหลว แรงจะถูกส่งออกไปทุกทิศทุกทางคล้ายกับความดันที่เกิดขึ้นในของเหลว ในรูปนี้ความดันจะแยกเท่า ๆ กันตลอดทั้งระบบ ในทำนองเดียวกันความดันของไฮดรอลิกส์ในท่อและภาชนะบรรจุจะมีแรงเท่ากันตลอดทุกทิศทุกทาง

2.10.4 การส่งถ่ายกำลังของของเหลวในระบบไฮดรอลิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้น้ำมันไฮดรอลิกส์ ไปกระทำกับงานตามจุดที่ต้องการ ซึ่งอยู่ไกลออกไป สามารถทำได้ ดังรูป

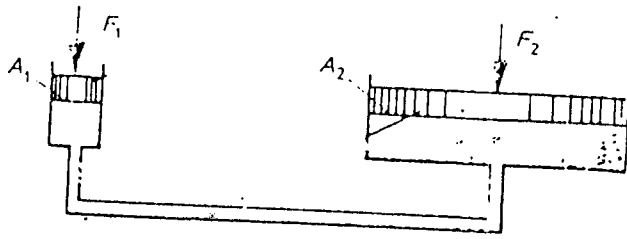


รูปที่ 27 การส่งของแรง

จากรูป ถ้ามีแรงมากกระทำกับกระบอกสูบ 1 มันจะส่งแรงผ่านของเหลวไปยังกระบอกสูบที่ 2 ตามกฎของปาสคาล ความดันจะกระทำกับของไหลที่อยู่ในที่จำกัดเท่ากันทุกจุด ดังนั้นความดันของของไหลที่กระบอกสูบ 1 จะเท่ากับความดันของของไหลที่กระบอกสูบ 2 ถ้าพื้นที่หน้าตัดของกระบอกสูบทั้งสองเท่ากัน แรงที่เกิดขึ้นที่กระบอกสูบ 2 จะเท่ากับแรงที่เกิดขึ้นที่กระบอกสูบ 1 (เมื่อไม่คิดแรงเสียดทาน)

ถ้าลดขนาดของท่อส่งน้ำมันให้มีขนาดเล็กลง โดยไม่เปลี่ยนแปลงขนาดของกระบอกสูบทั้งสองในสภาวะดังรูปที่ 27 แรงที่เกิดขึ้นระหว่างกระบอกสูบทั้งสองยังคงไม่เปลี่ยนแปลง เนื่องจากแรงที่ใส่ให้กับกระบอกสูบที่ 1 ส่งผ่านของเหลวไปยังกระบอกสูบที่ 2 โดยตรง บางครั้งอาจสูญเสียกำลังไปบ้าง เนื่องจากแรงเสียดทาน แต่ตอนนี้เราจะไม่คำนึงถึง -
เรื่องนี้

ในทำนองเดียวกันกระบอกสูบ 2 อัน ต่อถึงกันด้วยท่อ ดังรูป



รูปที่ 28 แสดงการหาแรงบนลูกสูบ

การคำนวณหาแรงบนลูกสูบ

กำหนดให้

$F_1 = 60$ นิวตัน

$A_1 = 2$ ตารางเซนติเมตร

$A_2 = 200$ ตารางเซนติเมตร

$F_2 = ?$

วิธีคำนวณ

$$\frac{F_1}{F_2} = \frac{A_1}{A_2}$$

$$\therefore F_2 = \frac{F_1}{A_1} \times A_2$$

$$F_2 = \frac{60 \times 200}{2}$$

$$F_2 = 6000 \text{ นิวตัน}$$

ถ้าแรง (F_1) 60 นิวตัน กระทำที่กระบอกสูบ 1 ซึ่งมีพื้นที่หน้าตัด 2

ตารางเซนติเมตร จะเกิดความดันในระบบไฮดรอลิกส์ (ภายในกระบอกสูบ 1) เท่ากับ 30

นิวตันต่อตารางเซนติเมตร และภายในกระบอกสูบ 2 มีพื้นที่หน้าตัด 200 ตารางเซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยืมได้เห็นว่าใช้ประโยชน์แล้ว

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงที่ได้จากกระบอกสูบ 2 จะเพิ่มขึ้นเท่ากับ 6000 นิวตัน

อย่างไรก็ตามถ้าป้อนแรงกลับกันคือ ป้อนแรง 6000 นิวตัน ที่กระบอกสูบ 2 แรง
ที่ไต่ที่กระบอกสูบ 1 จะลดลงเหลือ 60 นิวตัน

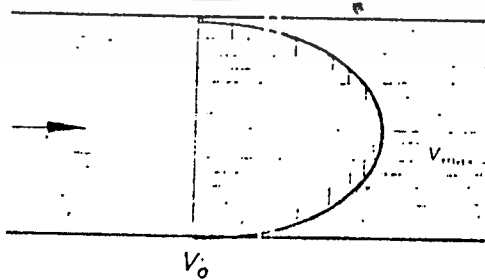
ในทำนองเดียวกัน ถ้าประบอกสูบ 1 เคลื่อนที่สูง 5 เซนติเมตร ปริมาณของ
น้ำมันที่ส่งไป = 5×2 เท่ากับ 10 ตารางเซนติเมตร แต่ถากกระบอกสูบ 2 มีพื้นที่
หน้าตัด = 200 ตารางเซนติเมตร กระบอกสูบ 2 จะเคลื่อนที่สูงเท่ากับ $\frac{1}{20}$ เซนติเมตร

ฉะนั้นความเร็วของกระบอกสูบ 2 = $\frac{1}{100}$ เท่าของความเร็วกระบอกสูบ 1

2.10.5 การเคลื่อนที่ของไหลภายในท่อ

2.10.4.6.1 การไหลของการไหล (streamline or laminar)

การส่งกำลังในระบบไฮดรอลิกส์ แนวความคิดของการไหลของของเหลวภายใน
ท่อเป็นแบบเส้นตรง เพราะว่าทุกส่วนของกระแสไหลเคลื่อนที่เป็นเส้นขนาน ดังรูป ระหว่าง
ที่เกิดการไหล ชั้นของของไหลจะไหลไปบนพื้นผิวของท่ออย่างช้า ๆ เพราะมีแรงเสียดทาน
ระหว่างของไหลกับผนังท่อ แต่ละชั้นของของไหลก็จะเลื่อนตามท่อ ๆ กันไปโดยมีแรงเสียดทาน
น้อยที่สุดจนกระทั่งของไหลในชั้นที่ใกล้กับศูนย์กลางไหลได้เร็วที่สุด



รูปที่ 29 แสดงกระแสการไหลของของเหลว

2.10.6 การไหลปั่นป่วน (Turbulent Flow)

ส. พของการไหลปั่นป่วนโดยทั่วไปเกิดจากการที่ของไหลไหลน้อยเกินไปกว่าค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10.7 ผลของความร้อนจากของเหลว

จากกฎเกณฑ์ทางกายภาพ ของเหลวจะขยายตัวเมื่อได้รับความร้อน น้ำมันไฮดรอลิกส์ไม่แตกต่างกันไปจากของเหลว เมื่อภาชนะที่บรรจุของเหลวปิดสนิท และให้ความร้อน จะทำให้ความดันในภาชนะนั้นสูงขึ้น ความดันนี้เป็นเหตุให้ภายในระบบถูกทำลาย ความร้อนทั้งหมดที่ทำให้น้ำมันไฮดรอลิกส์ระเหยออกไป จะทำให้ความดันสูงสุดที่ปั๊มสร้างขึ้นมาตกลงหรืออาจทำให้เกิดผลต่าง ๆ เช่น อาจทำให้ซีลรั่ว เพราะความหนักของน้ำมันลดลง ความร้อนทั้งหมดเป็นเหตุให้น้ำมันเสื่อมลง ฉะนั้นจะต้องหลีกเลี่ยงไม่ให้เกิดความร้อนในน้ำมัน ในระบบไฮดรอลิกส์ ถ้าไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ควรที่จะมีระบบหล่อเย็น

2.11 สเตรนเกจ (strain gage) หรือ ตัวรับรู้ความดัน (Pressure sensor)

ปัจจุบันอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ ได้เข้ามามีบทบาทสำคัญในงานด้านต่าง ๆ มากมาย ตั้งแต่ การขนส่ง การแพทย์ ตลอดจนงานควบคุมต่าง ๆ ในระบบอุตสาหกรรม ซึ่งในงานต่าง ๆ เหล่านี้ "ตัวรับรู้" (sensor) นับเป็นอุปกรณ์สำคัญ ที่จะช่วยให้ระบบรู้จักการเปลี่ยนแปลงต่าง ๆ ของสัญญาณที่ส่งเข้ามา และสภาวะแวดล้อมต่าง ๆ ของระบบ ทำให้การควบคุมสามารถกระทำได้ โดยผ่านทางตัวรับรู้เหล่านี้

ในบรรดาตัวรับรู้ต่าง ๆ ทางอิเล็กทรอนิกส์ ตัวรับรู้แรงดัน (Pressure Sensor) นับเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญมากตัวหนึ่ง ที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวาง เช่น ในกิจการแพทย์ และงานระบบควบคุมต่าง ๆ

2.11.1 Piezoresistive Effect

การพิจารณาผลของ Piezoresistance ของเนื้อสารกึ่งตัวนำเมื่อถูกกระทำด้วย แรงดัน (Stress) หรือ แรงเครียด (Strain) ทำให้โครงสร้างผลึกเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยในลักษณะที่ไม่สมมาตร ซึ่งเป็นผลทำให้ค่าช่องว่างพลังงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Energy gap) ระหว่าง แถววาเลนซ์ (Valence band) และ แถวความนำ (Conduction band) เกิดการเปลี่ยนแปลง ซึ่งเป็นผลทำให้อิเล็กตรอน หรือ โฮล มีความคล่องตัวของพาหะ (mobility) เปลี่ยนไป ดังนั้นค่าความต้านทานของเนื้อสาร จึงมีการเปลี่ยนแปลง ขึ้นอยู่กับแรงเค้น หรือ แรงเครียดที่มากระทำ

เมื่อพิจารณาความต้านทาน R ที่เกิดจากการแพร่สารเจือชนิดเอ็น (n-type impurity) ในเนื้อซิลิกอน ที่ถูกกระทำด้วยแรงในแนวขนาน $T_{||}$ และแรงในแนวตั้งฉาก T_{\perp} ดังแสดงในรูปที่ 1 ซึ่งทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน $\Delta R/R$ ตามทิศทางของกระแส I เป็นฟังก์ชันของ Orientation ของความต้านทานกับโครงสร้างผลึก (lattice) ของซิลิกอน เมื่อไม่พิจารณาขนาดรูปร่างของความต้านทานที่เปลี่ยนแปลง ดังนั้นฟังก์ชันของการเปลี่ยนแปลงความต้านทานสามารถกำหนดได้โดย

$$(\Delta R/R) = \pi T_{||} + \pi_{\perp} T_{\perp}$$

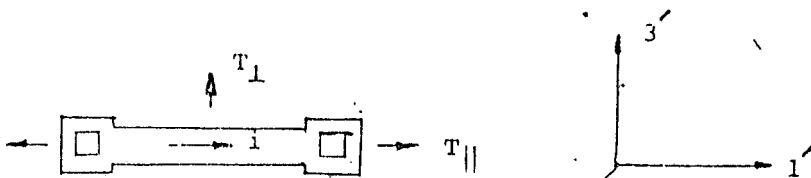
ซึ่ง $\pi_{||}$ และ π_{\perp} เป็นค่าสัมประสิทธิ์เพียโซรีซิสทีฟ (Piezoresistive coefficient) ในแนวขนานและแนวตั้งฉากกับความยาวของตัวความต้านทาน

ในผลึกของสารกึ่งตัวนำ ค่าของ Piezoresistive coefficient สามารถที่จะพิจารณาในรูปของ Matrix ที่ขึ้นอยู่กับองค์ประกอบของตัวแปร π_{11}

π_{12} และ π_{44} ซึ่งสามารถกำหนดได้ว่า

$$\pi_{||} = \pi_{11} - 2(\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44}) \left(\frac{1}{2} M_1^2 + \frac{1}{2} n_1^2 + M_1^2 n_1^2 \right)$$

$$\pi_{\perp} = \pi_{12} + (\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44}) \left(\frac{1}{2} l_1^2 + M_1^2 M_2^2 + n_1^2 n_2^2 \right)$$



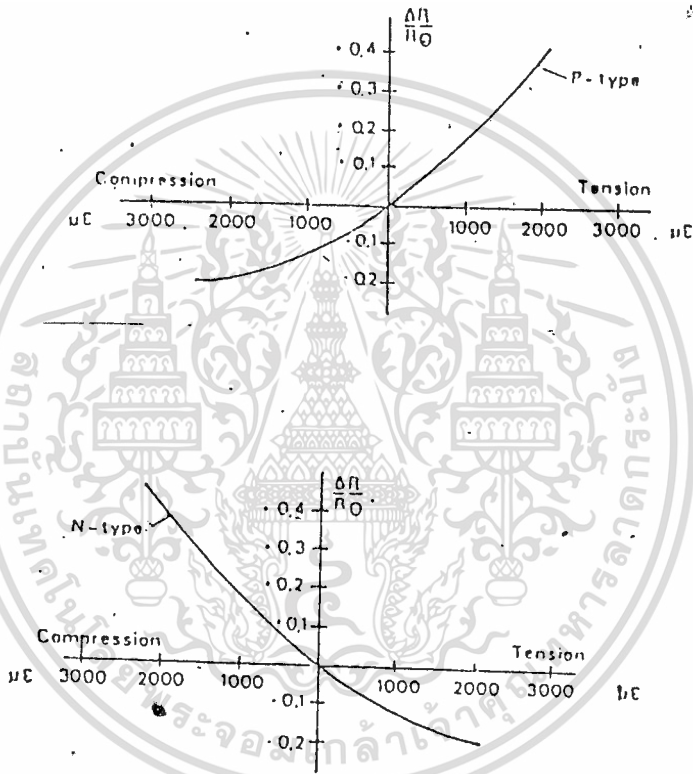
ในสมการ ค่า π_{11} , π_{12} , และ π_{44} เป็น ค่าสัมประสิทธิ์ piezoresistive ซึ่งขึ้นอยู่กับการจัดตัวของพันธะของอัญมณี และระดับสารเจือ สำหรับ $(l_1, m_1$ และ n_1 เป็นค่าทิศทาง cosine ของแกน 1 ในรูป ซึ่งจะแทนที่ด้วยแกนของผลึกได้ และค่า $(l_2, m_2$ และ n_2 เป็นค่าทิศทาง cosine ของแกน 2'

ในการพิจารณาเกี่ยวกับ Piezoresistive coefficient จะมีความไวขึ้นอยู่กับองค์ประกอบหลายอย่างรวมกัน เช่น ชนิดความนำ ระบาย (Orientation), อัญมณีและระดับสารเจือ สำหรับความต้านทานขั้วลิกอนท์ที่เกิดจากการแพร่สารเจือชนิด n หรือ p ค่า Piezoresistive coefficient จะขึ้นกับเทอม π_{11} หรือ π_{44} ดังแสดงไว้ในตารางที่ 2.1 ตารางที่ 2.1 แสดงค่าของ $\pi_{||}$ และ π_{\perp} ในเทอม π_{11} และ π_{44} สำหรับหลายทิศทางของผลึก

longitudinal direction	longitudinal coefficient		Transverse direction	Transverse coefficient	
	$\pi_{ }$ n-type	$\pi_{ }$ p-type		π_{\perp} n-type	π_{\perp} p-type
001	π_{11}	0	010	$-\pi_{11}/2$	0
001	π_{11}	0	110	$-\pi_{11}/2$	0
111	0	$2/3 \pi_{44}$	110	0	$-\pi_{44}/3$
111	0	$2/3 \pi_{44}$	112	0	$-\pi_{44}/3$
110	$\pi_{11}/4$	$\pi_{44}/2$	111	0	$-\pi_{44}/3$
110	$\pi_{11}/4$	$\pi_{44}/2$	001	$-\pi_{11}/2$	0
110	$\pi_{11}/4$	$\pi_{44}/2$	110	$\pi_{11}/4$	$-\pi_{44}/2$
110	$\pi_{11}/4$	$\pi_{44}/2$	112	$-\pi_{11}/4$	$-\pi_{44}/6$
112	$\pi_{11}/4$	$\pi_{44}/2$	110	$-\pi_{11}/4$	$-\pi_{44}/6$

Non-linearity

ความสัมพันธ์ระหว่าง การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน และ แรงดัน ของ Strain guage ในทางอุดมคตินั้นควรจะเป็น linear แต่ในทางปฏิบัตินี้พบว่าเกิดความไม่เป็น non-linear ขึ้น ดังจะแสดงให้เห็นในภาพต่อไปนี้



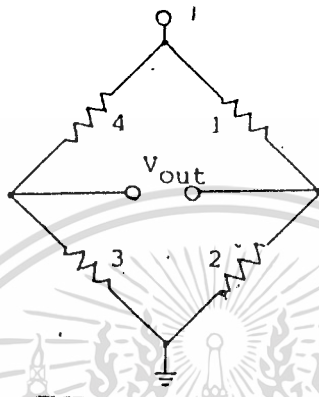
รูปที่ 30 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทาน และแรงดันของ Gauge ชนิด N และ P

การต่อ Strain guage แบบ wheatston bridge ก็เป็นวิธีหนึ่งที่จะชดเชยค่า non-linear ได้ ซึ่งรายละเอียดมีดังนี้

The Piezoresistive Bridge

เนื่องจากลักษณะของสเตรนเกจที่ทำจากสารกึ่งตัวนำ เป็นการเปลี่ยนแปลง

ค่าความต้านทาน ดังนั้นจึงสามารถนำเอาสเตรนเกจแบบอื่น ๆ ได้ สำหรับวงจรที่เรานำ
ที่นิยมใช้กันมากที่สุดกับสเตรนเกจ คือ วงจรวีทสโตนบริดจ์ (wheatstone Bridge) ดัง
แสดงในรูปที่



รูปที่ 31 แสดงการต่อ Piezoresistance แบบ Bridge

หลักการของ wheatstone Bridge คือ ถ้าอัตราส่วน $R_1/R_4 = R_2/R_3$
เป็นจริง แรงดันเอาต์พุต V เมื่อไม่มีโหลดจะมีค่าเท่ากับศูนย์ เรียกว่า บริดจ์สมดุล
(Bridge balance) แต่ถ้า R_1 , R_2 , R_3 หรือ R_4 ตัวใดตัวหนึ่งเปลี่ยนแปลง
ก็จะทำให้บริดจ์เสียสมดุล ซึ่งจะทำให้ ΔV ไม่เท่ากับศูนย์

ถ้าความต้านทานแบบ wheatstone Bridge ในรูปที่ 38 ซึ่งมีค่า
ความต้านทานเท่ากันหมด สร้างจากการเพชรสารเจือและไทเอทาน์ทูลโคโรนเป็นเชิงเส้น
เมื่อมีแรงกดกระทำที่ตัวความต้านทาน จะทำให้เกิดความเปลี่ยนแปลง ΔR ที่ความ
ต้านทานบริดจ์

เมื่อกำหนดให้ความต้านทาน R_2 และ R_4 ถูกกระทำด้วยแรงตามแนว
ความต้านทานจะได้อา

$$R_2 = R_4 = R + \Delta R_{||}$$

สำหรับความต้านทาน R_1 และ R_3 ถูกกระทำด้วยแรงดึงจากกับตัวความ
ต้านทาน จะได้ว่า

$$R_1 = R_3 = R + \Delta R_{\perp}$$

ในกรณีวงจรบริคถูกจ่ายไฟด้วยกระแสคงที่ แรงดันเอาท์พุทจะถูกกำหนด
โดย

$$V = 1/2 \cdot (\Delta R_{\perp} - \Delta R_{\parallel}) \quad \dots\dots\dots (A)$$

ในกรณีวงจรบริคถูกจ่ายไฟด้วยโวลเตจคงที่ V_{CC} แรงดันเอาท์พุทจะถูก
กำหนด โดย

$$V = V_{CC} \frac{(\Delta R_{\perp} - \Delta R_{\parallel})}{2R + \Delta R_{\perp} + \Delta R_{\parallel}} \quad \dots\dots\dots (B)$$

โดยปกติต้องการให้การเปลี่ยนแปลง ΔV แปรผันโดยตรงกับแรงที่กระทำ
แต่ในสมการ (A) และ (B) อาจเกิดความไม่เป็นเชิงเส้นได้ 2 ประการ คือ

ประการแรก ΔR_{\perp} และ ΔR_{\parallel} อาจจะเป็น Non - linearity
ฟังก์ชันของแรงที่กระทำ

ประการที่สอง อาจเกิดจากเทอม ΔR_{\perp} และ ΔR_{\parallel} ในส่วนของสมการ
(A) และ (B)

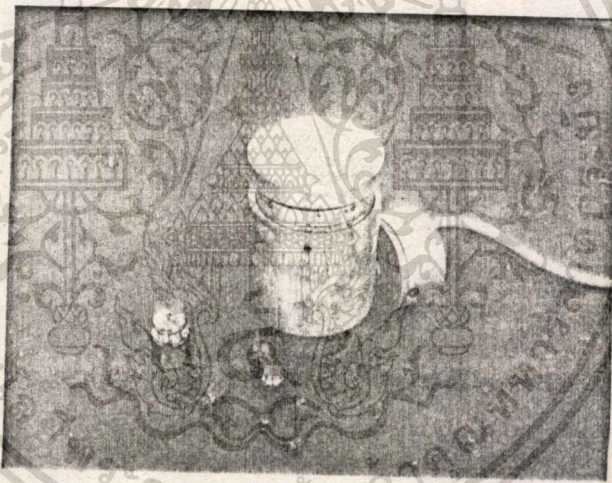
บทที่ 3

การคำนวณและสร้าง

ในเครื่องชั่งน้ำหนักแบบแสดงผลตัวเลขจะมีส่วนระบบเครื่องกล ซึ่งเป็นส่วน
รองรับน้ำหนัก และส่วนระบบทางคานาวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งพอจะสรุปการคำนวณ และสร้าง
ได้อย่างง่าย ซึ่งจะกล่าวต่อไป

3.1 การสร้างตัวรองรับน้ำหนัก

เครื่องที่ทำนี้ใช้รูปแบบการสร้างเป็นแท่นทรงกระบอก ดังรูปที่ 3.1

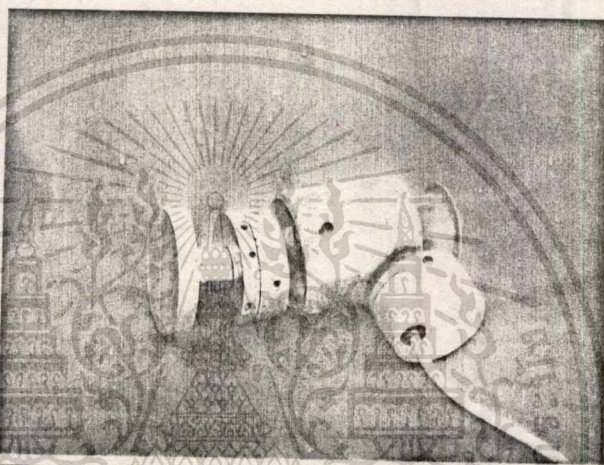
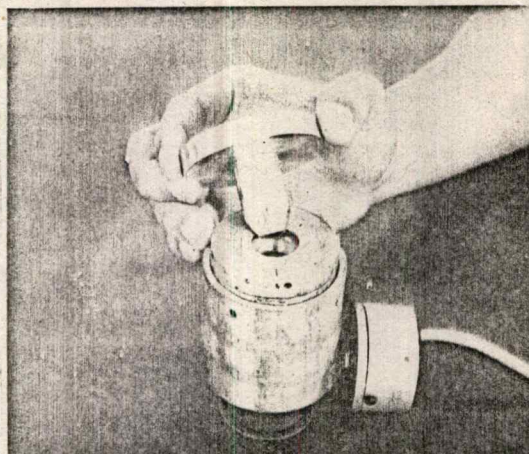
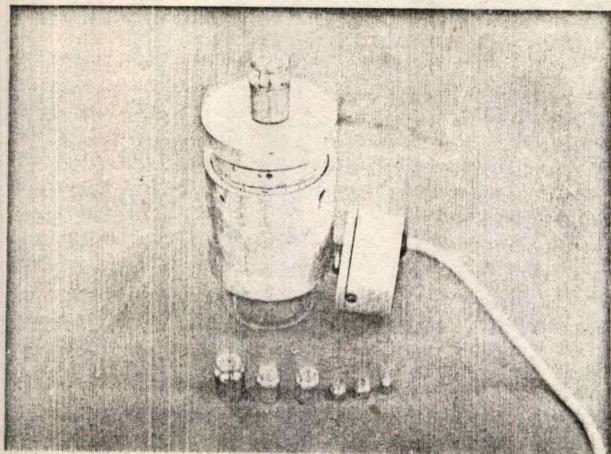


รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างภายนอกของตัวรองรับน้ำหนัก

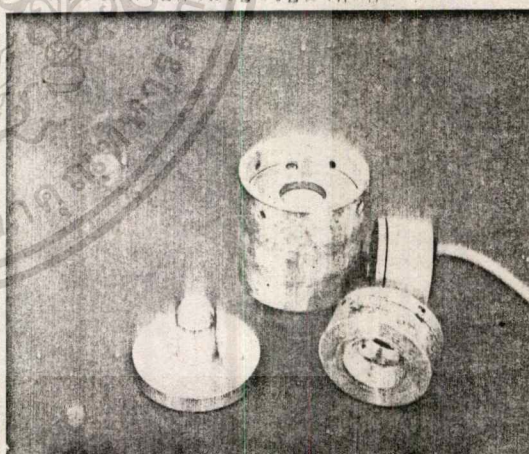
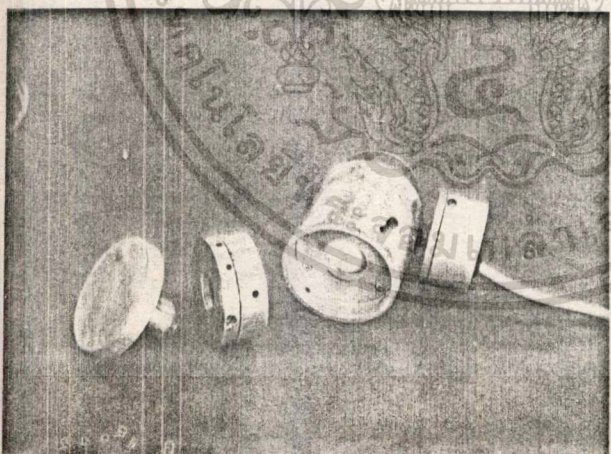
ซึ่งในการออกแบบที่รับน้ำหนักนี้ไม่สามารถรับน้ำหนักที่มีขนาดใหญ่ เพราะว่า
ที่รองรับน้ำหนักนี้มีพื้นที่หน้าตัดน้อย วัสดุที่ใช้ทำเป็นอลูมิเนียม เพราะมีน้ำหนักเบา ไม่เกิด
สนิมง่าย ซึ่งสองส่วนนี้จึงใช้อลูมิเนียม และยังมีข้อดีอีกว่าสามารถตัดง่าย กลึงเป็นวัสดุต่าง ๆ
ได้ง่ายกว่าเหล็ก หรือสแตนเลส (stainless) แต่ก็มีข้อเสีย มีราคาแพงเมื่อเทียบกับวัสดุ
บางต้องระวังมากจะทำให้เกิดการสูญเสียรูปทรงได้ง่าย และต้องอย่าให้ตกกับพื้น หรือโดนทุบ
กับวัสดุอื่นอย่างแรง ต่อมาคววัสดุที่อยู่ภายใน สามารถที่จะแยกได้ ดังรูปที่ 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๑๒ โครงสร้างต่าง ๆ ของระบบเครื่องกลในสวนรองรับน้ำฟ้า



การที่จะออกแบบลูกสูบจิ้งรูปเพื่อที่จะมิให้ปลายลูกสูบลมให้ชนกับผนังเสื้อสูบได้ เพราะจะเกิดแรงเสียดทานขึ้น และการถ่ายแรงได้ดียิ่งอย่างลูกโป่ง ส่วนที่เป็นแหวน จะทำหน้าที่ยึดตัวลูกสูบเอาไว้ มิให้เกิดการเคลื่อนที่ไปมาได้ ส่วนนี้ในการสร้างต้องระวังเรื่องแรงเสียดทานระหว่างผิววงแหวนกับลูกสูบ มิให้ค้ำหรือหลวมเกินไป เพราะว่าถ้าค้ำจะเกิดแรง

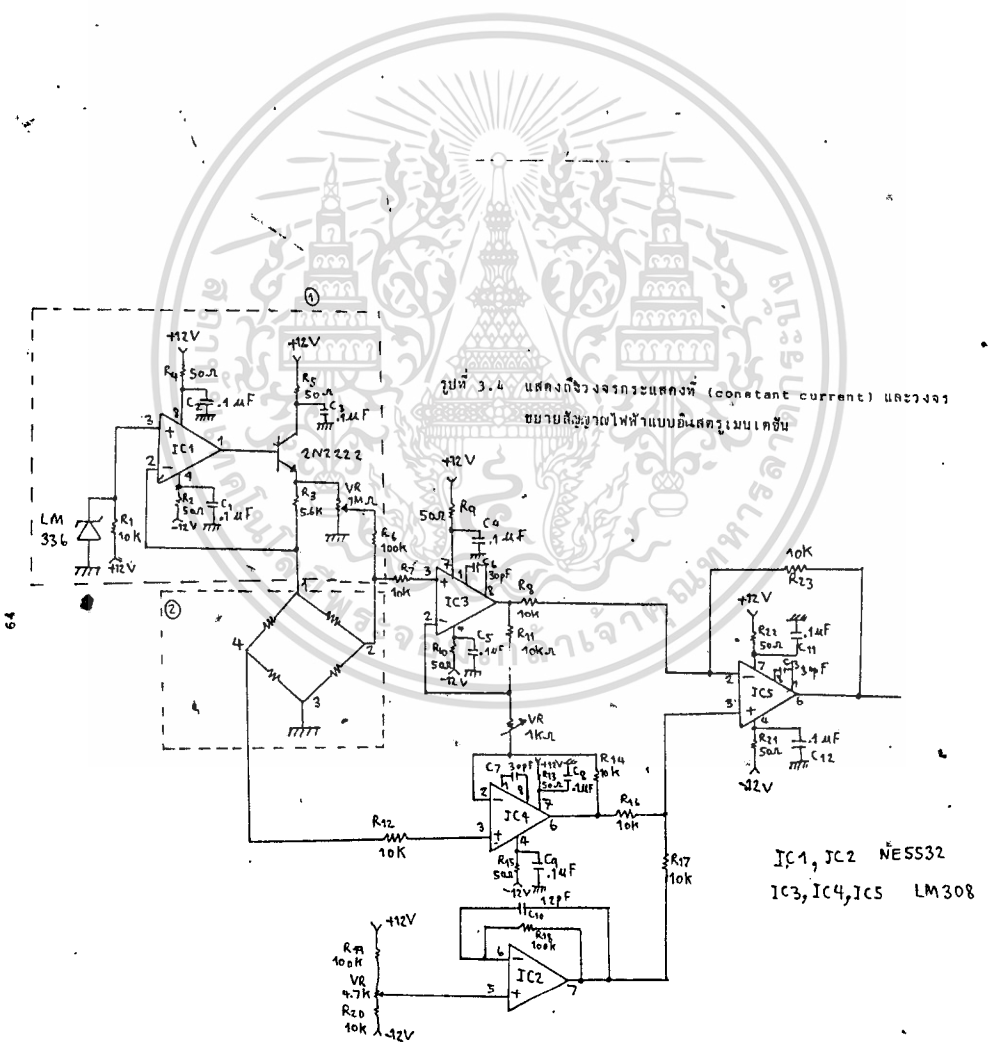
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสียดทาน ถ้าหลวมเกินไปจะเกิดการเคลื่อนที่ไปมาของลูกสูบ ส่วนแหวน และโอริง ทำหน้าที่ ป้องกันการรั่วของอากาศเข้าไปได้ และภายในกระบอกใช้ของเหลว เพราะว่ามี รับความรู้สึก และหน้าที่ได้ดีกว่าอากาศ ส่วนที่ต่อออกมาจากทรงกระบอกจะเป็นส่วนที่ไว้ chip (Mpx loop) ซึ่ง chip นี้ ได้ทำการแกะพลาสติกตรงกลางเพื่อจะได้เห็น รูตรงกลาง ทำให้ของเหลวจากตัวกระบอกสูบเขาไปยังใน chip ได้โดยตรง แต่ต้อง ระวังการแกะพลาสติกต้องให้ของเหลวผ่านรูตรงกลางได้ ค่าที่ได้จึงจะถูกต้อง โครงสร้าง ของ chip ที่อยู่ภายใน เป็นไปได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 โครงสร้างที่ประกอบด้วย 4 ตัว อยู่ใน chip

จากรูปสายที่ใช้ต่อกับ chip ออกมาจะยังไปส่วนที่เป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งวงจรจะเป็นดังรูปที่ 3.4

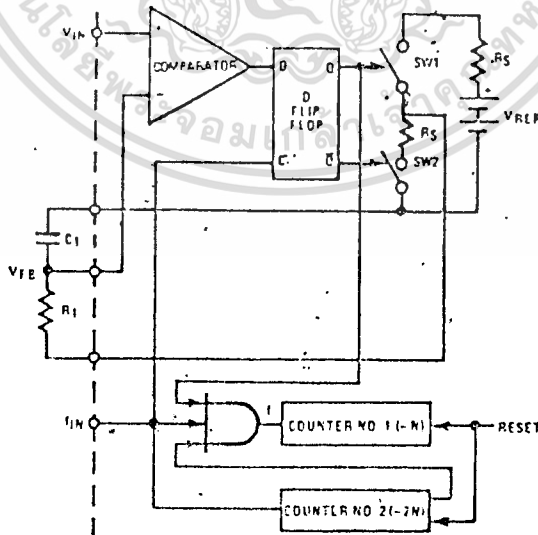


3.2 ส่วนทางด้านวงจรกระแสคงที่และวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าแบบอินสตรูเมนเตชัน

จากรูป 3.4 ส่วนที่ 1 เป็นวงจรกระแสคงที่ เมื่อป้อนกระแสคงที่เข้าไปยังตัวสเตรนเกจ ซึ่งแสดงด้วยส่วนที่ 2 จะทำให้เกิดโวลเตจออกมา ระหว่างขา 2-4 ของสเตรนเกจ ซึ่งขาโวลเตจที่ออกมานี้จะแปรกับค่า R ที่อยู่ภายในตัวสเตรนเกจ และค่า R ที่เปลี่ยนไป เกิดจากเมื่อให้ความดันเข้าไป ตัวสเตรนเกจ ค่าของเอาต์พุตโวลเตจที่ออกมาจากขา 2-4 ซึ่งมีค่าน้อยมาก (ระดับ 0-20 มิลลิโวลต์) จากนั้นจึงเข้าไปยังส่วนวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งทำให้สัญญาณเอาต์พุตโวลเตจออกมาจากวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้า มีค่าเป็นระดับโวลต์ จากวงจร ขา 1-8 ของ LM 303 ไล่ไป เพื่อกันฮิสเทซิสที่ความถี่สูงได้ที่ขา 4 และ ขา 7 ของ LM 303 จะมี R และ C ต่อเอาไว้เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวน (noise) ค่าของ V_R 1 กิโลโอห์ม เป็นตัวปรับอัตราขยาย (gain) ของวงจร ส่วนค่า V_R 4.7 กิโลโอห์ม เป็นตัวปรับศูนย์ (adjust zero) ค่าของ $R_3, R_{16}, R_{17}, R_{23}$ ควรจะมีค่าเท่ากัน เพราะจะทำให้ค่าคอมมอนโหมดเท่ากับศูนย์ จากค่าที่ได้จากวงจรขยายนี้จะเข้าไปยังส่วนแสดงผลแรงดันไฟฟ้าด้วยตัวเลข

3.3 ส่วนวัดแรงดันไฟฟ้าแบบตัวเลข (DIGITAL VOLTMETER)

ส่วนแสดงผลใช้ ไอซี (IC) ADD 3701 ซึ่งเป็นไอซีแปลงจากอนาล็อกไปเป็นดิจิทัล แสดงผลออกมาเป็นเซเวนเซกเมนต์ดิสเพลย์ (7-segment display) ในลักษณะมัลติเพล็กซ์ (Multiplex) $3\frac{3}{4}$ หลัก (หลักสูงสุดแสดงได้ถึงเลข 3) ใช้ไฟเลี้ยง 5v ถ้าแยกไฟเลี้ยงจะสามารถแสดงผลได้ทั้ง + และ - โดยอัตโนมัติทางขา SIGN (ขา 1c) ทำงานโดยการนำความถี่ภายในตัวไอซีโดยต่อตัวเก็บประจุ และตัวความต้านทาน หรือป้อนความถี่จากภายนอก เมื่อแสดงผลเกินค่าที่แสดงได้จะแสดงผลออกเซเวนเซกเมนต์เป็น OFL และแสดงออกทางขา OFLO (ขา 7 ด้วย) ขา START CONVERSION (ขา 9) เมื่อต่อลง ground จะทำให้ดิสเพลย์ แลชท์ (Display latch) ไม่รับค่าจากเคาน์เตอร์ (counter) จะแสดงค่าเดิมจนกว่าขา 9 จะมีลักษณะสูง และหลักสูงสุดเมื่อเป็นศูนย์จะแสดงออกในลักษณะเป็นตัวว่าง (Blank)



$$V_{IN} = V_{FB} = V_{REF} \times (\text{duty cycle})$$

$$f = (\text{duty cycle}) \times f_{IN}$$

$$\text{Count in Counter No. 1} = \frac{f}{f_{IN}/N} = \frac{(\text{duty cycle}) \times f_{IN}}{f_{IN}/N} = \frac{V_{IN}}{V_{REF}} \times N$$

มีค่าเป็น V_{REF} หรือ $0V$ ขึ้นอยู่กับสถานะของ D flip-flop

ถ้า Q เป็นสถานะสูง (High state) $V_{out} = V_{REF}$

ถ้า Q เป็นสถานะต่ำ (Low state) $V_{out} = 0V$

ซึ่ง V_{out} นี้จะถูกป้อนให้ โททาฟิเตอร์ (Low Pass Filter) ที่ประกอบด้วย R_1 และ C_1 เอาท์พุทของฟิลเตอร์ คือ V_{FB} จะต่อเข้ากับขาลบของตัวเปรียบเทียบ

(negative input of comparator) ซึ่งจะเปรียบเทียบกับแรงดันอนุาล็อก

ที่ต้องการวัด (V_{in}) เอาท์พุทของตัวเปรียบเทียบจะส่งผ่านไปยัง Q ซึ่งจะเปลี่ยนสถานะ

ที่ขอบบวกของสัญญาณนาฬิกา (positive edge ของ clock) ซึ่งการทำงานที่ผ่านมา

จะเป็นลูป (Loop) ที่เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) ซึ่งมี duty cycle

(cycle) สัมพันธ์กับแรงดันอนุาล็อก อินพุท (V_{in}) เช่น ถ้าแรงดันอินพุทเท่ากับ $0.5V$

เอาท์พุท Q ของ D flip flop มีสถานะสูง ดังนั้น $V_{out} = V_{REF} (2.000V)$

และ V_{FB} จะถูกชาร์จ (charge) ด้วย $2.000V$ ภายคาบเวลา (time constant)

R_1C_1 จนกระทั่ง V_{FB} เกิน $0.5V$ เอาท์พุทของตัวเปรียบเทียบ จะเปลี่ยน

สถานะไปเป็นสถานะต่ำ และ Q จะเปลี่ยนเป็นสถานะต่ำที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกา

(clock rising edge) ลุกต่อมา ทำให้ V_{out} เปลี่ยนเป็น $0V$ ในจังหวะนี้

V_{FB} จะเริ่มดีสชาร์จ (discharge) ลงสู่ $0V$ ภายคาบเวลา R_1C_1 เมื่อ V_{FB}

มีค่าน้อยกว่า $0.5V$ ตัวเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็นสถานะสูง และ Q เป็นสถานะสูงที่

ขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกา ลุกต่อมา ในการทำงานทำให้ V_{out} จะเป็นสแคว เวฟ พัลส์

(Square wave Pulse) ซึ่งมีขนาดเท่ากับ V_{REF} และช่วงลบเท่ากับ $0V$

$$V_{out} = V_{REF} \cdot \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = V_{REF}(\text{duty cycle})$$

เนื่องจากระบบนี้ V_{FB} พยายามเท่ากับ

$$V_{in} = V_{REF}(\text{duty cycle})$$

$$\frac{V_{in}}{V_{REF}} = (\text{duty cycle})$$

duty cycle จะ AND กับ f_{in} ได้ความถี่ f

$$f = (\text{duty cycle})(\text{clock})$$

ความถี่ f จะถูกนับโดยตัวเคาน์เตอร์ (counter) no. 1 ภายตามเวลาที่กำหนดโดย เคาน์เตอร์ No. 2 จะได้เป็น

$$\begin{aligned} \text{ค่าของเคาน์เตอร์} &= \frac{f}{(\text{clock})N} = \frac{(\text{duty cycle})(\text{clock})}{(\text{clock})/N} \\ &= N \times \frac{V_{in}}{V_{REF}} \quad N = 4000 \end{aligned}$$

ในการออกแบบใช้งาน ADD 3701 สิ่งสำคัญที่ควรพิจารณาคือ

1. ถัดจากทรานซิสเตอร์ในแหล่งจ่ายไฟ ซึ่งเกิดขึ้นตามสายของ V_{CC} และ ground เนื่องจากการใช้แหล่งจ่ายไฟตัวเดียว และค่ากระแสเปลี่ยนแปลงขึ้นลง (Switching) ในระดับ 300 mA เพื่อลดปัญหานี้จะใช้เทคนิคในการวางหลายวงจรถัด โดยการกระจายสาย V_{CC} และ ground อย่างเหมาะสม เพื่อแยกส่วนดีจิตอล และอนาล็อกออกจากกัน รวมทั้งไม่ให้มีกระแสสูง ๆ ไหลใน V_{CC} และ ground ของส่วนอนาล็อก ตามรูปที่ จะใช้วิธี ground รวมทั้งจุดเดียว และ V_{CC} รวมจุดเดียว และสายไฟจะรวมจุดเดียวกันโดยมีขนาดที่เหมาะสมเพื่อไม่ให้มี-

แรงดันตกคร่อมที่สาย

2. การป้องกันสัญญาณรบกวนเนื่องจากการ switching ภายใน ADD 3701 ซึ่งทำให้เกิดปัญหา jiffer จึงควรออกแบบแหล่งจ่ายที่มีผลตอบสนองความถี่สูงได้ ส่วนการเพิ่มวงจรกรองจะทำให้เกิด jitter เพิ่มขึ้น แทนที่จะลด

3. การใช้ตัวเก็บประจุของขา V_{FB} (ขา 14) และ V_{FLT} (ขา 11) การใช้ชนิดที่มีการรั่วต่ำ (low leakage) เพื่อป้องกันค่าความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนกลับมา เพื่อที่จะทำให้การวัดได้ถูกต้อง

4. ค่าความต้านทาน $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ ควรเท่ากับ R_3 ตามรูป เนื่องจาก V_{REF} จะมีความต้านทานภายในประมาณ $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ ดังนั้นเสมือน กับมีค่า R Filter เพิ่มมา ดังนั้น R_3 จึงมาชดเชย เมื่อ ADD 3701 ตัด V_{REF} ออกไป

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การทดลอง

4.1.1 การห่าน้ำหนักที่ต้องการจะชั่งออกมาซึ่ง 7-segment display)

เอาน้ำหนักวางลงบนลูกสูบให้วางอยู่ตรงกลาง แต่ก่อนที่จะชั่งน้ำหนักต้องวาง
ค่าแต่งให้ลูกสูบอยู่ในลักษณะสมดุลก่อน ค่าน้ำหนักที่ชั่งได้จะออกมาซึ่งส่วน 7-segment
display ซึ่งแสดงด้วย $3\frac{3}{4}$ หลัก ค่าที่ออกมาจะมีหน่วยเป็นกรัม (gram) เพื่อคุณค่าที่วัด
กับค่ามาตรฐานที่ชั่งว่าใกล้เคียงกันเพียงใด

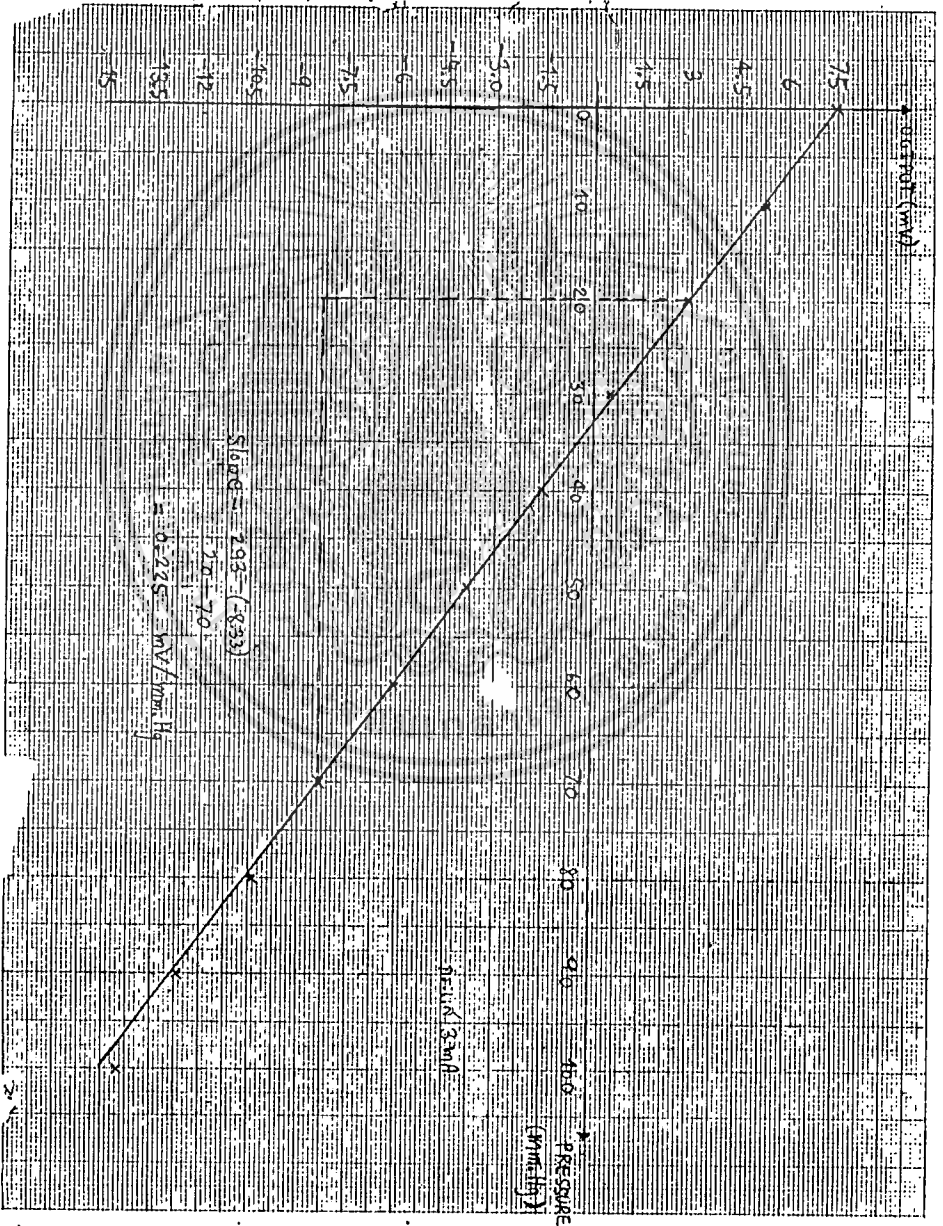
4.1.2 การห่าน้ำหนักที่ต้องการจะชั่งออกมาซึ่ง strain gage

การทดลองคล้ายกับข้อ 4.1.1 เพียงแต่ว่าค่าที่ออกมาจะไม่เข้าวงจรขยาย -
สัญญาณไฟฟ้า วัดค่าที่ออกมาลงบนกระดาษกราฟ เพื่อหาค่าน้ำหนักที่ต้องการชั่งกับโวลเตจมี
ความสัมพันธ์กันเป็นเชิงเส้นหรือไม่

4.2 ผลการทดลอง

4.2.1 การวัดออกมาจาก strain gage

แสดงโคตังกราฟ



4.2.2 ผลการทดสอบจากเครื่องชั่งน้ำหนักแบบแสดงผลแบบตัวเลข

ครั้งที่ 1

ลำดับที่	น้ำหนักมาตรฐาน(กรัม)	น้ำหนักจากเครื่องชั่งแบบตัวเลข(กรัม)	ค่าผิดพลาด
1	10	9.2	8%
2	30	29.4	2%
3	50	48.1	3.8%
4	100	101.28	1.28%
5	150	138.25	7.83%
6	170	151.82	11.28%
7	200	210.25	5.125%
8	220	230.50	4.77%
9	240	232.44	3.15%
10	250	240.82	3.67%

ครั้งที่ 2

ลำดับที่	น้ำหนักมาตรฐาน(กรัม)	น้ำหนักจากเครื่องชั่งแบบตัวเลข(กรัม)	ค่าผิดพลาด
1	10	9.97	0.3%
2	20	19.18	4.1%
3	70	60.67	13.3%
4	100	103.79	3.79%
5	120	113.59	5.34%
6	150	142.16	5.23%
7	160	149.49	6.56%
8	200	195.38	2.31%
9	250	237.50	5%
10	270	264.57	2.01%

หมายเหตุ

ค่าที่วัดออกมาจากวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าอินสตรูเมนต์ชั้นเข้าไปยังดิจิทัลมัลติมิเตอร์ของเครื่องวัด ซึ่งวัดส่วนที่เป็นดิจิทัลโวลทมิเตอร์

บทวิจารณ์และสรุป

จากการทดลอง และทดสอบเครื่องซึ่งน้ำหนักแบบแสดงผลเป็นตัวเลขที่พามา
แสดงให้เห็นถึงความผิดพลาดในการวัดบางประการ หอที่จะสรุปเป็นข้อ ๆ ได้ดังนี้

1. วัสดุ หรือ สิ่งของที่จะวางบนแท่นทรงกระบอกที่จะวัดจะต้องวางตรงกลาง
ให้สมดุลบนลูกสูบ ไม่ให้ลูกสูบไปถูกผนังของเสื้อสูบ มิฉะนั้นน้ำหนักที่วัดจะ
คลาดเคลื่อนไป เนื่องจากการเกิดแรงเสียดทานขึ้น
2. การผิดพลาดกับระบบเครื่องกลไกแก่ ลูกสูบ กระจกสูบ ตลอดจนแหวน
และการซีลด์ โดยเฉพาะที่สำคัญคือ ลูกสูบ และ เสื้อสูบ คือถ้าให้ลูกสูบ
และเสื้อสูบมีความแน่นมากก็จะทำให้เกิดแรงเสียดทาน แต่ถ้าหลวมไป
นิดหน่อยก็อาจเกิดการคลอนไปได้
3. ของเหลวที่ใส่ไปไม่ควรจะไปกักขังลูกโป่งให้ลึกลงไป หรือ เกิดการ
ขยายตัวของลูกโป่งออกไปได้ และของเหลวไม่ควรทำปฏิกิริยากับ chip
(strain gage) ที่ใช้ มิฉะนั้นก็จะทำให้การวัดน้ำหนักมีค่าผิดพลาด
ไปได้
4. แรงที่กดบนลูกสูบครั้งแรกจะมีค่าอยู่ค่าหนึ่ง แต่เมื่อยกขึ้นแล้วซึ่งไปใหม่ ทำ
ให้เกิดค่าใหม่ขึ้นมาได้ ซึ่งอาจเกิดจากขางลูกโป่งยังคืนตัวไม่ได้ ซึ่งต้อง
ทิ้งไว้สักเวลาหนึ่งแล้วซึ่งน้ำหนักใหม่ค่าจึงจะใกล้เคียงกับค่าเดิมมาก และ
กรณีวัตถุที่เคลื่อนที่ไค้ค่าที่ไค้ก็จะเปลี่ยนไปได้
5. เราพบว่าเมื่อมีสิ่งของวางลงไปจะมีน้ำหนักอยู่ค่าหนึ่ง แล้ววางน้ำหนักมีค่า
ค่าหนึ่งวางลงไป แล้วยกขึ้นมาจะได้ค่าน้ำหนักไม่เท่าเดิม เมื่อมีสิ่งของ

วางลงไปครั้งแรก ซึ่งนี้อาจเกิดจากระบบเครื่องกล หรือ ความคืบตัวของ ลูกโป่ง

6. อาจสรุปได้ว่าข้อผิดพลาดส่วนใหญ่มาจากระบบเครื่องกล ผู้จัดทำพยายามแก้ไขให้ดีที่สุด เพราะปัญหาทางด้านเครื่องกลนั้นแก้ไขได้ลำบากกว่าด้านอิเล็กทรอนิกส์มาก ซึ่งจะแก้ไขต้องใช้ลงทุนที่สูงในการทำสิ่งใหม่ขึ้นมาแทน แต่ทว่าส่วนเครื่องกลก็เป็นส่วนสำคัญมากของการสร้างเครื่องนี้จำเป็นต้องทำให้สำเร็จ ถึงแม้ว่าราคาจะแพงมาก
7. การแก้ไขระบบเครื่องกลจะให้ใช้ได้ดีที่เกี่ยวต้องใช้เวลามาก เพราะอุปกรณ์ที่ใช้ทำเครื่องมือที่ทำยังละเอียดไม่พอ ทำให้การทำเครื่องกลยังไม่ดีพอ สำหรับระบบอิเล็กทรอนิกส์ความผิดพลาดจะมีน้อยกว่าระบบเครื่องกล ซึ่งเราสามารถแก้ไขได้ง่ายกว่า

ADD3701 3 $\frac{3}{4}$ Digit DVM with Multiplexed 7-Segment Output

General Description

The ADD3701 (MM74C936-1) monolithic DVM circuit is manufactured using standard complementary MOS (CMOS) technology. A pulse modulation analog-to-digital conversion technique is used and requires no external precision components. In addition, this technique allows the use of a reference voltage that is the same polarity as the input voltage.

One 5V (TTL) power supply is required. Operating with an isolated supply allows the conversion of positive as well as negative voltages. The sign of the input voltage is automatically determined and output on the sign pin. If the power supply is not isolated, only one polarity of voltage may be converted.

The conversion rate is set by an internal oscillator. The frequency of the oscillator can be set by an external RC network or the oscillator can be driven from an external frequency source. When using the external RC network, a square wave output is available. It is important to note that great care has been taken to synchronize digit multiplexing with the A/D conversion timing to eliminate noise due to power supply transients.

The ADD3701 has been designed to drive 7-segment multiplexed LED displays directly with the aid of external digit buffers and segment resistors. Under condition of overflow, the overflow output will go high and the display will read +OFL or -OFL, depending on whether the input voltage is positive or negative. In addition to this, the most significant digit is blanked when zero.

A start conversion input and a conversion complete output are included.

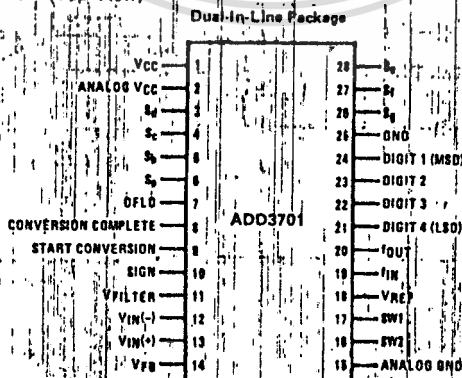
Features

- Operates from single 5V supply
- Converts 0 to ± 3999 counts
- Multiplexed 7-segment
- Drives segments directly
- No external precision components necessary
- Accuracy specified over temperature
- Medium speed - 400 ms/conversion
- Internal clock set with RC network or driven externally
- Overflow indicated by +OFL or -OFL display reading and OFLO output
- Analog Inputs in applications shown can withstand ± 200 Volts

Applications

- Low cost digital power supply readouts
- Low cost digital multimeters
- Low cost digital panel meters
- Eliminate analog multiplexing by using remote A/D converters
- Convert analog transducers (temperature, pressure, displacement, etc.) to digital transducers
- Indicators and displays requiring readout up to 3999 counts

Connection Diagram (Top View)



Absolute Maximum Ratings (Note 1)

Voltage at Any Pin	-0.3V to V _{CC} + 0.3V
Operating Temperature Range (T _A)	-40°C to +85°C
Package Dissipation at T _A = 25°C	800mW
Operating V _{CC} Range	4.5V to 6.0V
Absolute Maximum V _{CC}	6.5V
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C
Storage Temperature Range	-85°C to +150°C

Electrical Characteristics ADD3701

4.75V < V_{CC} < 5.25V, -40°C < T_A < +85°C, unless otherwise specified.

Parameter	Conditions 1	Min	Typ ²	Max	Units
V _{IN(1)}	Logical "1" Input Voltage	V _{CC} - 1.5		1.5	V
V _{IN(0)}	Logical "0" Input Voltage			0.4	V
V _{OUT(0)}	Logical "0" Output Voltage (All Digital Outputs Except Digit Outputs)	I _O = 1.1 mA		0.4	V
V _{OUT(0)}	Logical "0" Output Voltage (Digit Outputs)	I _O = 0.7 mA		0.4	V
V _{OUT(1)}	Logical "1" Output Voltage (All Segment Outputs)	I _O = 50 mA @ T _J = 25°C, V _{CC} = 5V I _O = 30 mA @ T _J = 100°C	V _{CC} - 1.6 V _{CC} - 1.6	V _{CC} - 1.3 V _{CC} - 1.3	V
V _{OUT(1)}	Logical "1" Output Voltage (All Digital Outputs Except Segment Outputs)	I _O = 500 μA (Digit Outputs) I _O = 360 μA (Conv. Complete +/4, OFLO Outputs)	V _{CC} - 0.4		V
I _{SOURCE}	Output Source Current (Digit Outputs)	V _{OUT} = 1.0V	2.0		mA
I _{IN(1)}	Logical "1" Input Current (Start Conversion)	V _{IN} = 15V		1.0	μA
I _{IN(0)}	Logical "0" Input Current (Start Conversion)	V _{IN} = 0V	-1.0		μA
I _{CC}	Supply Current Segments and Digits Open			0.5	mA
f _{OSC}	Oscillator Frequency			0.8/RC	kHz
f _{IN}	Clock Frequency	100		840	kHz
f _C	Conversion Rate		f _{IN} /129,024		conv./sec
f _{MUX}	Digit Mux Rate		f _{IN} /512		Hz
t _{BLANK}	Inter Digit Blanking Time		(1/32 f _{MUX})		seconds
t _{SCPW}	Start Conversion Pulse Width		200	DC	ns

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

Note 2: All typicals given for T_A = 25°C.

Note 3: Full scale = 4000 counts; therefore 0.025% of full scale = 1 count and 0.05% of full scale = 2 counts.

Note 4: For 2.000 Volts full scale, 1 mV = 2 counts.

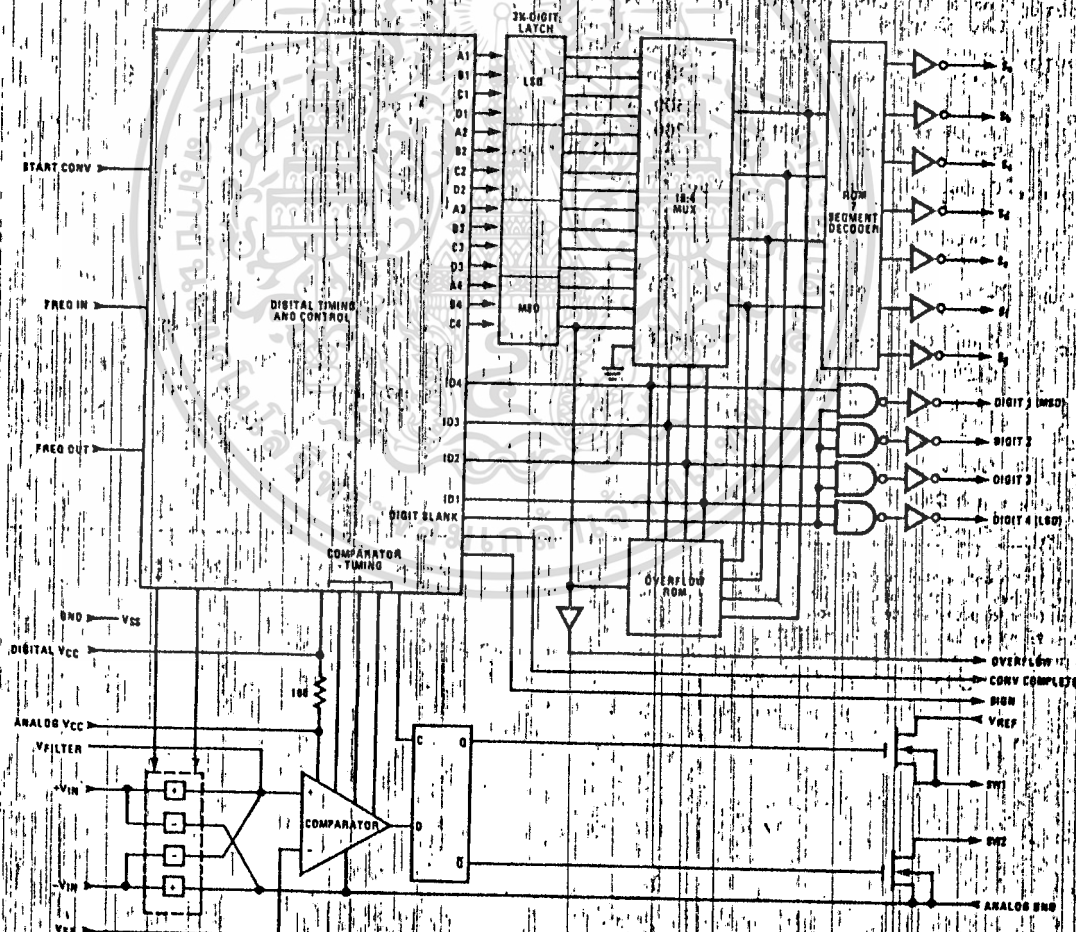
Electrical Characteristics

ADD3701

$t_c = 2.5$ conversions/second, $0^\circ\text{C} < T_A < +70^\circ\text{C}$, unless otherwise specified.

Parameter	Conditions	Min	Typ ¹	Max	Units
Non-Linearity of Output Reading	$V_{IN} = 0-2\text{ V Full Scale}$ $V_{IN} = 0-200\text{ mV Full Scale}$	-0.05	± 0.025	+0.05	% full scale (Note 3)
Quantization Error		-1		+0	counts
Offset Error, $V_{IN} = 0\text{ V}$		-0.5	+1.5	+3	mV (Note 4)
Rollover Error		-0		+0	counts
Analog Input Current ($V_{IN} = V_{IN-}$)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	-5	± 1	+5	nA

Block Diagram



ADD3701 3 1/2-Digit DVM Block Diagram

Theory of Operation

A schematic for the analog loop is shown in figure 1. The output of SW1 is either at V_{REF} or zero volts, depending on the state of the D flip-flop. If Q is at a high level, $V_{OUT} = V_{REF}$ and if Q is at a low level $V_{OUT} = 0V$. This voltage is then applied to the low pass filter comprised of R_1 and C_1 . The output of this filter, V_{FB} , is connected to the negative input of the comparator, where it is compared to the analog input voltage, V_{IN} . The output of the comparator is connected to the D input of the D flip-flop. Information is then transferred from the D input to the Q and \bar{Q} outputs on the positive edge of clock. This loop forms an oscillator whose duty cycle is precisely related to the analog input voltage, V_{IN} .

An example will demonstrate this relationship. Assume the input voltage is equal to 0.500 V. If the Q output of the D flip-flop is high then V_{OUT} will equal V_{REF} (2.000 V) and V_{FB} will charge toward 2V with a time constant equal to $R_1 C_1$. At some time V_{FB} will exceed 0.500 V and the comparator output will switch to 0V. At the next clock rising edge the Q output of the D flip-flop will switch to ground, causing V_{OUT} to switch to 0V. At this time V_{FB} will start discharging toward 0V with a time constant $R_1 C_1$. When V_{FB} is less than 0.5 V the comparator output will switch high. On the rising edge of the next clock the Q output of the D flip-flop will switch high and the process will repeat. There exists at the output of SW1 a square wave pulse train with positive amplitude V_{REF} and negative amplitude 0V.

The DC value of this pulse train is:

$$V_{OUT} = V_{REF} \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = V_{REF} (\text{duty cycle})$$

The lowpass filter will pass the DC value and then:

$$V_{FB} = V_{REF} (\text{duty cycle})$$

Since the closed loop system will always force V_{FB} to equal V_{IN} , we can then say that:

$$V_{IN} = V_{FB} = V_{REF} (\text{duty cycle})$$

or

$$\frac{V_{IN}}{V_{REF}} = (\text{duty cycle})$$

The duty cycle is logically ANDed with the input frequency f_{IN} . The resultant frequency equals:

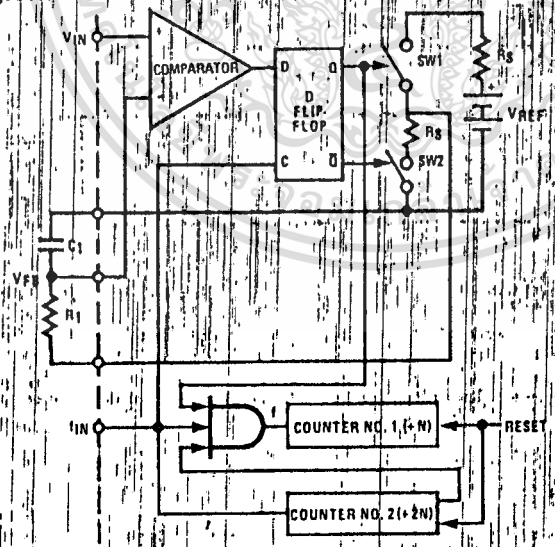
$$f = (\text{duty cycle}) \times (\text{clock})$$

Frequency f is accumulated by counter no. 1 for a time determined by counter no. 2. The count contained in counter no. 1 is then:

$$\begin{aligned} \text{count} &= \frac{(\text{clock})}{N} = \frac{(\text{duty cycle}) \times (\text{clock})}{(\text{clock})/N} \\ &= \frac{V_{IN}}{V_{REF}} \times N \end{aligned}$$

For the ADD3701 $N = 4000$.

Schematic Diagram



$$V_{IN} = V_{FB} = V_{REF} \times (\text{duty cycle})$$

$$f = (\text{duty cycle}) \times f_{IN}$$

$$\text{Count in Counter No. 1} = \frac{f}{f_{IN}/N} = \frac{(\text{duty cycle}) \times f_{IN}}{f_{IN}/N} = \frac{V_{IN}}{V_{REF}} \times N$$

Figure 1. Analog Loop Schematic Pulse Modulation A/D Converter

General Information

The timing diagram, shown in figure 2, gives operation for the free running mode. Free running operation is obtained by connecting the Start Conversion input to logic "1" (V_{CC}). In this mode the analog input is continuously converted and the display is updated at a rate equal to $129,024 \times 1/f_{IN}$.

The rising edge of the Conversion Complete output indicates that new information has been transferred from the internal counter to the display latch. This information will remain in the display latch until the next low-to-high transition of the Conversion Complete output. A logic "1" will be maintained on the Conversion Complete output for a time equal to $128 \times 1/f_{IN}$.

Figure 3 gives the operation using the Start Conversion input. It is important to note that the Start Conversion input and Conversion Complete output do not influence the actual analog-to-digital conversion in any way.

Internally the ADD3701 is always continuously converting the analog voltage present at its inputs. The Start Conversion input is used to control the transfer of information from the internal counter to the display latch.

An RS latch on the Start Conversion input allows a broad range of input pulse widths to be used on this signal. As shown in figure 3, the Conversion Complete output goes to a logic "0" on the rising edge of the Start Conversion pulse and goes to a logic "1" some time later when the new conversion is transferred from the internal counter to the display latch. Since the Start Conversion pulse can occur at any time during the conversion cycle, the amount of time from Start Conversion to Conversion Complete will vary. The maximum time is $129,024 \times 1/f_{IN}$ and the minimum time is $512 \times 1/f_{IN}$.

Timing Waveforms

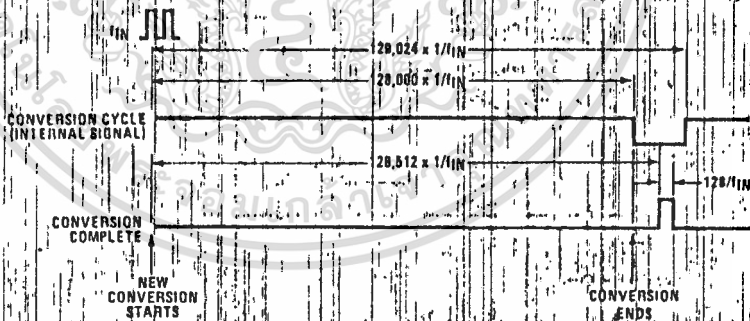


Figure 2. Conversion Cycle Timing Diagram for Free Running Operation

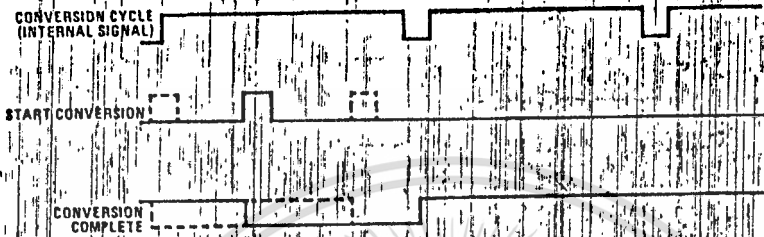


Figure 3. Conversion Cycle Timing Diagram Operating with Start Conversion Input

Applications

SYSTEM DESIGN CONSIDERATIONS

Perhaps the most important thing to consider when designing a system using the ADD3701 is power supply noise on the V_{CC} and ground lines. Because a single power supply is used and currents in the 300 mA range are being switched, good circuit layout techniques cannot be overemphasized. Great care has been exercised in the design of the ADD3701 to minimize these problems but poor printed circuit layout can negate these features.

Figures 4, 5, and 6 show schematics of DVM systems. An attempt has been made to show, on these schematics, the proper distribution for ground and V_{CC} . To help isolate digital and analog portions of the circuit, the analog V_{CC} and ground have been separated from the digital V_{CC} and ground. Care must be taken to eliminate high current from flowing in the analog V_{CC} and ground wires. The most effective method of accomplishing this is to use a single ground point and a single V_{CC} point where all wires are brought together. In addition to this the conductors must be of sufficient size to prevent significant voltage drops.

To prevent switching noise from causing jitter problems, a voltage regulator with good high frequency response is necessary. The LM309 and the LM340-5 voltage regulators all function well and are shown in figures 4, 5, and 6. Adding more filtering than is shown will in general increase the jitter rather than decrease it.

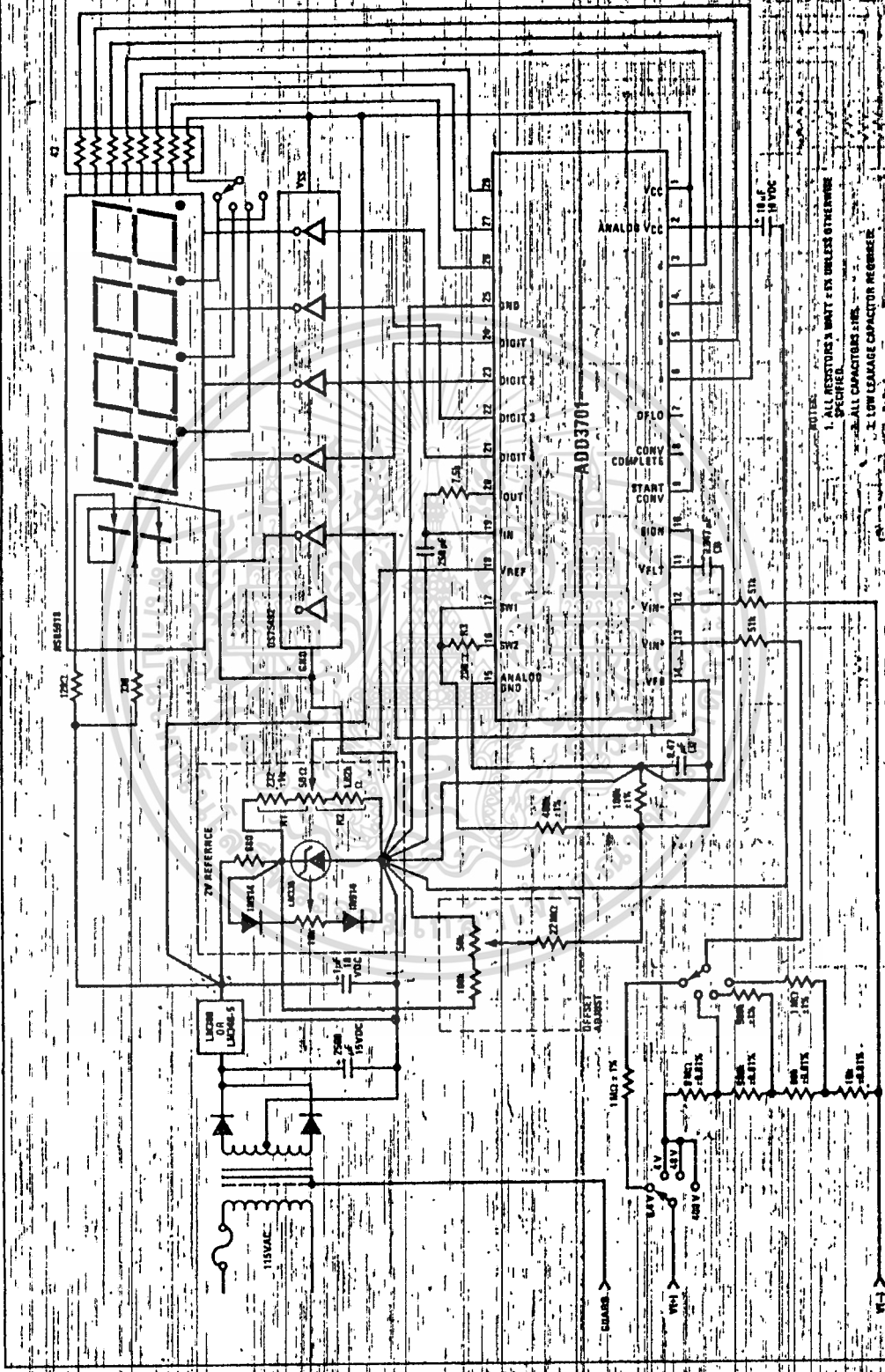
The most important characteristic of transients on the V_{CC} line is the duration of the transient and not its amplitude.

Figure 4 shows a DPM system which converts 0 to +3,999 counts operating from a non-isolated power supply. In this configuration the sign output could be + (logic "1") or - (logic "0") and it should be ignored. Higher voltages could be converted by placing a fixed divider on the input; lower voltages could be converted by placing a fixed divider on the feedback, as shown in figure 5.

Figures 5 and 6 show systems operating with an isolated supply that will convert positive and negative inputs. 60 Hz common mode input becomes a problem in this configuration and a transformer with an electrostatic shield between primary and secondary windings is shown. The necessity for using a shielded transformer depends on the performance requirements and the actual application.

The filter capacitors connected to V_{FB} (pin 14) and V_{FLT} (pin 11) should be low leakage. In the application examples shown every 1.0 nA of leakage current will cause 0.1 mV error ($1.0 \times 10^{-9} \text{ A} \times 100 \text{ k}\Omega = 0.1 \text{ mV}$). If the leakage current in both capacitors is exactly the same no error will result since the source impedances driving them are matched.

ADD3701



- NOTES:
1. ALL RESISTORS 5% TOL. ±5% UNLESS OTHERWISE SPECIFIED.
 2. ALL CAPACITORS ±5%.
 3. LOW LEAKAGE CAPACITOR RECOMMENDED.
- REV. 1-78

Figure 6. 3 1/2-Digit DVM, Four Decade, 10.4V, ±0.4V, ±40V, and ±400V Full Scale

Interfacing The MPX2000 Series Silicon Pressure Sensors

Prepared by
Gene Swensen, Sensor Engineering
Semiconductor Products Sector

INTRODUCTION

The MPX Series of monolithic, on-chip compensated, silicon pressure sensors offer highly stable performance over the temperature range of -40° to 125°C , providing an ideal solution for users who choose to achieve temperature compensated performance without the cost and burden of part-by-part temperature characterization. The MPX2000 Series of silicon pressure sensors are temperature compensated, calibrated versions of the standard MPX10, MPX50, MPX100 and MPX200 uncalibrated devices. Designated MPX2010 thru MPX2200 these sensors complement the standard line of pressure sensors ranging from 10 kPa thru 200 kPa. As with their companion devices, the MPX2000 Series sensors are available as unported elements and as ported assemblies suitable for absolute, vacuum and differential pressure measurements. Refer to MPX2010 thru MPX2200 Data Sheets for dimensional and port-configuration suffix information.

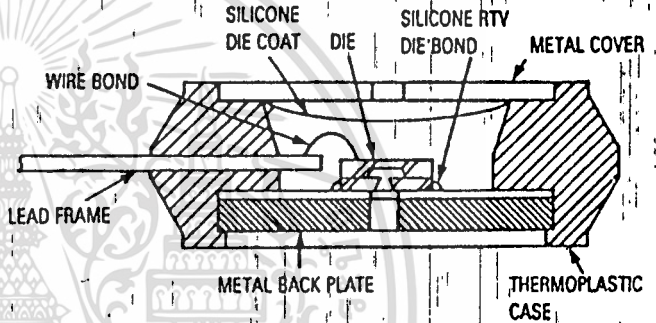
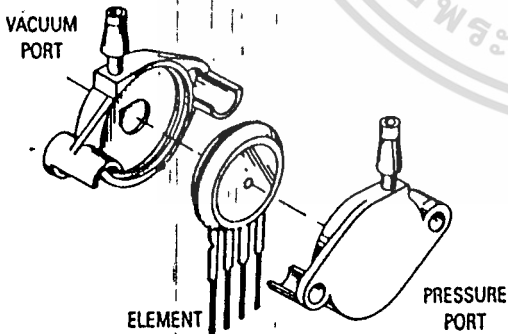


Figure 2 shows the cross section of the Motorola MPX pressure sensor die in the chip carrier package. A silicone gel isolates the die surface and wire bonds from harsh environments, while allowing the pressure signal to be transmitted to the silicon diaphragm.

Figure 2. MPX Differential Pressure Sensor Element Cross Section



MPX2000 Series calibrated, temperature compensated silicon pressure sensors are available as unported elements, vacuum ported, pressure ported, or supplied with ports for differential measurements.

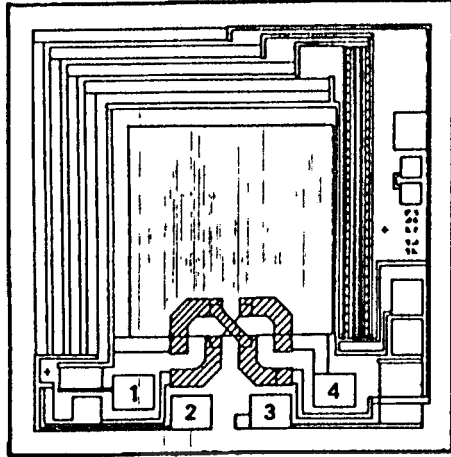
Figure 1.

ON CHIP CALIBRATION AND COMPENSATION

Calibration and temperature compensation are achieved on-chip with two diffused thermistors and ten thin-film resistors, all of which are deposited on the periphery of the substrate. Five resistors and both thermistors are laser trimmed to ensure compliance with the published specifications. Resistors R_{off1} and R_{off2} in Figure 4 serve as a voltage divider to zero the offset voltage with zero pressure applied. Thermistors RT_{Coff1} and RT_{Coff2} are selected to stabilize the initial value of offset over temperature. R_{s1} equals R_{s2} to assure symmetry; these values combined with R_p establish span calibration and compensation over temperature.

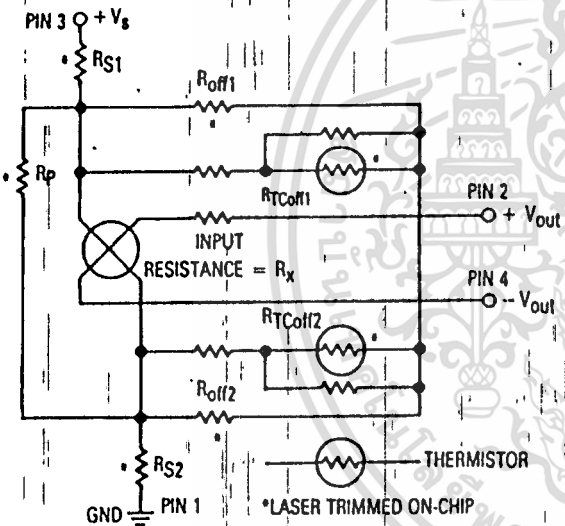


MOTOROLA



Monolithic pressure sensor chip, showing diaphragm, piezoresistive stress strain gage, thin-film resistor circuitry and pins.

Figure 3. Monolithic Pressure Sensor Chip



Five laser-trimmed resistors and two thermistors calibrate the sensor for offset, span, and symmetry as well as provide temperature compensation.

Figure 4. Temperature Compensated Pressure Sensor Circuit

PERFORMANCE CHARACTERISTICS

MPX2000 Series Pressure Sensors are designed to provide an output of 4 mV/V Excitation with full-scale pressure applied, or 40 mV at the recommended excitation of 10 Vdc. Variations in span, linearity, offset and hysteresis will modify this output within the limits of the Operating Characteristics listed on the Data Sheet. The magnitude of these variations will be affected by the initial trimmed

values and the device performance over a specified temperature range. The circuit designer should have a full understanding of MPX2000 performance characteristics as weighed against his design requirements prior to selecting an interface circuit design approach. Shown in Figures 5, 6 and 7, are the MPX2000 worst-case performance windows at 25°C, 0° to 85°C, and -40° to 125°C respectively.

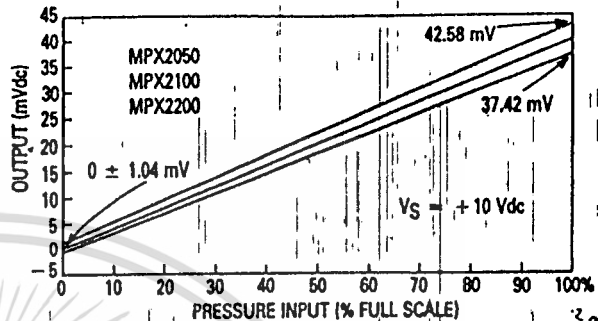


Figure 5. Output versus Pressure Differential Performance Window at 25°C

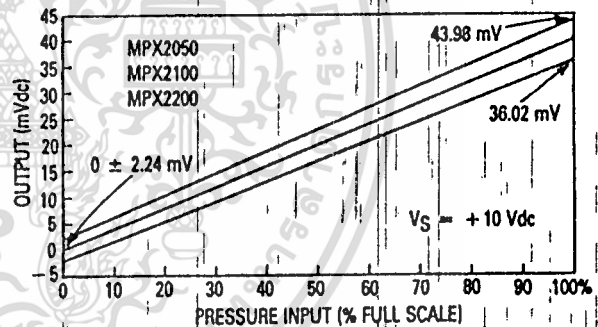


Figure 6. Output versus Pressure Differential Performance Window at 0°C to 85°C

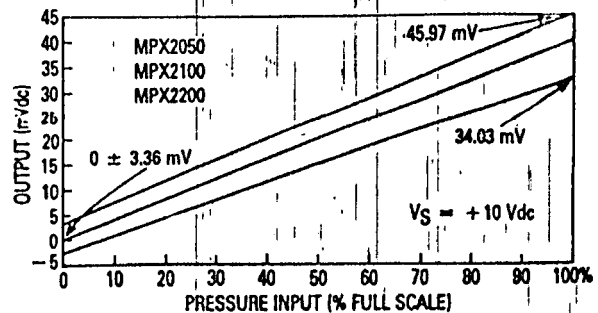


Figure 7. Output versus Pressure Differential Performance Window at -40°C to 125°C

IMPROVED PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Many design requirements specify initial values of offset and span more precise than those values offered by the MPX2000 series sensors. With the addition of simple circuitry to fine-tune the offset and span, worst-case performance can be improved considerably and will comply with those limits exhibited in Figures 8, 9 and 10.

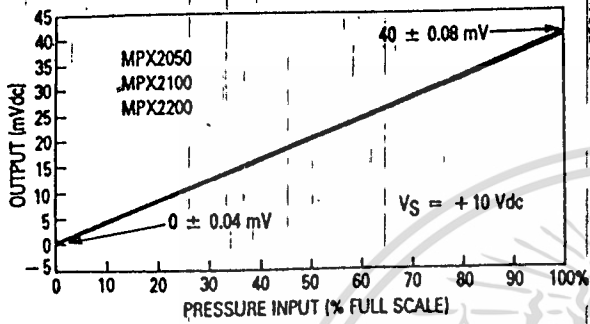


Figure 8. Improved Performance Characteristics. Output versus Pressure Differential Performance Window at 25°C.

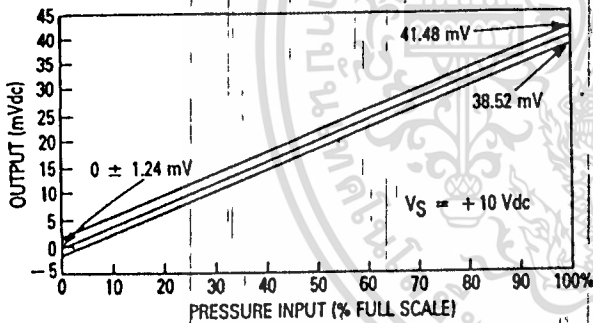


Figure 9. Improved Performance Characteristics. Output versus Pressure Differential Performance Window at 0°C to 85°C.

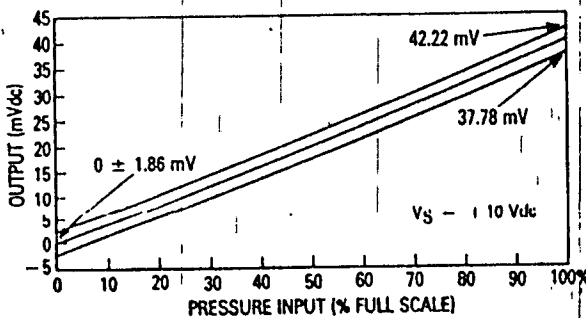
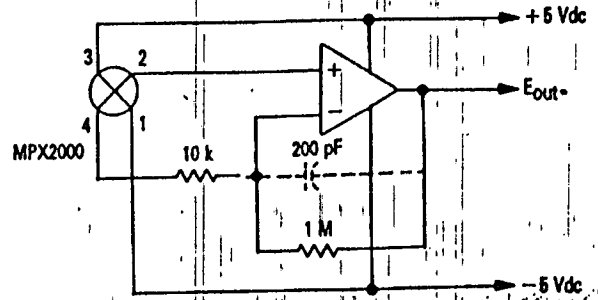


Figure 10. Improved Performance Characteristics. Output versus Pressure Differential Performance Window at -40°C to 125°C.

Figure 11. Interface Circuits

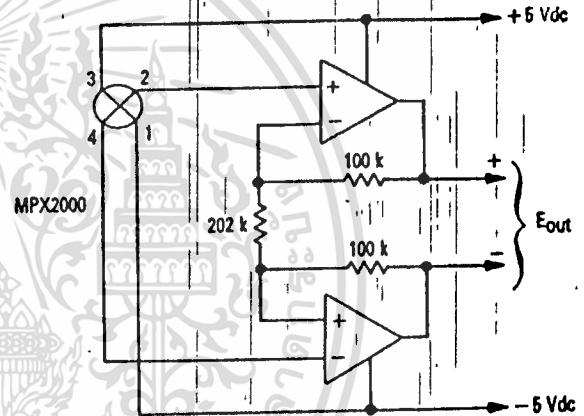
Circuits a) thru f) are compatible with the Performance Characteristics Curves shown in Figures 5, 6 and 7.



a) Simple Pressure to Voltage Converter. Split Supply.

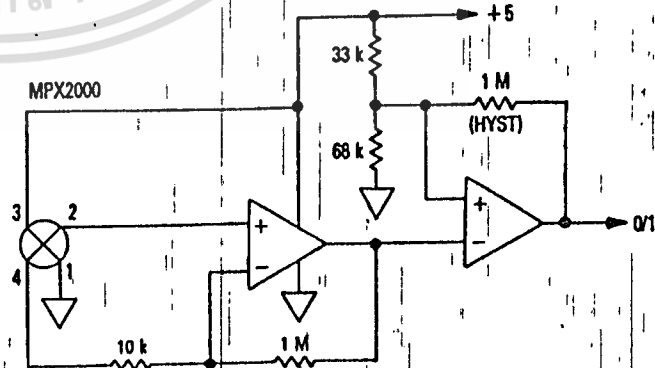
Output referenced to ground. $E_o = \pm 4$ Vdc with full-scale pressure (vacuum) applied.

*Use 200 pF where board layout has not been optimized to reduce parasitic oscillations.



b) Differential Output. Split Supply.

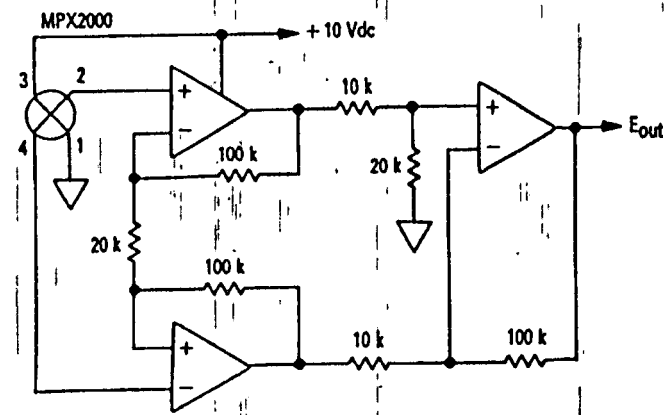
Output (+) referenced to Output (-). $E_o = 0.0$ Vdc at zero pressure applied. +4 Vdc to -4 Vdc output with full-scale pressure (+) or vacuum (-) applied.



c) Single-ended Supply, TTL or CMOS Logic Compatible Comparator.

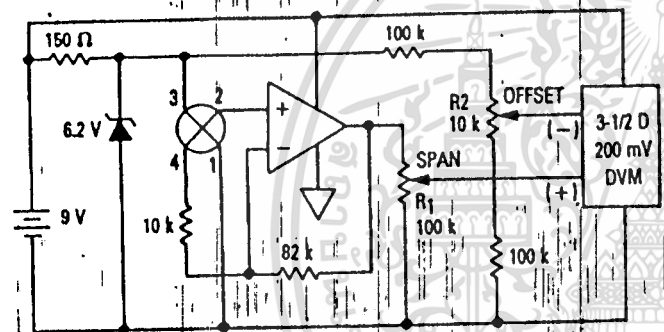
Output switches low at 55% full-scale input; switches high at 45% input. 1 M Hysteresis resistor may be removed or value changed according to user requirements.

Figure 11 (continued)



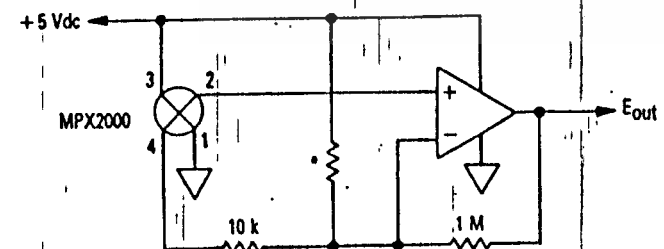
d) Single-ended Supply, Ground Referenced Output.

$E_o = 8 \text{ Vdc}$ with 100% pressure applied. Circuit is ratiometric. Output is 80% V_{CC} with 100% pressure applied.



e) Battery Operated, DVM Compatible Manometer.

Full-scale output equals 200 mV; use R_1 to scale conversion units, R_2 to adjust Offset.



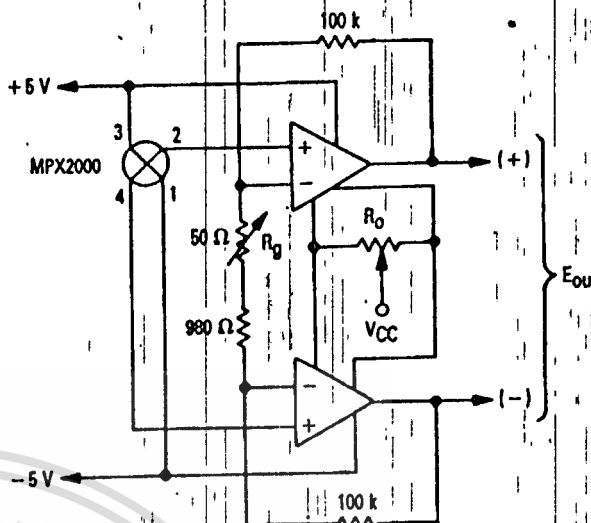
f) 5 V, Single-ended Supply, Pedestal Referenced Output.

E_o is +4 Vdc plus Pedestal Voltage with full-scale pressure applied.

*Select for desired pedestal; ($\approx 100 \text{ k} = 1 \text{ V}$)

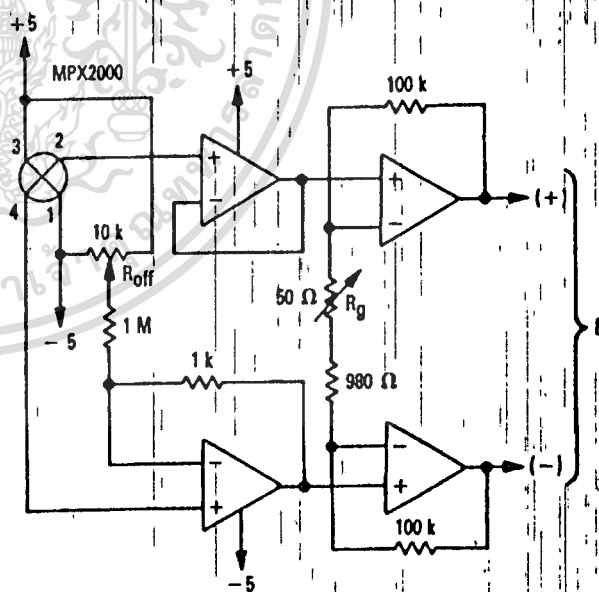
Figure 12. Interface Circuits

Circuits a) thru f) are compatible with Performance Characteristic Curves shown in Figures 8, 9 and 10.



a) Precision, Dual Op-Amp Pressure-to-Voltage Converter.

Set SPAN with R_g , then set OFFSET with R_o . Differential output is $\pm 8 \text{ Vdc}$ with full pressure (vacuum) applied.

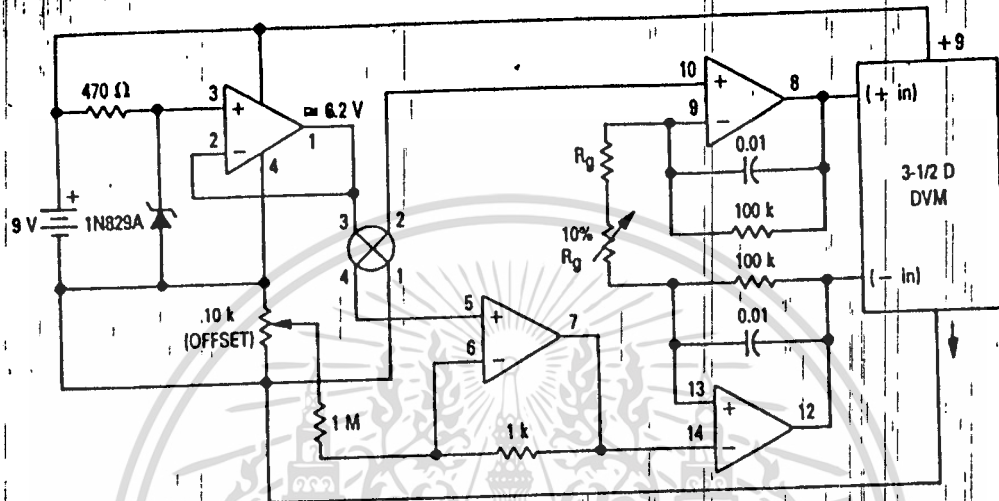
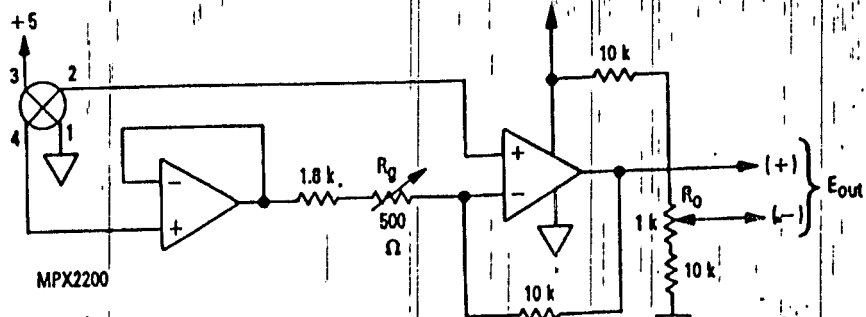


b) Precision Pressure-to-Voltage Converter using One Op-Amp.

DVM or μP compatible input. Set SPAN with R_g , then OFFSET with R_{off} . Differential output is $\pm 8 \text{ Vdc}$ with full-scale pressure (vacuum) applied.

Figure 12 (continued)

- c) **200 kPa to 200 mV Converter.**
 1 mV/kPa for microprocessor input, or read directly from 3-1/2 Digit DVM. Set R_g for SPAN and then R_o for OFFSET.



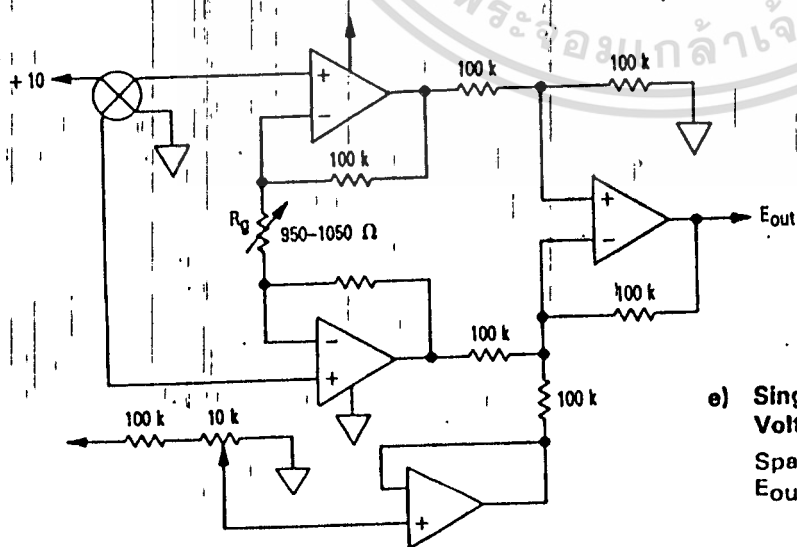
- d) **Precision Portable Manometer.**

Better than $\pm 0.5\%$ accuracy over normal ambient range using metal-film resistors and similar accuracy rated DVM. Use $R_g + 10\% R_g$ to set span and accomplish conversion ratio.

EXAMPLE: Determine R_g using an MPX2050P sensor to measure and display 0-199.9 mm/Hg.

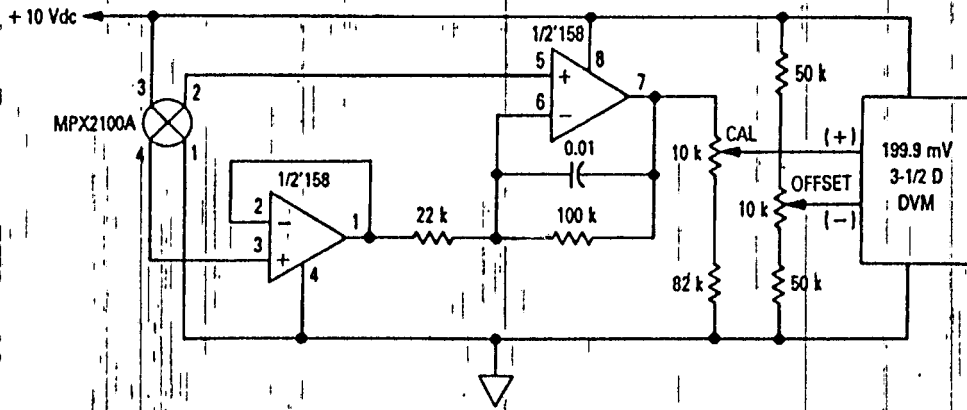
1. Required scale factor is 1 mm/Hg = 1 mV to DVM.
2. XDCR scale factor is 4 mV/V/50 kPa or 80 μ V/V/kPa. Excitation V is 6.2 V; so XDCR scale factor is 6.2 x 80 = 496 μ V/kPa.

3. Convert mm/Hg to kPa (1 kPa = 7.50062 mm/Hg).
4. Convert total span to kPa. (199.9/7.50062 = 26.65 kPa)
5. Determine XDCR output at full scale. (496 μ V x 26.65 = 13.218 mV)
6. Amplifier Gain required is: (199.9 mV/13.218 mV) = 15.123 V/V.
7. $A_v = \frac{2 R_{fb}}{R_g} + 1$ so $A_v - 1 = \frac{200 \text{ k}}{X} = 14.161 \text{ k}$
 To select practical values let $R_g = 13 \text{ k}$ and $(R_{fb}) = 2 \text{ k}$.



- e) **Single Supply, Ground Referenced, Pressure-to-Voltage Converter.**

Span and Offset controls are independent. E_{out} is +8 Vdc with full scale pressure applied.



rometer — Displays in kPa.

Calibration Procedures

Vacuum Reference Procedure.

With a full vacuum applied, adjust the OFFSET pot for 00.00 displayed. With vacuum removed, adjust CAL for local barometric pressure.

B) Two-point Procedure with no Vacuum Reference.

Record the displayed reading and local pressure. With a change in local pressure, record the new local pressure and displayed reading. Adjust CAL in the proper direction so that the change in displayed reading equals the change in local pressure. Repeat as necessary. Now adjust OFFSET so that the displayed reading equals local pressure.

Conversion Factor: 100 kPa = 29.529 in/Hg


COMPONENT SELECTION

Sensor performance will remain within the limits and windows specified in this document, care must be taken to ensure that circuit performance will not degrade due to the output of the device. Select the operational mode according to the temperature, drift, noise and accuracy requirements of your design goal. Select resistors appropriate to the temperature environment. Use metal film resistors for extended temperature range operation. Use temperature compensated reference diodes and appropriately rated regulators where generation of the reference voltage is integral to the packaged assembly. Ensure that the support circuitry will meet the performance requirements of your design over temperature independent of the sensor.

MOUNTING TECHNIQUES

Refer to Applications Note AN936, "Mounting Techniques, Lead Forming, and Testing of Motorola's MPX Series Pressure Sensors."

Lead forming and mounting techniques, if not properly applied, may contribute large offsets and further degradation of sensor performance, especially over temperature. Thoroughly understand the mechanical handling and mounting ground rules prior to finalizing the mechanical portions of your design.

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein to improve reliability, function or design. Motorola does not assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit described herein; neither does it convey any license under its patents or other rights nor the rights of others. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Employment Opportunity/Affirmative Action Employer.

Distribution Centers:

Motorola Literature Distribution; P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036.

Motorola Ltd.; European Literature Center; 88 Tanners Drive, Blakelands Milton Keynes, MK145BP, England.

Motorola (China) Ltd.; International Semiconductor Group; P.O. Box 80300; Cheung Sha Wan Post Office; Kowloon Hong Kong.



TEMPERATURE COMPENSATION, CALIBRATION AND APPLICATIONS OF MOTOROLA'S X-ducer PRESSURE SENSOR

Prepared by
Harald Nagel

INTRODUCTION

The Motorola pressure sensor elements are designed utilizing the piezoresistive effect in silicon. A transverse voltage strain gage is diffused on a thin silicon diaphragm. Applying pressure to the diaphragm results in a resistive change in the strain gage that is proportional to the applied pressure. The strain gage is an integral part of the silicon diaphragm, hence there are no temperature effects due to differences in thermal expansion of the strain gage and the diaphragm. However, the output parameters of the strain gage itself are temperature-

dependent, requiring that the device be temperature compensated if used over an extensive temperature range. Simple resistor networks can be used for narrow temperature ranges, i.e., 0°C to 80°C. For temperature ranges from -40°C to +125°C, more extensive temperature compensation networks are necessary for zero pressure offset and full scale span. This application note illustrates proper temperature compensation and some practical examples of application of the Motorola pressure sensor element.

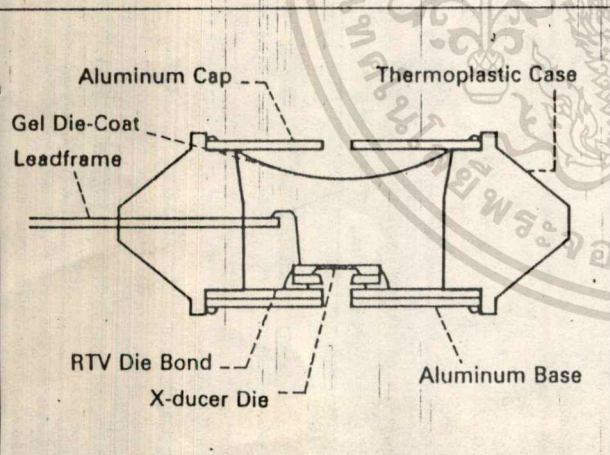


FIGURE 1 — Motorola X-ducer Pressure Sensor Package

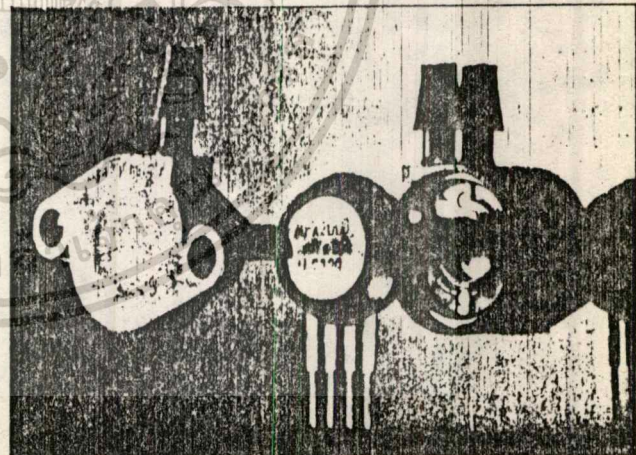


FIGURE 2 — Basic Elements

CONSTRUCTION OF THE PRESSURE SENSOR ELEMENT

Shown above is a cross-sectional view of the pressure sensor chip that is housed in a circular thermoplastic package 0.6" in diameter and 0.2" thick. The mounting is via on RTV die bond to an aluminum base of the package with four gold wire bonds connecting the chip to the

leadframe. The cavity is filled with gel die-coat to protect the chip from hazardous materials and the wire bonds from conducting liquids or gases. An aluminum cap having a positive pressure port covers the package from the top. The basic element and elements with barbed port fittings for 1/8" hose connections are shown in Figure 2.

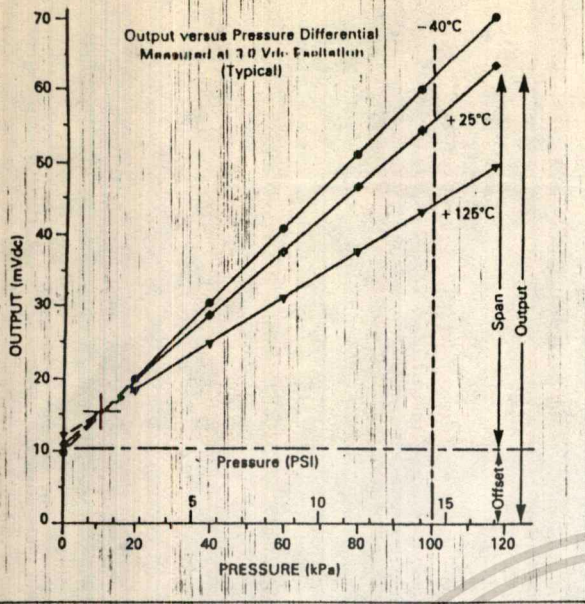


FIGURE 3 — MPX100 Piezoresistive Pressure Sensor Element

All Motorola silicon pressure sensors are available in absolute, differential and gage configurations and in pressure ranges from 0 to 1½ PSI, 0 to 7½ PSI, 0 to 15 PSI, and 0 to 30 PSI. The same package style and construction techniques are employed for all pressure ranges, allowing the same board layout for each of the different pressure ranges. Over pressure is usually specified as two times the rated pressure range.

Motorola's pressure sensor elements have a typical full scale span output voltage of 60 mV @ 25°C, zero pressure offset voltage of 20 mV @ 25°C and an excitation value of 3.0 Vdc. The full scale span output voltage of an element decreases with increasing temperature and increases with decreasing temperature relative to the 25°C span. Pressure sensor elements have a typical temperature coefficient of full scale span of -0.19%/°C. The output voltage of the pressure sensor element is ratioetric to the excitation voltage of the element for any

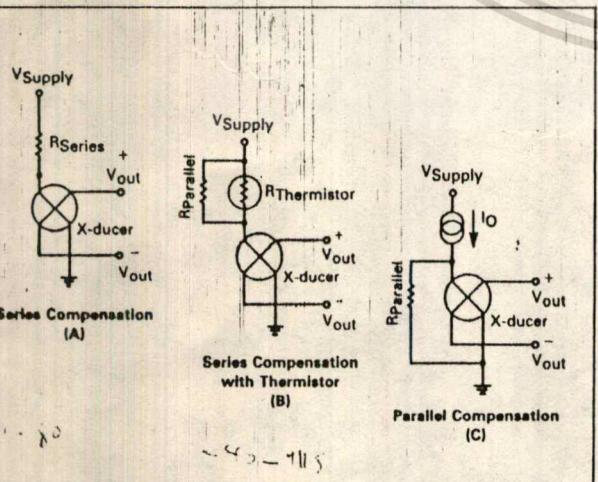


FIGURE 4 — Span Temperature Compensation

fixed pressure. Therefore, the ratio of the output voltage at full scale pressure to compensate for the increase or decrease in full scale output voltage.

Three methods for span temperature compensation are shown, the simplest being Figure 4A. A single resistor in series with the pressure sensor element gives good results over a limited temperature range (0°C to 80°C). This compensation scheme yields a ± 0.5% full scale compensated device. Selecting the proper resistance value is relatively simple compared to techniques required for compensating bridge type transducers. The resistance value can be calculated as follows:

$$R_S = R_X \times 3.577$$

where:

R_S = series resistance required

R_X = transducer resistance at 25°C

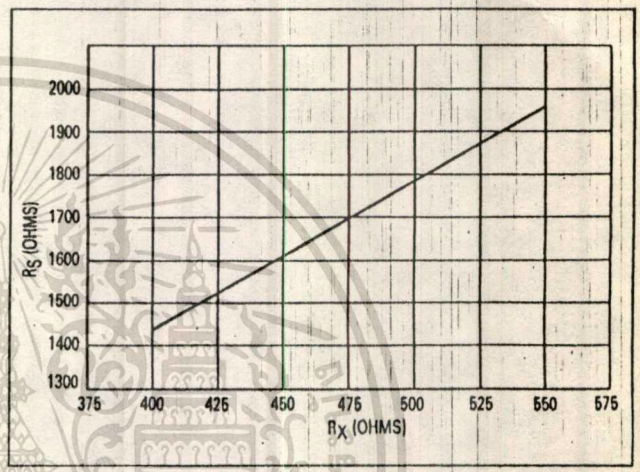


FIGURE 5 — Series Resistance Compensation

Assuming a transducer resistance of 494 ohms @ 25°C, the ideal span compensation resistor would be $494 \times 3.577 = 1767$ ohms. Pressure transducers are specified with minimum transducer resistance of 400 ohms and a maximum resistance of 550 ohms. Using Figure 5, the series compensation resistance is found at a glance. If a selection of resistor values is not readily available to ideally match each transducer, then a value of resistance in the middle of the range can be chosen to achieve the desired accuracy. Note that in Figure 6 resistors below and above the ideal resistance of the calculated value of 1767 ohms are used. A ± 1% span compensation is achieved using a rather large tolerance of series resistance.

A properly selected thermistor and parallel fixed resistor (Figure 4B) compensates the element from -40°C to +125°C. The thermistor must have a negative temperature coefficient. Application Note AN840 provides a detailed description of the thermistor compensation scheme.

The 0°C to 80°C range (Figure 4C) shows the compensation resistor parallel to the element choosing the resistance value outlined in Figure 4A. The temperature compensation of full span is achieved by using a series resistor with constant voltage excitation or a parallel resistor with constant current excitation. For larger temperature ranges, a thermistor-resistor pair is utilized.

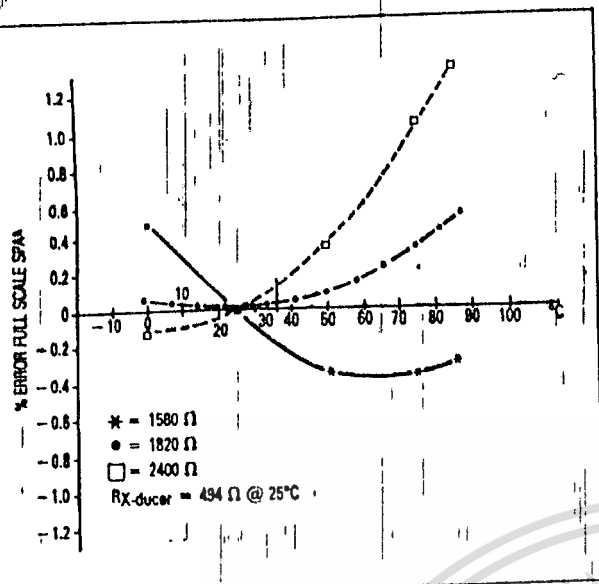


FIGURE 6 — Full Scale Span versus Temperature

The zero pressure offset and the temperature coefficient of offset are controlled by the photolithography manufacturing process of the pressure sensor element. Offset voltages typically range between 0 and 35 millivolts and the temperature coefficient of offset, has a typical value of ± 15 microvolt/ $^{\circ}\text{C}$ at an excitation voltage 3.0 Vdc.

The simplest method of compensating offset, the temperature coefficient of offset, and gain all at the same time, is illustrated in Figure 9. The typical full scale output voltage of the pressure sensor element is 60 mV. therefore, a gain stage is required to obtain a useful output signal.

The temperature and offset calibration circuit (Figure 7) uses a dual operational amplifier such as an LM258. The selection of the span compensation resistor (R_S) has been previously discussed. Assuming R_S is approximately four times the transducer resistance, the excitation voltage at point V3 is equal to approximately 2.0 Vdc, if the circuit operates from a 10 V power supply.

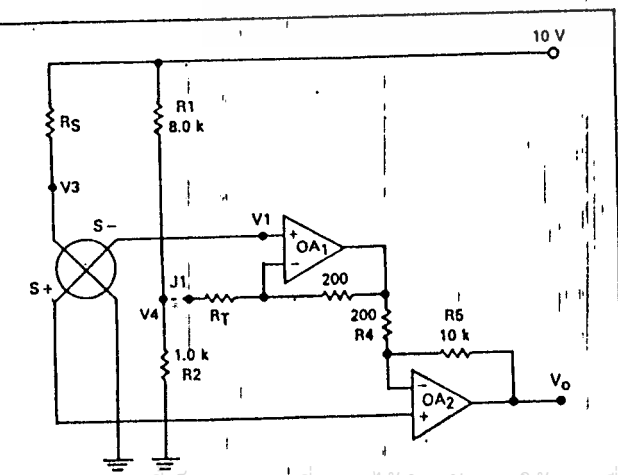


FIGURE 7 — Temperature and Offset Calibration Circuit

The output voltages on the S+ and S- pin of the transducer are set at approximately 1.0 Vdc.

The voltage divider consisting of R1 (8 k) and R2 (1 k) sets the voltage at point V4 to approximately 1.1 Vdc, or slightly higher than the voltage at pin S+ and S-.

Since the transducer has a positive temperature coefficient of resistance, the voltage V3 increases with temperature, as does the voltage at point V1. The transducer has its own temperature coefficient of offset, i.e., ± 15 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$. Therefore, it is necessary to calculate the value for R_T , such that the shift in V1 with temperature, cancels out the offset shift.

We can calculate R_T using the following equation:

$$R_T = \left(\frac{\Delta V_1}{\Delta V_0} \times R_5 \right) - \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \quad (1)$$

or

$$R_T = \left(\frac{\Delta V_1}{\Delta V_0} \times 10 \text{ K} \right) - 888 \text{ ohm} \quad (2)$$

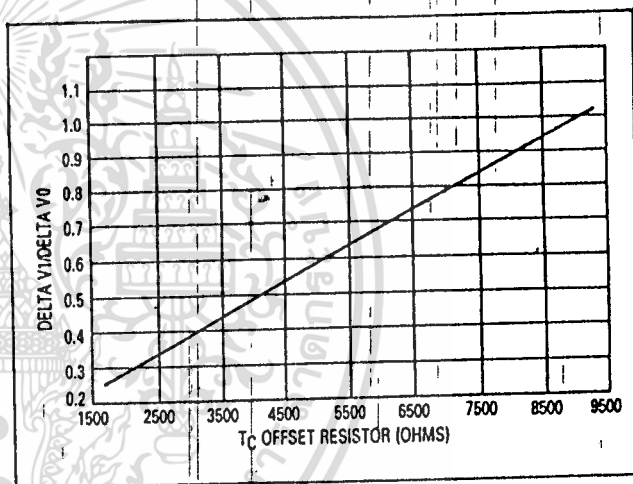


FIGURE 8 — T_C Offset Resistance Values (Nominal Values)

where: $\Delta V_1 = V_1$ at maximum desired temperature minus V_1 at room temperature.

or $\Delta V_1 = V_1 (t \text{ max}) - V_1 (t 25^{\circ}\text{C})$

$\Delta V_0 = V_0$ at maximum desired temperature minus V_0 at room temperature

or $\Delta V_0 = V_0 (t \text{ max}) - V_0 (t 25^{\circ}\text{C})$

Figure 8 provides a graph for selection of the T_C resistor, once the ratio between ΔV_1 to ΔV_0 is known.

The second stage of the operational amplifier (OA2) provides a gain of 50 (R_5 divided by R_4). The effect of R_T is negligible on the overall gain of OA1 and OA2. The output voltage V_0 is compensated for span and offset over a given temperature range. For the circuit illustrated in Figure 7, this range is 0°C to 80°C , assuming:

$$R_X = 494 \text{ ohm}$$

$$R_S = 1767 \text{ ohm use } 1.8 \text{ k}$$

$$\frac{\Delta V_1}{\Delta V_0} = 0.5$$

$$R_T = 4112 \text{ ohm, use } 4.2 \text{ k}$$

(3)

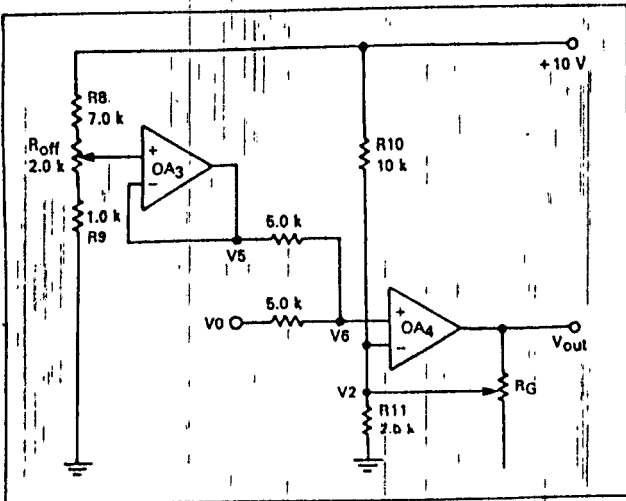


FIGURE 9 — Calibration of OA₃ and OA₄

The calibration stage consisting of OA₃ and OA₄, is illustrated in Figure 9.

The variable gain amplifier, OA₄, sums the pressure dependent signal (V₀) with the variable offset voltage created by the voltage divider R₈, R₉, and R_{off}. OA₃ acts as a buffer between the variable offset voltage and the variable gain control R_G.

If OA₃ were not in the circuit, the offset adjustment would interact with the gain adjustment, making repeated calibration necessary.

The temperature and offset calibration (Figure 7) has an output voltage (V₀) of 1.0 to 2.0 V, depending upon the transducer offset voltage at zero pressure differential, and the value of R_G. The voltage V₅ is adjusted via voltage divider R₈, R₉ and R_{off}. In this example, V₆ is the average of V₀ and V₅ between 1.0 and 3.0 Vdc.

For the circuits shown in Figures 7 and 9, the output voltage is intended to be 2.0 V at zero pressure differential across the transducer.

If R_{off} is adjusted so that no current is flowing through R_G, V₆ will equal V_{out} which equals V₂ (or V_{out} - V₂ = 0). The output voltage is 2.0 Vdc. Applying full scale pressure sets R_G for the desired output voltage swing.

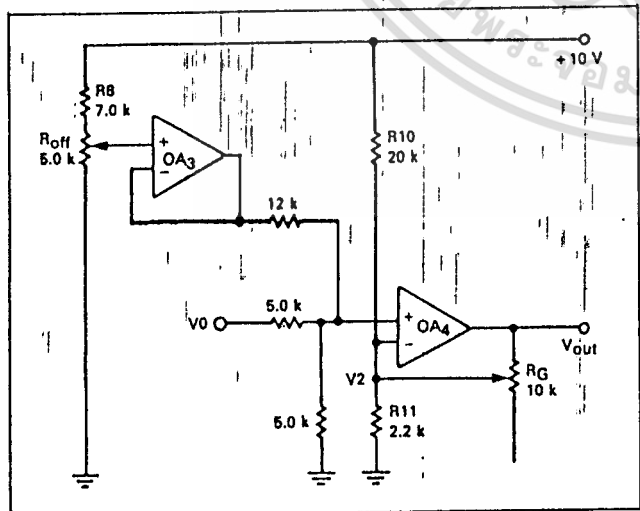


FIGURE 10 — Zero Pressure Differential Output

Using a value of 5.0 k for R_G, provides a zero pressure voltage of 2.0 Vdc and a maximum pressure output of 4.0 Vdc. A 10 k resistance yields a maximum output voltage of 6.0 Vdc. Figure 10 illustrates a different voltage divider scheme for a zero pressure differential output of 1.0 Vdc and a maximum swing of about 4.0 Vdc.

Obtaining zero pressure differential across pressure sensor elements is automatic for gage and differential transducers. An absolute pressure sensor element is sealed with a reference vacuum. In order to obtain zero pressure offset, a vacuum of less than or equal to the reference vacuum must be applied to the sensor element. If this is not possible, the calibration procedure can be changed by first compensating for the temperature coefficient of span, and then applying the greatest vacuum desirable. This level can be used for zero pressure offset. Motorola's absolute pressure transducers have a reference vacuum of approximately 25 microns. For most applications, the resulting calibration error is negligible.

CONVERSION OF OUTPUT VOLTAGE TO FREQUENCY

Using the previously described methods, the pressure sensor element is temperature compensated over a desired temperature range and the output versus pressure relationship is transformed into a finite output voltage.

As schematically illustrated in Figures 7, 9 and 10, a pressure dependent output voltage has been developed. Depending on a specific application, this output voltage can be converted to frequency or current. The output voltage can be used to drive analog-to-digital converters for digital signal processing as an interface to microprocessors.

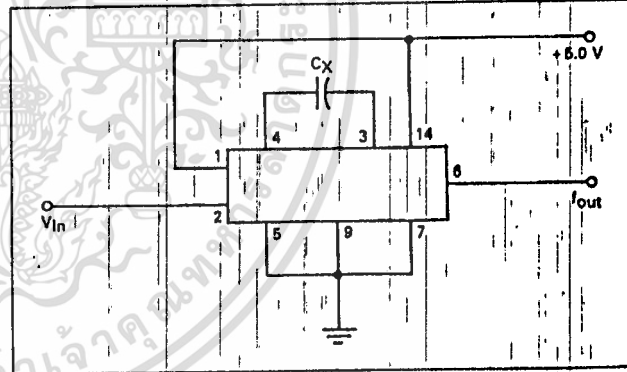


FIGURE 11 — MC4324 VCM Circuit

Voltage to frequency conversion can be achieved by employing a Voltage Controlled Multivibrator (VCM), such as a MC4324. The operating frequency range of this multivibrator is controlled by the value of an external control capacitor (C_x) connected between Pins 3 and 4. Only one-half of the dual VCM was used.

A linear voltage to frequency relationship is achieved by using a fixed capacitor of 680 pF for C_x (Figure 11). An improvement in tuning ratio can be achieved by providing a variable tuning capacitor to facilitate initial alignment of the circuit. The pressure dependent output voltage from the circuits shown in Figures 7, 9 and 10 can be used as the control voltage for the MC4324 VCM.

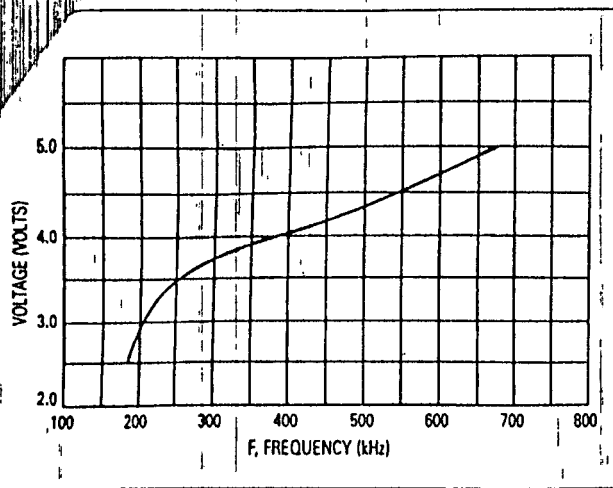


FIGURE 12 — Voltage versus Frequency (680 pF)

The output circuit (Figures 9 or 10) can be adjusted in such a way that the output voltage swing complements the most linear voltage to frequency relationship. The minimum output voltage or zero pressure differential (Figure 12) should be about 3.7 V at 300 kHz, and the maximum output voltage or maximum pressure should be about 4.8 at 650 kHz. Therefore, the full scale pressure across the transducer can be transformed in a better than 2:1 change in output frequency.

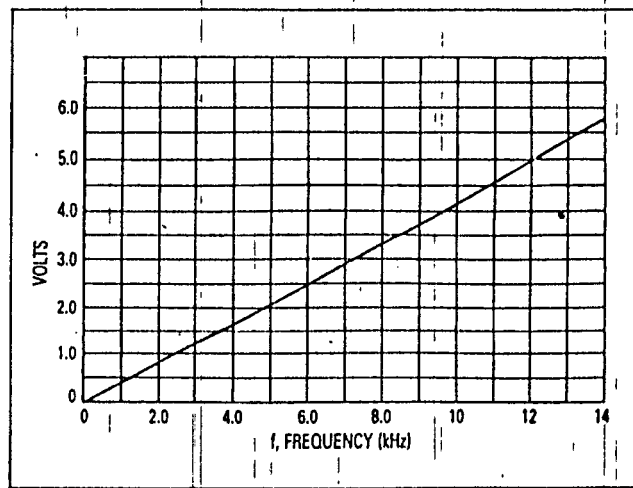


FIGURE 15 — Voltage to Frequency $V_{CC} = 15 V$

An alternate approach to converting the pressure dependent output voltage of the transducer to a frequency is illustrated in Figure 13. The circuit consists of one half of an LM258 operational amplifier and an MC1455 used as an astable multivibrator. The LM258 operational amplifier is used as a voltage controlled current source. Figure 14 graphically illustrates the relationship between control voltage and output current using different feedback resistors. The voltage current relationship remains very linear, assuming that the four resistors are chosen to be of equal value and much larger than the sensing resistor (1.0 k). This circuit supplies an output current up to the maximum output current available from the operational amplifier. The maximum voltage compliance of the output is limited by the output swing of the operational amplifier, minus the voltage drop across the sensing resistor.

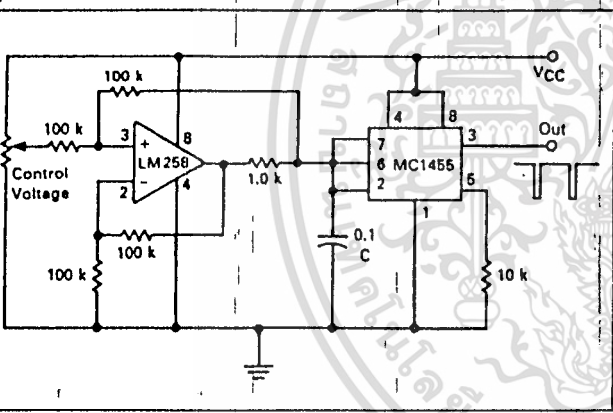


FIGURE 13 — Voltage to Frequency MC1455/LM258

A detailed analysis of voltage controlled current sources is discussed in Application Note AN587. The capacitor C (0.1 μF Figure 13) is charged via the constant current source and discharged via Pin 7 of the MC1455 timer. The 10 k Ω resistor allows the capacitor to charge only to one half of the supply voltage, resulting in a very linear control voltage to frequency conversion.

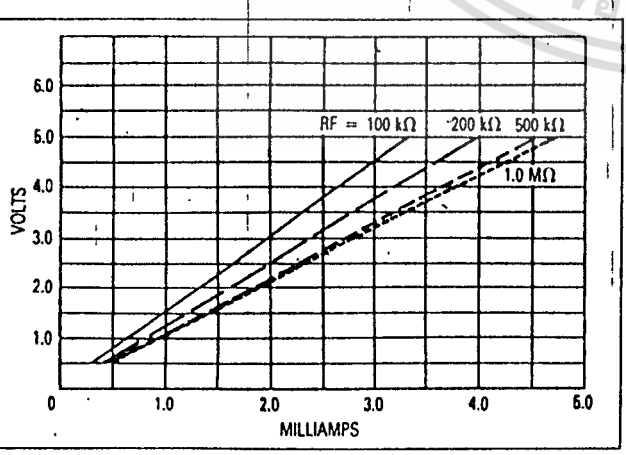


FIGURE 14 — Voltage to Current Conversion

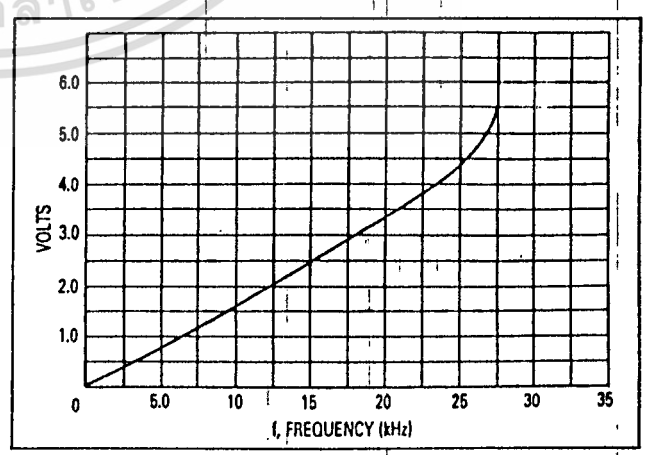


FIGURE 16 — Voltage to Frequency $V_{CC} = 10 V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังขอให้นำต้นฉบับไปเผยแพร่ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figures 15 and 16 graphically illustrate the measured relationship between the control voltage and the output frequency using the circuit shown in Figure 13. A 3.0 V change in control voltage results in a linear change of frequency of about 10 kHz.

Figure 17 illustrates a complete circuit converting pressure to frequency and incorporates all three conversion schemes:

- 1.) Pressure to voltage conversion.
- 2.) Pressure to current conversion.
- 3.) Pressure to frequency conversion.

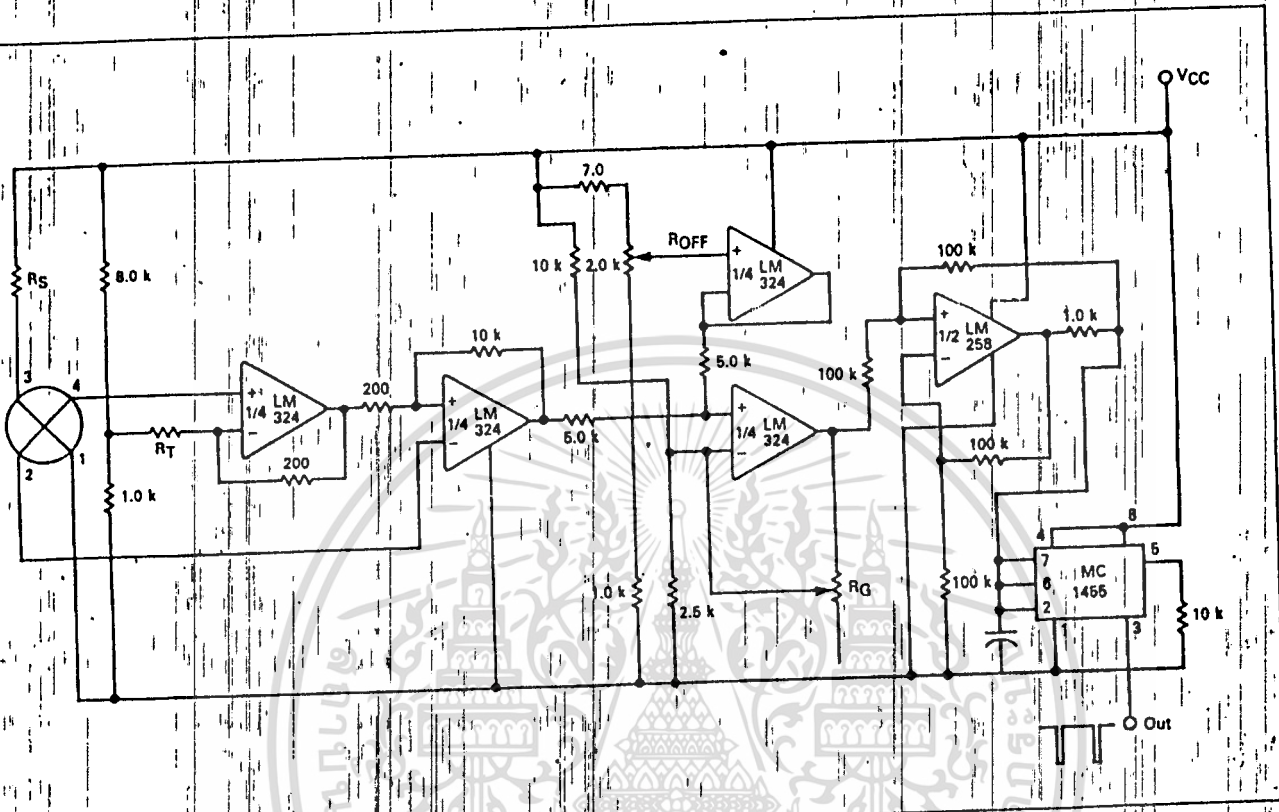


FIGURE 17 — Pressure to Frequency Conversion

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein to improve reliability, function or design. Motorola does not assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit described herein; neither does it convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Employment Opportunity/Affirmative Action Employer.

MPX Pressure Sensors Used For Switch Applications

Prepared by
 Steve Swensen, Sensor Engineering
 Semiconductor Products Sector

INTRODUCTION

A high-performance, low-cost alternative to mechanical bellows and Bourdon tubes as the sensitive element in pressure switch designs now exists in the Motorola MPX Series of solid-state pressure sensors. Available in ranges from 10 kPa to 200 kPa (≈ 1.5 psi to 30 psi) these sensors offer repeatability and precision not available in inexpensive mechanical devices. Linearity and hysteresis are rated at better than 0.1% FS; repeatability is better than $\pm 0.5\%$ FS after 1.5 million cycles. Improved performance over extended temperature is attainable with minimum external circuitry. For complete individual device performance specifications, refer to MPX10, MPX50, MPX100 and MPX200 data sheets.

SENSOR CHARACTERISTICS

The MPX Series pressure sensor output is a millivolt-level, analog signal proportional to the pressure (or vacuum) input. These piezoresistive sensors, unlike conventional Wheatstone bridge devices, utilize a single p-type resistor strategically placed in an etched silicon diaphragm. A four-terminal resistor with two voltage and two current taps, the device is an electromechanical analog of a Hall effect device. When current is passed longitudinally thru the resistor (Pins 1 and 3) and pressure

is applied at right angles to the current flow, the silicon diaphragm is stressed, a transverse electric field is generated and this voltage is tapped-off at resistor-divider Pins 2 and 4. (See Figures 1 and 2).

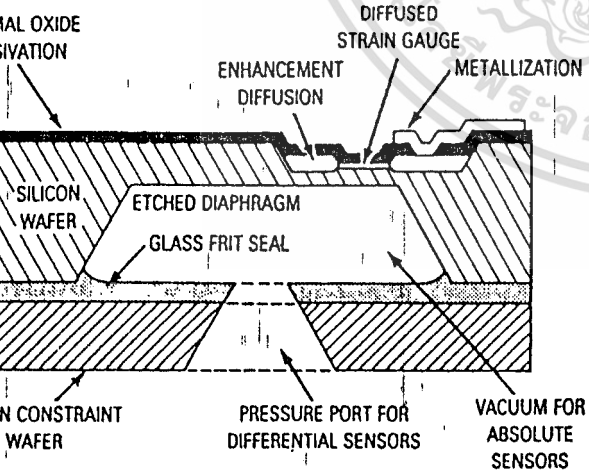


Figure 1.

The etched-silicon wafer is bonded to a glass frit for mechanically matched support. The reference chamber is sealed in a vacuum for absolute devices and open to atmosphere for differential and gauge sensors.

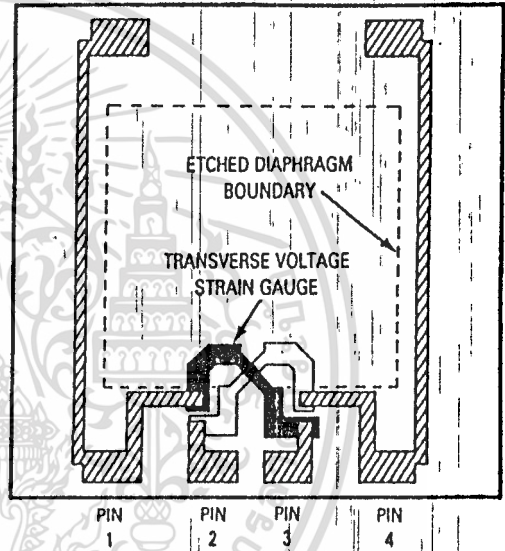


Figure 2.

A four-terminal resistor with two voltage and two-current taps, the sensor is an electro-mechanical analog of a Hall effect device.

This single-resistor technological advancement over conventional four element Wheatstone bridge configurations offers distinct advantages to the user. TC of span is predictable based on initial room-temperature readings, so it is unnecessary for the user to temperature profile each part. Offset polarity is controllable thru precision lithography with the result being simplified offset compensation circuitry. Accuracy, in terms of linearity, hysteresis and sensitivity, surpasses that of the more complex, full-bridge sensors.

SELECTING THE SENSOR

The circuit described is generic in that none of the values shown need to be changed to meet a wide variety of the designer's needs. However, the sensor required for a particular application must be selected properly. Simply



MOTOROLA

... the sensor selected must fit the pressure range of interest. If your switch-point is \approx 1 psi, use an MPX10. If your switch-point is 28 psi, use an MPX200. Refer to the "Pressure Conversion Chart" (Table 1) to convert your unit of use to kPa.

Select the sensor package configuration appropriate to your needs. For gauge-pressure use MPX__GP, for gauge-vacuum use MPX__GVP, and for differential pressure use MPX__DP. If you design your own proprietary part, the element only designation is MPX__D.

The example presented here is a pressure switch designed to "trip" at a setting between 15 and 28 psi. With 28 psi as the controlling pressure, the MPX201 is the device suitable to that range. (The MPX201 is selected over the MPX200 in this switch application as an economic decision in that improved linearity specifications contribute nothing of consequence to performance.) As this is a pressure-referenced-to-ambient switch, the GP package is appropriate. Therefore, the MPX201GP is the sensor type used in a 15-30 psi pressure switch.

CIRCUIT DESCRIPTION

This simple solid-state pressure switch (see Figure 4) consists of five basic functions; 1) the low-voltage power supply, 2) the sensor, 3) signal amplifier, 4) comparator, and 5) the power output control. Connected to any electric motor powered appliance, this circuit will sense pressure, compare that pressure with a reference or set-point, and then switch the motor power. Typical applications include a compressor-motor controller in a pressure system such as a paint sprayer, a pump control in a liquid level detector, a fan control maintaining a positive pressure in a clean room or hospital operating room, or a heater pro-

tection device in water heaters or distillation equipment. Using instead an MPX11DP to sense low-level pressure differentials and replacing K1 with an LED indicator, this same circuit can be used to indicate excessive pressure drop across air or water filtration equipment.

The unregulated power-supply shown is appropriate in this application as the circuit is ratiometric. Variations in line power, within normal limits, will only shift the operating point a few percent. The transformer secondary will provide about 10 V_{rms} to a 40 mA load, but this is not critical. Four 1N4001 diodes (or a bridge assembly) charges C1, (a 200 μ F filter) to about +12 Vdc. This voltage is the transducer excitation, op-amp supply, and relay coil source.

Transducer excitation current is developed thru the R₁, R₂ divider of 820 ohms each. Temperature compensation techniques as described in Motorola Application Note AN922 show a method of self-compensation achievable thru the proper selection of R series. In accordance with these recommendations, 820 x 2 ohms is the closest standard value for the typical transducer input impedance and is appropriate to the relatively loose requirements of this design.

Refer to "Operating Characteristics," Figure 3. For any sensor used, output as a function of pressure input will be between 20 and 90 mV with 3.0 Vdc across Pins 1 and 3, and full-scale pressure applied. Assuming a trip-point near center scale, the sensor output will be between 10 and 50 mV. A fixed amplifier gain of \approx 100 V/V will provide a 1 to 5 V swing in most cases. This nominal Δ V versus Δ P may be modified by a factor of 5 to 10 but will make very little difference in the switch operation. This can be seen by an analysis of the amplifier/comparator circuit.

$1.5 \text{ PSI} = 10 \text{ kPa}$
 $7 \text{ kPa} = 75 \text{ mmHg}$

Figure 3. Operating Characteristics

Uncompensated	Pressure Range PSI	Over-Pressure PSI Max	Full Scale *Span mV		Zero Pressure Offset mV		Sensitivity mV/PSI Typ	Linearity % of FS Max
			Min	Max	Min	Max		
MPX10	0 to 1.5	15	20	60	0	35	24	± 1
MPX11	0 to 1.5	15	30	60	0	35	34	-0.5 to +3
MPX12	0 to 1.5	15	45	70	0	35	38	0 to +5
MPX50	0 to 7.5	30	45	90	0	35	8	± 0.1
MPX51	0 to 7.5	30	30	60	0	35	6	± 0.1
MPX52	0 to 7.5	30	30	90	0	35	8	± 0.5
MPX100	0 to 15	30	45	90	0	35	4	± 0.1
MPX200	0 to 30	60	45	90	0	35	2	± 0.1
MPX201	0 to 30	60	45	90	0	35	2	± 0.2

Table 1. Pressure Conversion Chart

TO:	mm Hg @ 0°C	in. Hg @ 0°C	in. H ₂ O @ 25°C	lbs. per sq. in.	kiloPascals
FROM:	Multiply By				
mm Hg @ 0°C	1	0.039370	0.53682	0.019337	0.13332
in. Hg @ 0°C	25.400	1	13.635	0.49115	3.3864
in. H ₂ O @ 25°C	1.8628	0.73339	1	0.036021	0.24835
lbs. per sq. in.	51.715	2.0360	27.762	1	6.8948
kiloPascals	7.5006	0.29530	4.0265	0.14504	1

The amplifier-comparator is an LM358 dual operational amplifier. Note that there is no input resistor between Pin 2 of the transducer and Pin 2 of the amplifier. In effect, the input resistor is the output impedance of the sensor so the gain of this stage will be $A_v \approx R_{fb}/\text{transducer}$, $Z_o = 100K/\approx 1K$ or about 100 V/V. While this arrangement presents loading to the transducer output and some degradation in linearity and sensitivity, this factor is relatively unimportant in a switch application. (This would, however, be intolerable in a precision linear design.) R_5 is the trip-point adjustment. By adjusting R_5 , a voltage division between R_5 wiper and transducer Pin 4 + i_n takes place which ($\times 100$) establishes a dc level at output Pin 1 of the amplifier. Observing the polarity of the transducer output and op-amp inputs, it can be seen that the amplifier output will go toward ground with an increase in pressure. The positive value at which the amplifier starts its negative going output is determined by the R_5 setting. R_5 , therefore, establishes the pedestal level from which the ΔV versus ΔP negative going transition begins.

The second half of the LM358 operational amplifier acts as a voltage comparator. The noninverting input of the amplifier is the reference voltage input with Pin 3 of the transducer as the reference source. Transducer sensitivity will decrease with an increase in temperature. This is caused by a decrease in excitation current which occurs with an increase in transducer Z_{in} . As transducer Z_{in} increases, the reference voltage moves closer to the more positive pedestal voltage and helps compensate for TC of span errors.

As applied pressure increases, amplifier output (Pin 1) decreases until it equals the reference voltage. At this

point, the comparator switches to a HI output and then (R_4) hysteresis resistor, drives the first amplifier output slightly more negative. While a hysteresis resistor is necessary to prevent relay chatter in the event pressure hovers at the trip-point, many applications require other specific hysteresis values. The value of the hysteresis resistor can be modified to provide reliable hysteresis from 1% to 49% of the trip-point value.

Integrator capacitor C_2 across R_{fb} (R_3) will not always be necessary. In systems such as compressor controls where the pressure input "hammers" due to the lack of a pneumatic accumulator, C_2 will act as the accumulator and smooth out pressure peaks which would otherwise cause a chattering output. In static systems such as liquid level controls, the integrator function (C_2) will not be necessary.

The final output of this switch is a FORM-C SPDT relay. As the LM358 can safely source 30 mA, select a relay coil which requires 20 to 30 mA at 12 Vdc. 12 amp contacts are sufficient to control 1/4 HP motors and below. For larger motors, use the miniature "on-board" relay to operate a contactor which will in turn control heavier loads.

Refer to Figures 6 and 7 for component layout and PCB patterns for this circuit.

To gain the advantages of a non-mechanical power output, the SSR circuit shown in Figure 5 is completely isolated from the input circuitry, will handle resistive loads to 7A and adequately control motors up to 1/4 HP. For users requiring quiet, zero-crossing triac switching, simply replace the MOC3009 with a MOC3030 zero-crossing triac opto coupler.

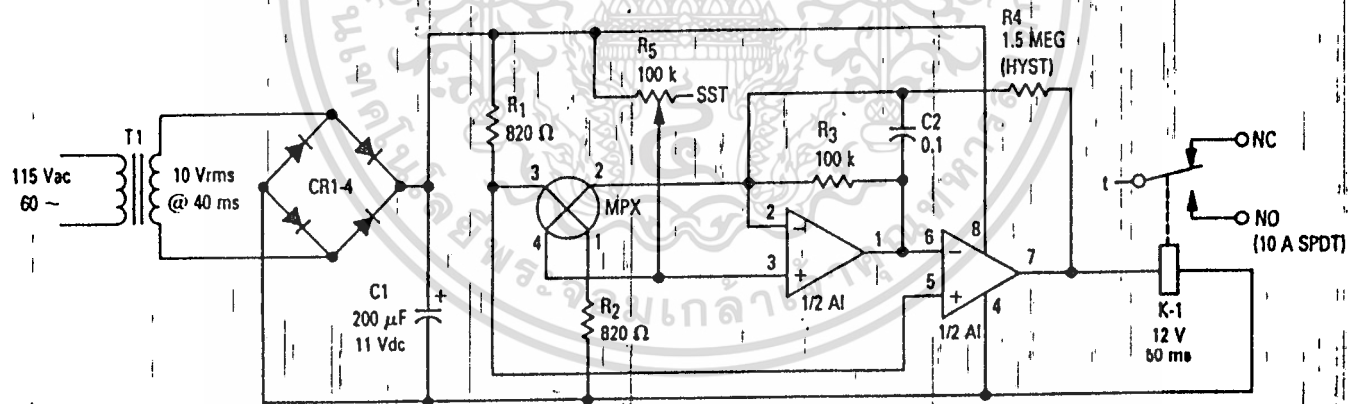


Figure 4. Solid-State Pressure Switch

Compatible with the Pressure Switch Control Circuit, this solid-state relay will control motors to 1/4 HP.

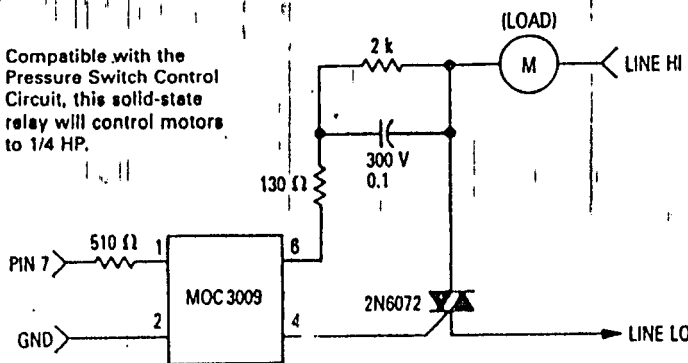


Figure 5. Solid-State Relay (SSR)

PCB LAYOUT — X1 POSITIVE

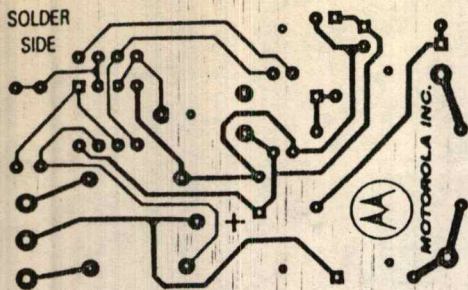


Figure 6.

IMPROVING THE CIRCUIT FOR PRECISION PERFORMANCE

Most users will be satisfied with the circuit as described. Performance is repeatable $\pm 3\%$ over the normal factory environment of $\pm 15^\circ\text{C}$ to 40°C . However, there will be applications where a tighter performance over a wider temperature range is required. Following are recommendations which will allow the designer to achieve $\pm 1\%$ repeatability from 0°C to 85°C .

For extended temperature precision operation, the power supply must be reworked to provide a stable, regulated output over the temperature range. If an external supply is not available, modify the supply in Figure 5.

Replace T1 with a more substantial transformer having a secondary winding which will provide 12 to 15 V_{RMS} at 100 mA. Install a fixed, three-terminal regulator such as an MC78M12. Use a high quality 1,000 μF , 35 Vdc filter-capacitor. Design your supply so that its regulation to line and load variations over temperature is well within 50% of the maximum system tolerance you expect to see.

The LM358 operational amplifier must be replaced with the LM158 device. All resistors must be metal-film precision resistors, R_5 should become 1 $M\Omega$ and a 10 $k\Omega$ input resistor should be inserted between Pin 2 of the transducer and Pin 2 of the operational amplifier. R_1 and R_2 are key to compensating the transducer sensitivity over temperature so their values must be calculated for each sensor using the technique described in Application Note AN922.

Improvements may be achieved beyond the above recommendation by utilizing an LM124 quad operation amplifier. Use one extra section as a buffer between the transducer Pin 2 and following amplifier inverting input. Use the second extra section as a junction controlled temperature sensitive voltage source to excite the transducer.

A simple compromise design approach which will increase accuracy over temperature significantly but call for no changes in the circuit as presented would be to add a thermistor across R_5 . The care with which this thermistor is selected will determine the final accuracy over temperature for each individual unit.

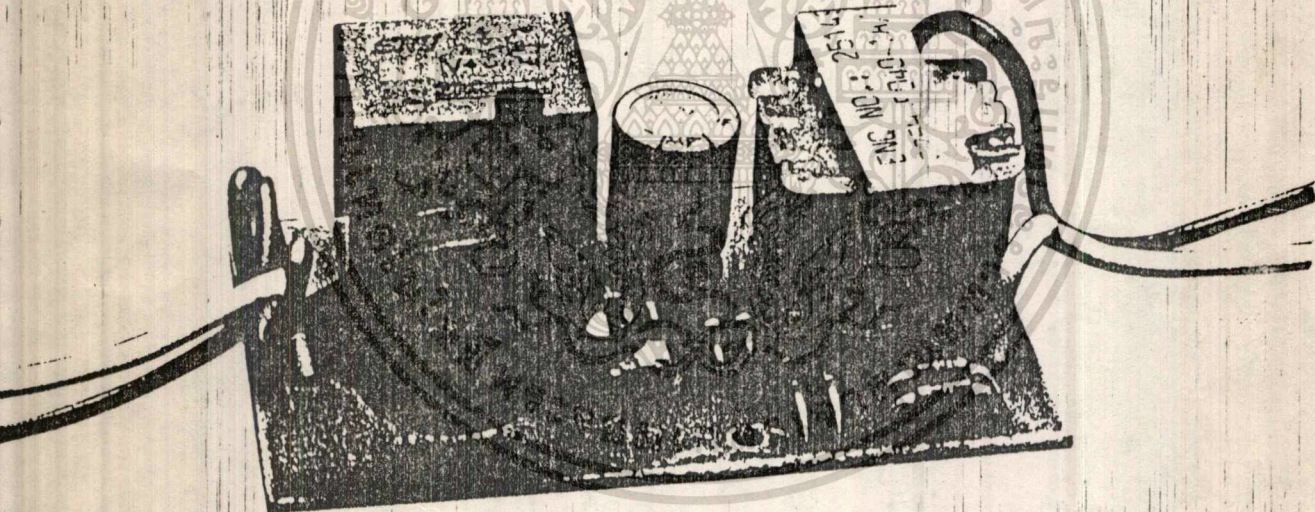


Figure 7. Component Layout for the Pressure Switch

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein to improve reliability, function or design. Motorola does not assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit described herein; neither does it convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Employment Opportunity/Affirmative Action Employer.

Literature Distribution Centers:

USA: Motorola Literature Distribution; P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036.
 EUROPE: Motorola Ltd.; European Literature Center; 88 Tanners Drive, Blakelands Milton Keynes, MK145BP, England.
 HONG KONG: Motorola Inc.; International Semiconductor Group; P.O. Box 80300; Cheung Sha Wan Post Office; Kowloon Hong Kong.



MOTOROLA

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านกา **AN962**

กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณ อ.สมศักดิ์ เขียวศิริกุล และ
อ.ประภากร สุวรรณะ ที่ให้เกียรติเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา และให้คำแนะนำใน
การทำปริญานิพนธ์เรื่องนี้ ตลอดจนภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล และชุมนุม
เครื่องกลที่ให้มีอุปกรณ์ในการกลึง และคำแนะนำจากเพื่อนที่ได้ช่วยทำงานนี้
ดำเนินไปด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. มนตรี โชติวรวิทย์, ชนินทร์ นุ่มศิริ, ประสิทธิ์ วิวัฒชาญกิจ, อัครวิน สารวิทย์, "ไฮครอลิกส์," รุ่งแสงการพิมพ์, พิมพ์ครั้งที่ 1, 2529, หน้า 1-20
2. อ.มงคล อาทิกาญ, "นิวแมติกส์ 1" คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าวิทยาเขตพระนครเหนือ, สำนักพิมพ์ไทยวัฒนาพานิช จำกัด, พิมพ์ครั้งที่ 1, 2527
3. วรินทร์ ทิพย์เวช, จุรินทร์ ศรีประทุมรักษ์, "คิจิตอลอิเลคโตรมิเตอร์", สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2527, หน้า 32-39
4. Louis Nashelsky and Robert Boy lestad, "Introduction Devices and circuit Theory", Third Edition
5. Donald L. schilling charles Belove, "Electronic Circuits Discrete and Integratel", 1986, PP.350-364