



ปีการศึกษา 2532

เครื่องชั่งน้ำหนักอิเล็กทรอนิกส์

โดย

นาย กุศล เลี้ยวไพโรจน์

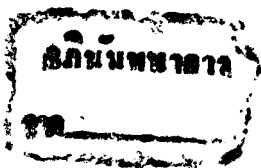
นาย สมยศ สุกจินทรเศรษฐ์

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. ไพศาล นาคพิพัฒน์



๒๒



023206

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2532

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องซึ้งนำหนักอิเล็กทรอนิกส์

ผู้จัดทำ

- 1 นาย กุศล เลี้ยวไฟโรจน์ เลขประจำตัว 30.3502
- 2 นาย สมยศ ศุกกิจนรเศรษฐ เลขประจำตัว 30.3518

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ทร. ไทศาล นาคพิพัฒน์)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....)

เครื่องชั่งน้ำหนักอิเล็กทรอนิกส์

กฤต เลี้ยวไพโรจน์

สมยศ ศุกกิจนรเศรษฐ์

คร. ไพศาล นาคหิพัฒน์ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2532

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นเครื่องชั่งน้ำหนักอิเล็กทรอนิกส์ที่ทำงานโดยใช้สนามแม่เหล็ก เป็นตัว Sensor ซึ่งจะมีความแม่นยำสูงมาก หลักการทำงานก็คือเป็นการตรวจสอบน้ำหนักสิ่งของที่วางอยู่บนจานแม่เหล็กจากแม่เหล็กไฟฟ้า ทั้งนี้อาศัยหลักของทฤษฎีที่ว่าแรงกระทำต่อแท่งตัวนำที่วางอยู่ในสนามแม่เหล็กจะแปรโดยตรงกับปริมาณกระแสที่ไหลผ่านขดลวดที่เป็นตัวการในการก่อให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้น ทั้งนี้เราจึงใช้ขดลวดลำโพงมาตรวจสอบสิ่งของได้ โดยอาศัยระยะเวลาเคลื่อนที่ของกรวยกระดาษ แล้วก็ใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ มาควบคุมกระแสที่ป้อนแก่ Voice coil จนลำโพงกลับคืนสู่ตำแหน่งจุดเริ่มต้น ซึ่งจะมีภาคแสดงผลแสดงผลแสดงออกมาเป็นตัวเลขโดยใช้แผง LCD $3\frac{1}{2}$ หลัก ชั่งน้ำหนักได้ในช่วง 0 - 200 และ 200 - 500 กรัม มีปุ่มปรับตั้งศูนย์ และปรับน้ำหนักของภาชนะใส่ของออก เพื่ออ่านน้ำหนักสุทธิของสิ่งของที่จะชั่งได้

ELECTRONIC BALANCE

Kusol Leupairote

Somyos Supakijnorasret

DR. Paisal Nakpipat Advisor

1989

Abstract

This electronic balance is based on the underlying principle of electromagnetic force compensation. Since the force on a conductor placed in a magnetic field is proportional to the coil current causing the field, the voice coil in a loudspeaker can be used as a force sensor if weight is transferred direct onto the cone and thus onto the voice coil. After measuring the cone displacement, an electronic control circuit arranges for a current to be sent through the voice coil, causing the initial position of the cone to be shifted, i.e. it is pushed outwards. The current necessary to effect the counterbalancing cone displacement is directly proportional to the force applied to the voice coil. In the proposed design, the loudspeaker is a fairly powerful type that ensures adequate repeatability in the stated weight ranges of 0 to 200 and 200 to 500 g.

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1	
วิธีการวัดแรงพื้นฐาน	1
ตาซึ่งแบบเพนคูลิน	4
ตาซึ่งแทน	4
ตาซึ่งไฟฟ้า	5
บทที่ 2	
ทฤษฎีย่อ	15
คุณสมบัติของออฟแอมป์	15
ทฤษฎีวงจรย่อ	30
แม่เหล็กไฟฟ้า	32
บทที่ 3	
หลักการและการสร้าง	33
การสร้าง	33
หลักการ	48
การทำงาน	52
บทที่ 4	
การทดสอบการชั่งน้ำหนัก และผลการทดสอบ	54
สรุปผลการทดสอบ	56
ภาคผนวก	58
เอกสารอ้างอิง	
กิจกรรมประกาศ	

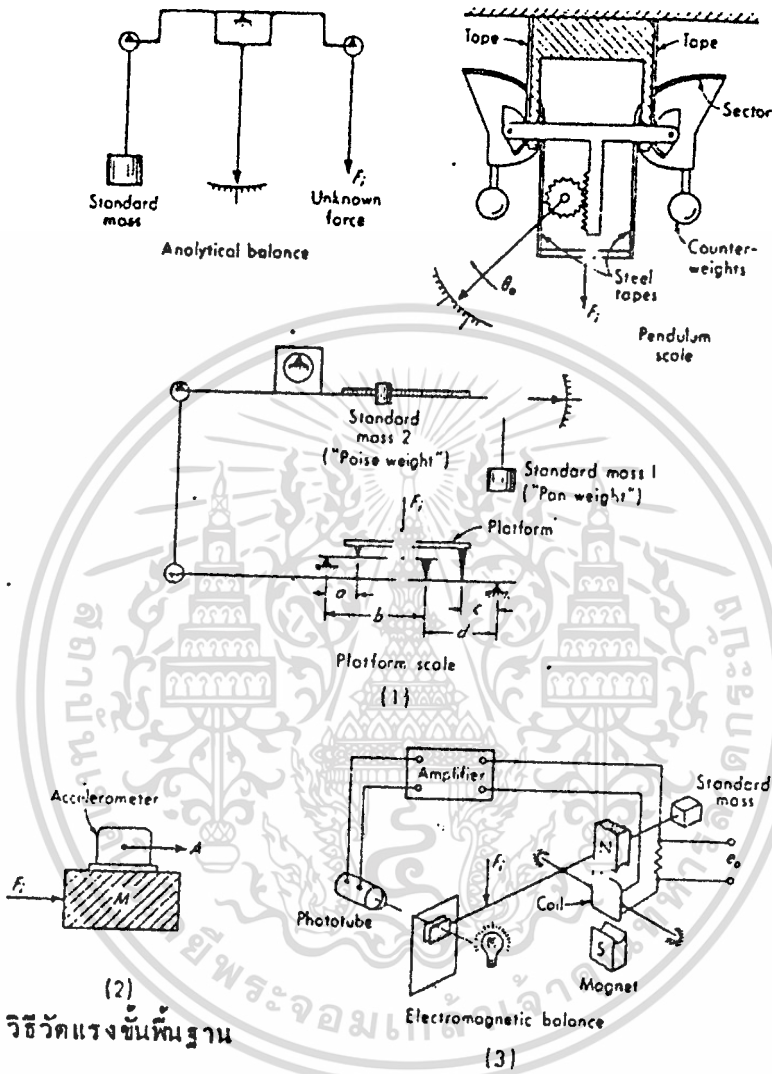
บทที่ 1

วิธีการวัดแรงสั่นฐาน

แรงที่ไม่ทราบ สามารถจะวัดให้โดยวิธีการดังต่อไปนี้

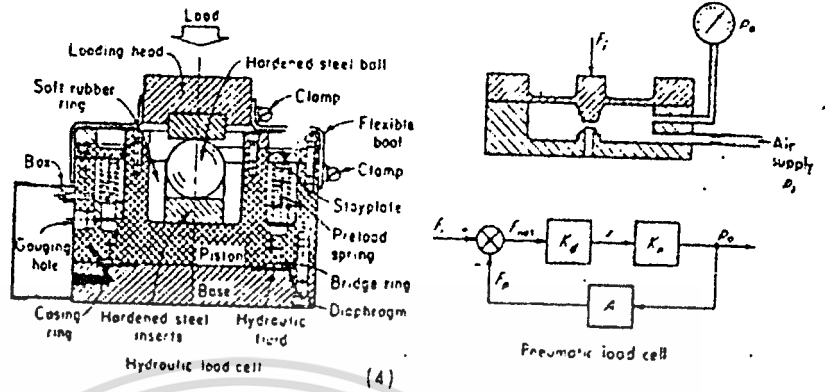
1. ใช้กาลานซ์กับแรงความโน้มถ่วงที่กระทำกับมวลมาตรฐานโดยตรงหรือผ่านระบบ
2. วัดอัตราเร่งของวัตถุที่รู้มวลเมื่อใช้แรงที่ไม่ทราบค่าต้น
3. บาลานซ์กับแรงแม่เหล็กที่เล็กลงโดยปฏิกิริยาของกองยส์มีกระแสไฟไปกับแม่เหล็ก
4. เปลี่ยนแรงเป็นความดันของไหลแล้ววัดความดันของไหล
5. ใช้แรงกระทำกับชิ้นส่วนที่ยืดหยุ่นแล้ววัดการยุบตัว
6. วัดการเปลี่ยนแปลงของgyroscope เนื่องจากแรงบิดกระทำที่เกี่ยวข้องกับแรง
7. วัดการเปลี่ยนแปลงของความเร็วธรรมชาติของเส้นลวดที่ถูกดึงด้วยแรง

ในรูป 1.1 วิธีการที่ 1 คือตาชั่งที่ใช้ในการทดลอง ตาชั่งเพนดูลัม และหาชั่ง
แทน ตาชั่งทดลองมีหลักการที่ง่าย แต่การออกแบบและการใช้งานจะต้องระมัดระวังเพื่อให้
ได้ผลที่ดีที่สุด คาน ให้รับการออกแบบให้ศูนย์กลางของมวลอยู่ที่จุดหมุนคานมีเพียงเล็กน้อย
(บางส่วนในพื้นผิว) เพื่อให้จุดสมดุลมีความคงตัว สำหรับการวัดที่ไม่ละเอียดนัก
นักกลางด้านการเคลื่อนที่ของวงคน แทนที่จะพยายามหาจุดศูนย์โพยการเพิ่มน้ำหนัก ซึ่งอ่านได้
เร็วกว่า แต่จะต้องรู้สัดส่วนของการไม่สมดุลกับการเคลื่อนที่อย่างถี่ แต่

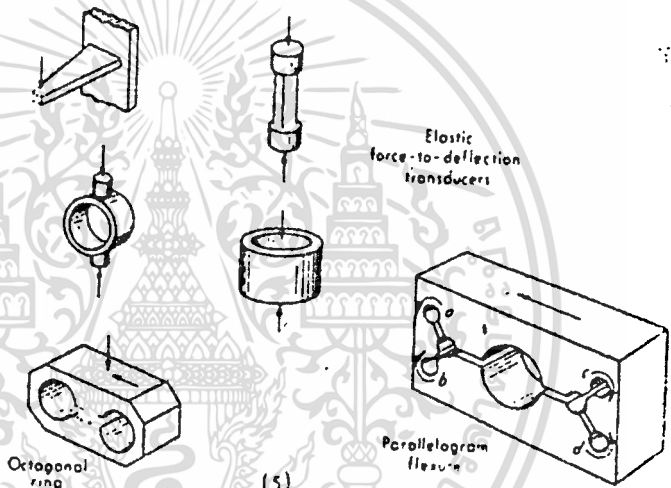


รูป 1.1 วิธีวัดแรงขึ้นพื้นฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 1.1. (ต่อ)



(5)

รูป 1.1 (ต่อ)

ส่วนนี้ มีแนวโน้มที่จะเปลี่ยนแปลงไปตามโหลด เพราะการยุบตัวของหมึก แต่การออกแบบ การกระหว่างขั้วระมีหระวัง ก็อาจลทผลนี้ลงให้ ถ้าต้องการวัดให้ละเอียดมากดูแรงลอยตัวของมวลที่อยู่ในอากาศจะตองนำมาคำนวณด้วย ค่าซึ่งที่ไวมาก จะต้องติดตั้งไว้ในห้องควบคุมอุณหภูมิและใช้งานไทยการควบคุมระยะไกล เพิ่มลทผลของความรอนจากตัวผู้ใช้งาน และแรงลม อุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงระหว่างสองแซนของค่าซึ่ง $1/20^{\circ}\text{C}$ จะทำให้สัดส่วนความยาวของแซนเปลี่ยนแปลงไป ๆ ส่วนในล้าน ซึ่งอาจสำคัญสำหรับการใช้งานบางประเภท ค่าซึ่งคทลงที่มีรายอาจแยกวงกไ้ทั้งนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะ	ช่วงวัด	ความละเอียด
Macro analytical	200 - 1,000	-4 10
Semimicro analytical	50 - 100	-5 10
Micro analytical	10 - 20	-6 10
Micro balance	น้อยกว่า 1	-6 10
Ultramicro balance	น้อยกว่า 0.01	-7 10

ตาชั่งแบบเพนตุลัม เป็นเครื่องมือแบบขุมหัว โทยที่แรงที่คองการจะวัดจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงบิดที่สัมพันธ์กับแรงบิดของมวลคงที่มาตรฐานวางแบบเพนตุลัม เครื่องที่ใช้งานอยู่ใช้ Sector รูปร่างพิเศษและเทพเหล็กในการเปลี่ยนสัดส่วนของแรงบิดกับมุมหมุนที่ไม่เป็นเส้นตรงของเพนตุลัมให้เป็นเส้นตรง แรงที่ไม่ทราบค่า P_i อาจกระทำโดยตรงทั้งที่แสดงไว้ในรูป 1.1 หรือผ่านทางระบบคานแบบเดียวกับตาชั่งแบบแท่น เพื่อวัดช่วงการวัดที่ θ สัญญาณไฟฟ้าที่เป็นสัดส่วนกับแรงสามารถจะวัดให้ด้วยเครื่องวัดระยะทางทางมุมที่วัดมุม θ

ตาชั่งแท่น (platform) ให้ระบบคานเพื่อวัดแรงมากด้วยมวลมาตรฐานขนาดเล็ก คานทำให้อยู่ในสภาพนิตได้โดยการปรับมวลใหญ่ (pan weight) และมวลเล็ก (poise weight) บนคาน ตาชั่งอาจหามาแลนซ์ตัวเองได้โดยการใช้หัววัดระยะทางไฟฟ้าเพื่อหาจุดนิต และใช้ระบบขยายกับมอเตอร์เพื่อเคลื่อนมวลเล็กให้หาซึ่งไปที่จุดนิตสิ่งที่น่าสนใจอีกอย่างหนึ่งก็คือ ถ้าหากว่า $a/b = c/d$ การอ่านตาชั่ง จะไม่ขึ้นอยู่กับค่านั่ง xi บนแท่น ซึ่งทำให้ใช้งานให้สะดวก ตาชั่งที่มีขายมักจะมีคุณสมบัตินี้ โดยการใช้ระบบรองรับตั้งในรูป หรือแบบอื่น ซึ่งทำให้ให้ผลอย่างเดียวกัน

แบบเห็น หรือแบบเห็นคลุ้ม มักจะใช้ไฟในการวัดแรง เป็นกันทั่ววัดหลังงานในเหลาใน เครื่องไคนาไอเตอร์ เครื่องซึ่งทั้งสามแบบนี้ ออกแบบไว้ให้ใช้แรงคงที่

วิธีการที่ 2 ที่ใช้เครื่องวัดอัตราเร่งเพื่อวัดแรงไม่หอยที่ใช้งานมากเพราะ แรงที่วัดให้เป็นผลมาจากมวล โดยทั่วไปแล้ว มักจะมีแรงไม่ทราบค่าหลายอันมากระทำ และ แยกวัดไม่ทันโดยวิธีนี้

ตาซึ่งไฟฟ้า ในวิธีการที่ 3 ใช้หัววัดบัลเบมไฟฟ้าและแสง เครื่องขยาย และคอลลี ให้แรงบิดในระบบเซอร์โวเพื่อทำให้เกิดสมมูลระหว่างแรงที่ไม่ทราบค่า F_i กับ แรงโน้มถ่วงกับมวลมาตรฐาน ประโยชน์ที่ได้นั้น เมื่อเทียบกับตาซึ่งกลไกคือ ใช้ง่าย ไม่ไวต่อ สภาพรอบข้าง ตอบสนองเร็วกว่า ขนาดเล็ก และควบคุมจากระยะไกลได้ง่าย สัญญาณออกที่เป็นไฟฟ้าทำให้ใช้งานบันทึกข้อมูลอย่างต่อเนื่องและ/ควบคุมจากระยะไกลได้ง่าย สัญญาณ ออกที่เป็นไฟฟ้าทำให้ใช้งานบันทึกข้อมูลอย่างต่อเนื่องและ/หรือใช้ในระบบควบคุมอัตโนมัติ ได้ง่าย ทาซึ่งที่มีไมโครโพรเซสเซอร์ที่ประกอบไว้ด้วย² จะทำให้ใช้งานสะดวกมากขึ้น ใช้งานที่หลายประเภท และความเร็วสูง โดยการทำงานซ้ำซ้อนให้เป็นอัตโนมัติและมีความ สามารถพิเศษอื่นๆ ให้อีกมากมาย เป็นต้นว่าระบบวัดที่ลดน้ำหนักของภาชนะ ออกจากน้ำหนักรวม ทำให้ให้น้ำหนักสุทธิ ระบบคำนวณทางสถิติ ทำให้สามารถคำนวณค่าเฉลี่ยและความ เบี่ยงเบนมาตรฐานในการซึ่งตัวอย่างหลายๆ ชิ้น การนับชิ้นส่วนเล็กๆ โดยการโปรแกรม ให้อ่านจำนวนชิ้นส่วนเล็กๆ โดยตรงแทนที่จะอ่านน้ำหนัก การซึ่งสัตว์ที่ใช้ทดลองในห้องทดลอง โดยตัวสัตว์ที่มีการเคลื่อนไหวก็ทำให้ใช้โดยการอ่านหลายๆ ครั้งแล้วแสดงผลค่าเฉลี่ยในช่วง เวลาที่กำหนดไว้ และการต่อเครื่องซึ่งกับเครื่องพิมพ์เพื่อพิมพ์ข้อมูลออกมาโดยตรงทำให้

วิธีการที่ 4 ที่แสดงไว้ในรูป 4.2 ใช้โหลดเซลล์ (load cell) ไฮโดรลิก¹ หรือลม เซลล์แบบไฮโดรลิก จะทำให้ส่น้ำมันอยู่เต็มและมักจะมีความดัน preload ประมาณ 30 lb/in² แรงกระทำจะทำให้ความดันน้ำมันเพิ่มขึ้น ซึ่งก็อ่านได้โดยตรงจากเครื่องวัดความดัน หัววัดความดันแบบนี้อาจใช้ในการวัดความดันได้ ตัวเซลล์จะกระแทงมากโดยอุบตัวไม้ที่ ส่วนในพันนิ้วเท่านั้นเมื่อรับแรงเต็มที่ ช่วงการวัดของเซลล์มาตรฐานสูงถึง 100,000 lbf และอาจสังเกพิเศษได้ถึง 10 ล้าน lb ความแน่นอน ประมาณ 0.1 เปอร์เซ็นต์ของ ช่วงวัด และความละเอียดประมาณ 0.02 เปอร์เซ็นต์ เครื่องบอกทางไฮโดรลิก² ใช้ได้ ในการให้ความดันเพียงจากผลรวมของสัญญาณของ 10 เซลล์ เพื่อใช้วัดน้ำหนักมาก ๆ

โหลดเซลล์แบบลมใช้หัววัดแบบ nozzle-flapper และเครื่องขยายที่มีอัตราขยายสูงในระบบเซอร์โว แรง F_i จะทำให้ไอทะแยงมอขยับตัวเป็นระยะทาง x ซึ่งทำให้เกิดความดัน P_o และปลายท่ออีกจะปัดเข้ามา ความดันที่เพิ่มขึ้น จะดันไอทะแยงมที่ A ทำให้เกิดแรง F_p ซึ่งจะดันให้ไอทะแยงมกลับไปยังตำแหน่งเดิม สำหรับแรงกระทำ F_i ใดๆ ระบบจะสมดุลที่การ เบี่ยงจากตำแหน่งหนึ่ง ซึ่งทำให้เกิดแรงดัน P_o การโต้ตอบทางสถิติกได้จากสมการ

$$(F_i - P_o A) K_d k_n = P_o \tag{1.1}$$

เมื่อ K_d = ความยืดหยุ่นของไอทะแยงม in/lbf $\tag{1.2}$

K_n = อัตราขยายของปลายท่ออีกกับแผ่นปัด (lb/in²) $\tag{1.3}$

แก้สมการหา P_o จะได้

$$P_o = \frac{F_i A}{1/(k_d k_n) + A} \tag{1.4}$$

ค่า k_n นั้นไม่ใช่ค่าคงที่อย่างง่าย แต่เปลี่ยนแปลงไปกับระยะทาง ทำให้เกิดความไม่
เป็นเส้นตรงระหว่าง x กับ P_0 แต่ว่าในการใช้งาน $k_n k_d$ มีค่าสูงมากทำให้ $1/(k_n k_n)$ น้อย
มากเมื่อเทียบกับ A ซึ่งก็จะให้สมการ

$$P_0 = \frac{F_1}{A} \tag{1.5}$$

ซึ่งเป็นเส้นตรงเพราะ A เป็นค่าคงที่ ความคงตัวทางไดนามิกส์จะเป็นข้อจำกัดที่อัตรา
ขยายที่จะใช้งานได้ ความต้านง่าย P_g มีค่า 60 lb/in^2 และค่าสูงสุดของ P_g ไม่
สามารถจะเกิน P_g ได้ ซึ่งก็จะจำกัด F_1 ที่จะวัดให้ได้น้อยกว่า $60A$ ระบบตาซึ่งลมที่มี
ขยาย อาจใช้ร่วมกับระบบสแกน ทำให้มีความสามารถสูงถึง $100,00 \text{ lbf}$

ระบบวัดแรงที่กล่าวมาแล้วนั้นมักจะใช้วัดแรงคงที่ หรือเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ
หัววัดแบบยูนิตาไรต์ในวิธีการที่ 5 มักจะใช้กับทั้งระบบแรงคงที่หรือเปลี่ยนแปลงก็ได้ โดย
ความถี่ของการเปลี่ยนแปลงอาจสูงถึงหลายพันครั้งต่อวินาที ระบบทั้งหมดนี้เป็นแบบมวลเก็บ
สะริง แต่รูปทรงเรขาคณิตของสปริงที่ใช้อาจแตกต่างกันมาก ระยะทางที่วัดอาจเป็นการ
เคลื่อนที่ทั้งหมด หรืออาจใช้เสตรนเกจติดตั้งวัดแรงในรูปของความเครียด เสตรนเกจแบบ
ยึดติดกัน จะใช้งานได้ในกรณีวัดแรงโดยใช้วัดที่ยึดหย่อน หัววัดที่ยึดหย่อนนอกจากใช้เปลี่ยน
แรงเป็นการยูนิตาไรต์แล้ว ยังอาจใช้รวมเวกเตอร์ของแรงหรือโมเมนต์ให้อยู่ในรูปของ **recta**
ngular ตัวอย่างก็คือ หัววัดที่ยึดหย่อนแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า (parallelogram
flexure จะกระต่างมาก (ไม่มีความไวคงแรง) ในทิศทางอื่นยกเว้นทิศทางของสปริงที่
วางไว้ เครื่องวัดที่วัดการเคลื่อนไหวในทิศทางที่ไว ต่อสัญญาณ จะวัดเวกเตอร์ของแรงใน
ทิศทางนั้นเท่านั้น การทำงานของหัววัดแบบนี้อาจดูให้ว่าเป็นกลไกแบบสี่คัน (4 bar link)
โดยมีจุดหมายที่จุด a, b, c และ d

ความสำคัญของหัววัดแบบอีลาสติก มีความสำคัญมากในการวัดแบบไทวมิก ดังนั้นเราจะพิจารณาอย่างละเอียดในตอนนี้ ถึงแม้ว่าโครงสร้างจะต่างกันมากแต่ลักษณะการโต้ตอบกับสัญญาณจะคล้ายกัน ทั้งนี้ในช่วงต่อไปเราจะพูดถึงแบบจำลองทางอุณหพลศาสตร์ เพื่อใช้เป็นตัวแทนของหัววัดทั้งหมด

ลักษณะของหัววัดแรงแบบอีทหยุ่น

รูป 1.2 แสดงให้เห็นแบบจำลองทางอุณหพลศาสตร์ของหัววัดแรงแบบอีทหยุ่นอันหนึ่งความเกี่ยวเนื่องระหว่างแรงกระทำและการเคลื่อนที่ที่ออกมา หาได้จากสมการ 2order ในรูป

$$F_1 - k_s x_0 - B \dot{x}_0' = M \ddot{x}_0'' \tag{1.60}$$

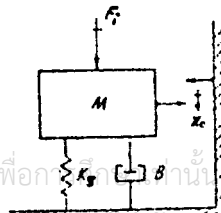
$$x_0''(D) = \frac{K}{D^2/\omega_n^2 + 2\gamma D/\omega_n + 1} F_1 \tag{1.7}$$

$$\omega_n = \frac{K_s}{M} \tag{1.8}$$

$$\gamma = \frac{B}{2 K_s M} \tag{1.9}$$

$$K = \frac{1}{K_s} \tag{1.10}$$

สังเกตว่าเครื่องมือประเภทนี้ วัดอัตราเร่งได้โดยอัตโนมัติ และจะมีสัญญาณออกมาเนื่องจากการสั่นสะเทือนของฐานที่รองรับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า รูปที่ 1.2 หัววัดแรงแบบอีทหยุ่นให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



สำหรับหัววัดที่ไม่ให้ผลการเคลื่อนที่ในเสตรนเกจติดกับสปริง

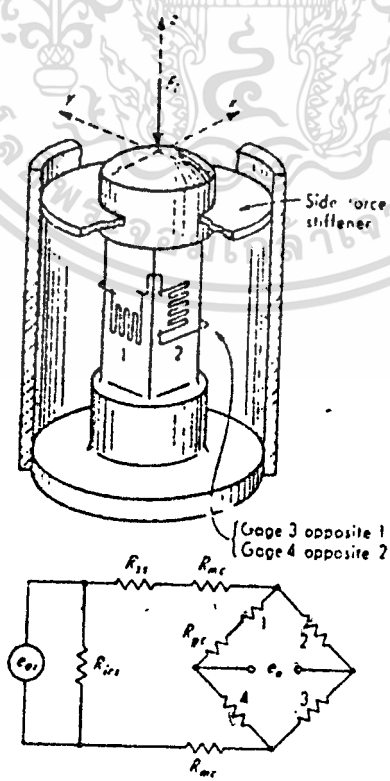
สัญญาณออก ϵ อาจได้แทนใน x_0 ให้มากกว่า K_S หมายถึงแรงค้ำหน่วยความเครียดแทนที่จะเป็นแรงค้ำหน่วยระยะทาง ในหัววัดหลายชนิด สปริงกับมวลไม่สามารที่จะแยกออกจากกันได้อย่างเด็ดขาด เพราะความยืดหยุ่น และความเฉื่อยกระจายออกไป แทนที่จะรวมกันเป็นกลุ่มก้อน ในกรณีนี้ในการออกแบบจะต้องคำนวณจากสูตรที่เหมาะสม¹ สำหรับรูปทรงทางเรขาคณิตก่อน ในกรณีนี้ในการออกแบบจะต้องคำนวณจากสูตรที่เหมาะสม สำหรับรูปทรงทางเรขาคณิตนั้นๆ แทนที่จะใช้สมการ(1.8) เมื่อหัววัดสร้างเสร็จแล้ว ความถี่ธรรมชาติที่ต่ำที่สุดและ ζ ก็อาจหาได้ด้วยการทดลองค่าของ ζ มักจะเป็นค่าน้อยและคำนวณได้ยากเพราะ มักจะเป็นความถี่ที่เกิดขึ้น ซึ่งไม่ให้ออกแบบไว้ โทษทั่วไปแล้วความไวหาจาก Strength of material หรือสูตรทางออสติก และทู่ว่าจะเกี่ยวข้องกับ การเคลื่อนที่ทั้งหมดหรือการเคลื่อนที่เฉพาะแห่ง เมื่อสร้างเสร็จแล้ว หัววัดควรจะได้รับ การปรับสเกลโดยสัมพันธ์ตรงกันไว้แล้วกับแรงที่กระทำ เพราะสูตรทางทฤษฎีไม่มีความแน่นอนเพียงพอสำหรับการปรับสเกล

หัววัดแบบใช้เสตรนเกจยึดติดกัน

โครงสร้างของโพลีเอสเตอร์ที่ใช้เสตรนเกจวัดแรงทางทานกต อยู่ในรูป 1.3 สำหรับเซลล์ที่จะต้องวัดแรงทั้งดึงและกด ก็จะต้องมีปลายที่เหมาะสมในการดึง ชิ้นส่วนที่สัมผัสโพลีเอสเตอร์จะสั่นพ้อที่จะไม่ทำให้เกิดการ buck ในที่แรงกดเต็มที่ และสัทส่วนของตัววัดจะออกแบบให้เกิดความเครียดประมาณ $1,500 \mu\epsilon$ เมื่อถูกกดเต็มที่ ค่าความเครียดนี้ เป็นค่าปกติที่ใช้ในการออกแบบเสตรนเกจของบร๊อคเกอร์ทั่วไป วัสดุที่ใช้ทำจะเป็นเหล็ก SAE 4340 เหล็กทนการกัดกร่อน 17-4 PH และอายุขัยของมุลูมิเนียม 2024 - T4 ไทย

อณูนิยมเป็นวัสดุที่ใช้บ่อยในการออกแบบโพลีเซลล์ใช้เอง แก่งโลหะแผ่นบางจะใช้ติดกับชิ้นส่วนทั้งสี่ด้าน เเยจ 1 และ 3 วัดความเครียดเนื่องจาก F_x เเยจ 2 และ 4 วัดความเค้นขวางขวางเนื่องจากสี่ส่วนของหอยชอช การวางโครงสร้างแบบนี้ จะให้ความไวเป็น $2(1+\mu)$ ของเกจตัวเหินวในสะพาน และทำให้ผลกลางผลของอุณหภูมิเพราะเกจทั้ง 4 ตัวอยู่ที่อุณหภูมิเดียวกัน การวางเกจแบบนี้ไม่ไวต่อความเค้นค้ำเนื่องจากการก่อ F_y เชียงศูนย์ ซึ่งจะเห็นได้จาก การแทนที่แรงเชียงศูนย์ด้วยแรงตรงศูนย์และโมเมนต์ โมเมนต์นี้จะแตกออกเป็นทาง x และ y ซึ่งทำให้เกิดการค้ำตัวของชิ้นส่วน ถ้าหากว่าเกจวางให้สมมาตรกัน ความเค้นในเกจ 1 และ จะตรงกันข้าม และ ϵ_0 จะไม่มีผล ผลบนเกจ 2 และ 4 จากการค้ำเพราะการรับแรงเชียงศูนย์ ก็อาจแสดงให้เห็นได้โดยวิธีเดียวกันตัวเสริมค้ำข้าง (side-force stiffener) จะลดผลของการค้ำเป็นมุม เพราะตัวเสริมจะกระต่างมากทางรัศมี (x, y) แต่ยึดหยุ่นได้ทิศทาง z

การยุบตัวภายใต้แรงเค้นที่ของโพลีเซลล์ชนิดนี้ จะประมาณ 0.001 นิ้ว



รูป 1.3 โพลีเซลล์แบบ strain-gage

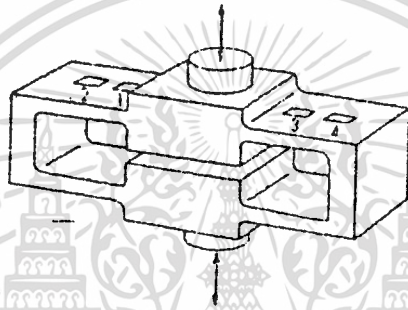
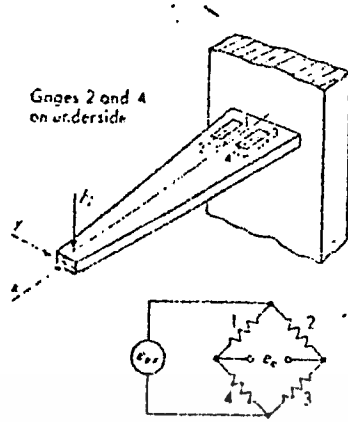
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0.015 นิ้ว แสดงให้เห็นว่ามีความกระแทงมาก ตามปกติแล้วความถี่ธรรมชาติของเซลล์แบบนี้ จะไม่กล่าวไว้ในคู่มือ เพราะจะเป็นผลมาจากมวลที่ส่งแรงภายนอกของเซลล์ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง เมื่อใช้ในการชั่งน้ำหนัก ความกระแทงสูงอาจหมายถึงความไวค่าห่วย ถ้าต้องการเพิ่มความไวในเซลล์ที่รับแรงน้อยโดยไม่เสียความคงตัวของ Column และพื้นที่ที่ใช้ติดตั้งเกจ ก็อาจใช้ชิ้นส่วนกลางสี่เหลี่ยมที่มีรูปกลมภายในในการรับแรง

เพื่อให้ได้ความแน่นอนสูง (0.3 ถึง 0.1 เปอร์เซ็นต์) ของการรับแรง (เต็มที) ที่จะต้องใช้งานหลายประเภท ก็อาจต้องเติมเต็มส่วน คล้างผลของอุณหภูมิอีก¹ และทำได้โดยการใช้ตัวต้านทานที่ไวต่ออุณหภูมิ R_{Te} และ R_{Tm} ทั้งแสดงไว้ในรูป 1.3 ตัวต้านทานเหล่านี้จะติดตั้งไว้อยู่ในโหลเซลล์ เพื่อให้เป็นอุณหภูมิเดียวกันกับเกจ จุดมุ่งหมายของ R_{Tm} คือแก้ไขความแตกต่างของสัมประสิทธิ์ความต้านทานต่ออุณหภูมิที่มีอยู่ระหว่างเกจทั้ง 4 ตัว จุดมุ่งหมายของ R_{Te} ก็คือปรับปรุงความขึ้นอยู่กับอุณหภูมิของ modulus of elasticity ของวัสดุที่รับแรง ถึงแม้ว่าเราต้องการวัดแรง แต่เกจนั้นวัดความเครียด ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงของ modulus of elasticity จะทำให้ความเครียดแตกต่าเองออกไปและให้ e_0 ที่ไม่ถูกต้อง ถึงแม้แรงกระทำจะเท่าเดิม เนื่องจากโลหะทุกชนิดมีการเปลี่ยน modulus of elasticity กับอุณหภูมิ ดังนั้นจึงเป็นผลให้ความไวเปลี่ยนแปลง ตัวต้านทาน R_{Tm} คล้างผลให้ด้วยการเปลี่ยนแรงที่กระทำที่ส่งไปยังสะพานเป็นจำนวนหนึ่งจะลบล้างกับผลของการเปลี่ยน modulus of elasticity

ในโหลเซลล์ที่มีชาย อาจพบตัวต้านทานอีกสองถึง ซึ่งใช้ปรับความ

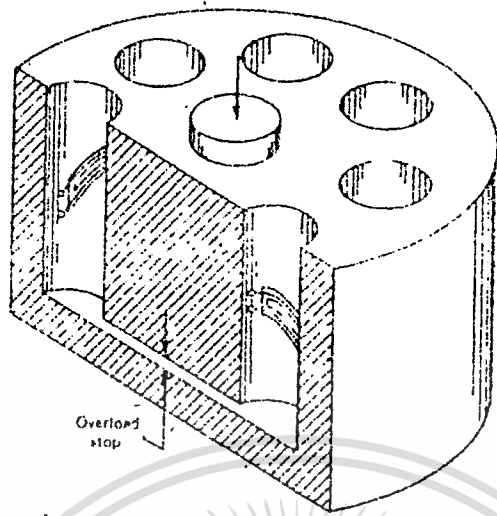


รูป 1.4 หัววัด strain-gage แบบตาม

ไวสำหรับ ϵ_{xx} ใหญ่ เป็นค่ามาตรฐาน และ R_{irs} ใช้ในการปรับความต้านทานขาเข้าให้เป็นค่าที่ต้องการ

ถ้าหากการวางชิ้นส่วนแบบกท/กึ่งไม้สามารถจะให้ความไวที่ห้องการโต้ ก็อาจใช้การคัดแทน การคัดหาไวความเครียดสูงกว่าต่อหน่วยแรงกระทำ แต่จะทำให้ความกระต้างแคะและความถี่ธรรมชาติลดลง การวางเกจบนคานแลนทิลเลอร์ทำให้ไวความไวเป็น 4 เท่าของเกจเดี่ยว และใช้การลทล่างของอดหมูมิ ความไวไวล่งทิศทาง x และ y จะมีไ้ ถ้าหากว่าเกจทุกตัวเหมือนกันหมดและวางตัวแบบสมมาตร

หัววัดที่ใช้การรับแรงเฉือน สามารถจะออกแบบให้ขนาดเล็กลงในทิศทางรับแรงเฉือนที่มีความไว้น้อยต่อแรงเฉือนและโมเมนต์ท่าง้านข้าง มีความถี่ธรรมชาติสูงและมีความไว้น้อยต่อแรงเฉือนและโมเมนต์ท่าง้านข้าง มีความถี่ธรรมชาติสูงและมีความไว้น้อยต่อแรงเฉือนและโมเมนต์ท่าง้านข้าง มีความถี่ธรรมชาติสูงและมีความไว้น้อยต่อแรงเฉือนและโมเมนต์ท่าง้านข้าง มีความถี่ธรรมชาติสูงและมีความไว้น้อยต่อแรงเฉือนและโมเมนต์ท่าง้านข้าง



รูป 1.5 หัววัดแรงแบบ shear-web

อายุการคำนวณ ป้องกันการรับแรงเกินความสามารถ (over load) ที่ง่าย และมีความกระ
 ท้างสูง รูป 4.6 แสดงให้เห็นถึงแบบหนึ่งที่ใช้เอง 4 จิวติคเป็นมุม 45° กับแกนรับแรงโดย
 ติททากกับเนื้อโลหะระหว่างรู เพื่อวัดความเครียดในบางทิ่งและกทที่เกิทขึ้นจากความเค้นเนือ
 เคจสองกั้นอยู่ในการทิ่งและลองอันอยู่ในการกท ทิ่งนั้นจึงใช้วางจระแบบสะพานเต็มท้ (full-bridge)
 จุทป้องกันโอเวอร์โหลทททำให้เราใช้เกจรับแรงมาก (สมมุติว่า 100,000 lbf) ก้อนกับเกจรับ
 แรงน้อย (สมมุติ 10,000 lbf) เพื่อให้ได้หัววัดที่วัดได้ทิ่งสองช่วง เพื่อให้ได้ความละเอียด
 วุทที่แรงน้อย ค่าหากแรงกระท้วกว่า 10,000 เราจะได้สัญญาณจากโหลทเซลล์รับแรง
 น้อย และเมื่อแรงมากเกินไป ก็จะได้จุดจ้วกทและเราจะได้สัญญาณจากเซลล์รับแรงมากได้

หัววัดแรงแบบใช้เสตรนเคจ หาซื้อได้หลายแบบโดยมีท่างวัดตั้งแต่ไม่กี่ปอนท์ไป
 จนถึงหลายแสนปอนท์ โดยมีความแน่นอนที่แตกต่างกันไปตามราคา หัววัดแบบสวามแน่นอน
 น้อยจะมีความไม่แน่นอนความ ซึ่งรามทวามไม่เป็นเส้นตรง hysteresis และ non-
 ประมาณ 1 เปอร์เซ็นต์ของแรงที่รับได้ ผลของอุณหภูมิจะประมาณ 0.005 เปอร์เซ็นต์ของ
 แรงสูงสุดต่อที่รับได้ 0.00158 เปอร์เซ็นต์แรงสูงสุดต่อ เมื่ออุณหภูมิไม่เปลี่ยนแปลงและ 0.0015
 เปอร์เซ็นต์ของแรงสูงสุดต่อที่รับได้ 0.00158 เปอร์เซ็นต์ของแรงสูงสุดต่อ 0.00158 เปอร์เซ็นต์ของ
 ไม่เปลี่ยนแปลงและ 0.008 เปอร์เซ็นต์ของค่าที่อ่านต่อ 0.00158 เปอร์เซ็นต์ของค่าที่อ่านต่อ 0.00158

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

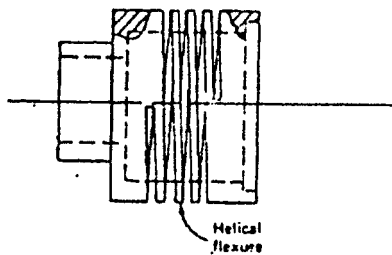
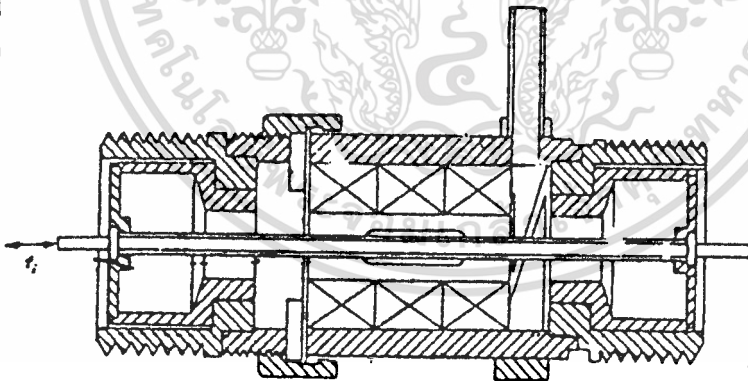
อุณหภูมิลเปลี่ยนแปลง

หัววัดแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความแตกต่าง

รูป 1.6 แสดงให้เห็นถึงการออกแบบโมดูลเซลล์แบบใช้ ในการวัดแรงโหลด เซลล์แบบนี้ ใช้ตัวยึดหยุ่นแบบเกลียว (helical flexure) สองตัวเป็นสปริงรับแรงสามารถ รับแรงได้จาก 10 g จนถึง 1000. lbf เกลียวภายนอกทำให้สามารถปรับศูนย์โดยการ เปลี่ยนแปลงตำแหน่งทางยาวของคอยล์ LVDT ที่ยึดให้ท้ายสปริง ช่วงชักเต็มที่ประมาณ 0.020 ถึง 0.030 นิ้ว ความไม่เป็นเส้นตรงน้อยกว่า 0.2 เปอร์เซ็นต์ของแรงสูงสุดที่ได้รับได้ อุณหภูมิ ทำงานในช่วง -65 ถึง 200 °F

หัววัดแบบพีอีเอ็ล็คทริก

วัดวัดแรงแบบนี้มี transfer function อยู่ในรูปแบบเดียวกับหัววัด ทั้งนี้จึงใช้ วัดแรงที่มั่นคงที่เท่านั้น แต่บางแบบ (หัววัดเป็น quartz และมีเครื่องขยายประจุ) อาจมี ความหยาบที่วัดแรงคงที่ในเวลาสั้น และปรับสเกลทางสถาทิกได้



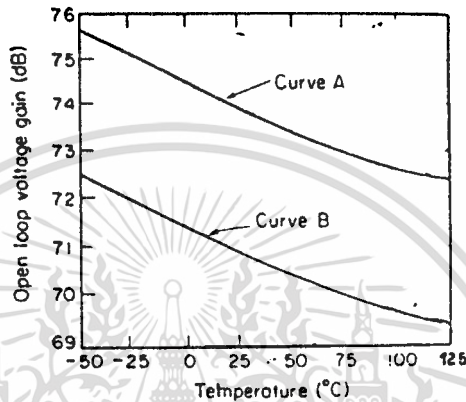
รูป 1.6 หัววัดแรงแบบ LVDT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติของ OP AMP

อัตราขยายแรงดันวงจรเปิด

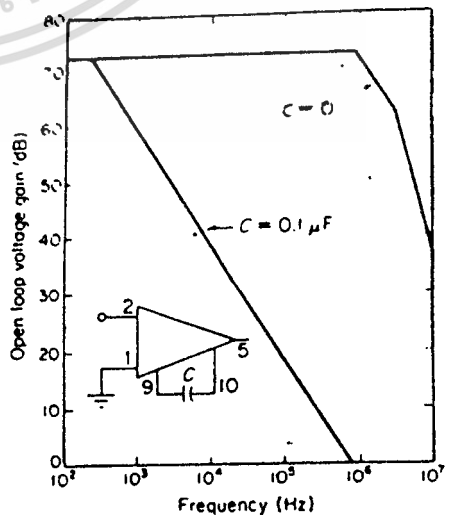
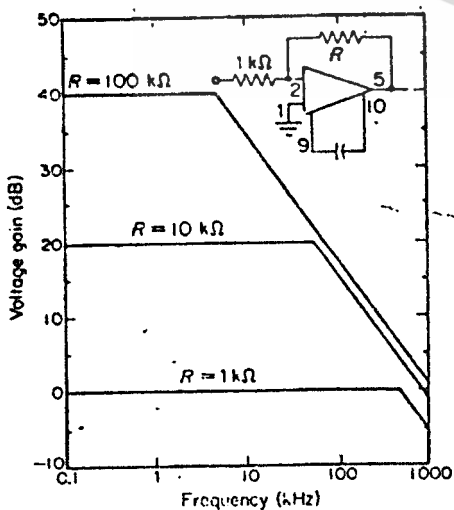
อัตราขยายแรงดันวงจรเปิดเป็นอัตราส่วนของความเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตต่ออินพุตค่าอัตราขยายวงจรเปิด วัดเมื่อไม่มีการป้อนกลับและไม่มีการชดเชย ทั้งได้อธิบายแล้วว่า ค่าอัตราขยายวงจรเปิดจะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ นอกจากนี้ยังขึ้นอยู่กับอุณหภูมิด้วย (รูป 2.1)



รูป 2.1 แสดงความสัมพันธ์อัตราขยายวงจรเปิดกับอุณหภูมิ

ค่าอัตราขยายวงจรเปิดอาจถูกเปลี่ยนแปลงไปได้ โดยการชดเชยด้วยวิธีต่างๆ รูปที่ 2.2 แสดงให้เห็นว่าเมื่อมีการชดเชย ค่าอัตราขยายวงจรเปิดจะเปลี่ยนแปลงอย่างไร

หลังการชดเชย ไอซีสามารถนำไปต่อใช้งานได้ภายในสภาวะวงจรปิต ค่าอัตราขยายวงจรปิตจะขึ้นกับค่าองค์ประกอบที่มาต่อภายนอกเท่านั้น แต่บางแผ่นข้อมูลนี้ประกอบมาด้วย เราก็ใช้ค่าเหล่านั้นได้เลย



รูป 2.2 แสดงอัตราขยายแรงดันวงจรเปิดของไอซีและไม่มี

การชดเชย

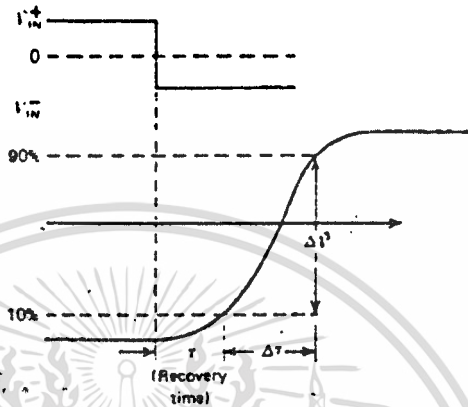
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น การนำเอกสารไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

สลัวเรท (Slow rate)

สลัวเรทของออปแอมป์ คืออัตราเปลี่ยนแปลงสูงสุดของแรงดันเอาต์พุต เทียบกับเวลาที่ไอซี สามารถรักษาคณะสมบัติเชิงเส้นไว้ได้ หรืออีกนัยหนึ่ง

$$\text{Slow rate} = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} \quad \text{หน่วยเป็น โวลต์/ไมโครวินาที}$$

ค่าสลัวเรทที่เป็นแบบฉบับมีค่าอยู่ระหว่าง 0.7 โวลต์/ไมโครวินาที ถึง 1,500 โวลต์/ไมโครวินาที.



รูป 2.4 สัญญาณที่มีขนาดใหญ่มาก (drive operational amplifier)

จากการอิมิตัวทางบวกไปสู่การเปลี่ยนอิมิตัวทางลบ

สลัวเรทสามารถใช้คำนวณค่า เวลาที่ใช้สวิตช์ระหว่างระดับสูงสุดกับระดับต่ำสุดของเอาต์พุต

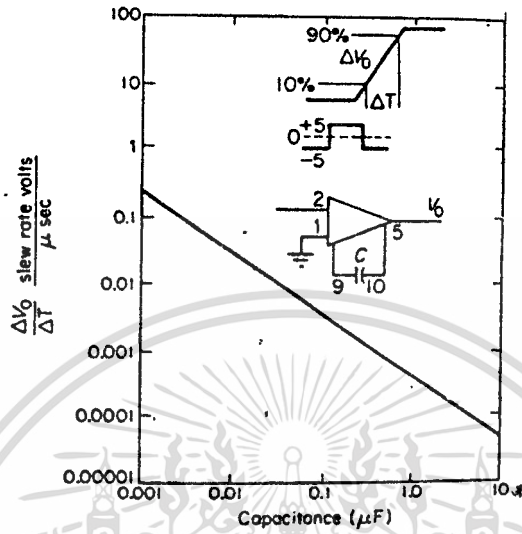
$$\text{Switching time} = \frac{\text{ผลรวมของแหล่งจ่ายกำลังไฟ}}{\text{สลัวเรท}}$$

สำหรับออปแอมป์เบอร์ 741 และใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟ 15 โวลต์

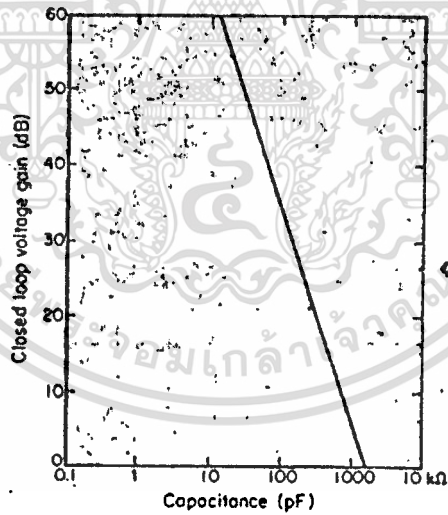
$$\begin{aligned} \text{Switching time} &= \frac{30 \text{ โวลต์}}{0.5 \text{ โวลต์/ไมโครวินาที}} \\ &= 60 \text{ โวลต์/ไมโครวินาที} \end{aligned}$$

การเพิ่มการชดเชยความถี่ทำให้สลัวเรทลดลง สลัวเรทมีความสำคัญอย่างมากในวงจรสวิตช์ ใดก็ตามวงจรเปรียบเทียบ ซึ่งไม่ต้องการชดเชยทางความถี่ เพราะว่ามันมีการป้อนกลับ

สลัวเรทลดลงเมื่อค่าตัวเก็บประจุในการชดเชยเพิ่มขึ้น (ดูรูปที่ 2.4) ฉะนั้นเมื่อเรากำลังถึงการใช้งานที่ความถี่สูงๆแล้ว เราควรเลือกค่าตัวเก็บประจุในค่าต่ำที่สุด



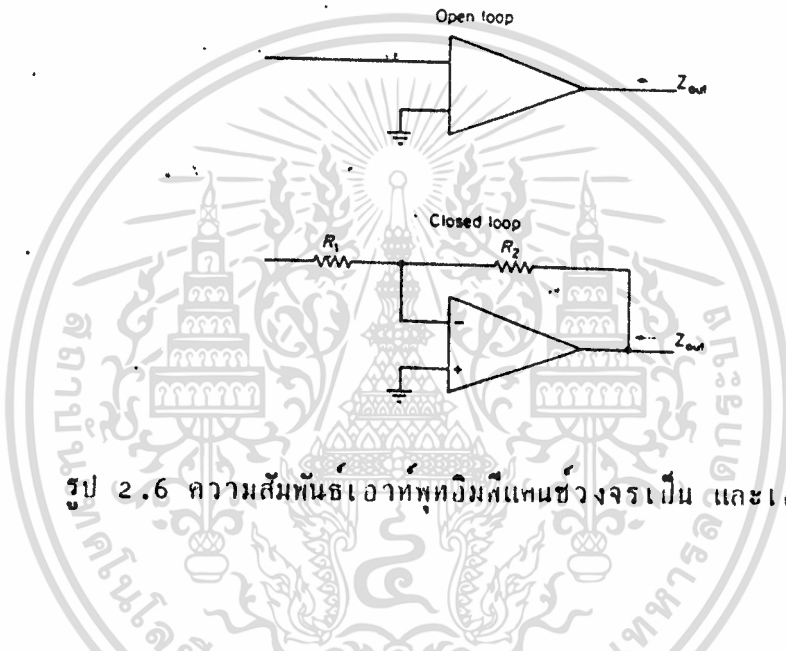
รูป 2.4 สลัวเรทของโอปิ้งค์ค่าตัวเก็บประจุในการชดเชย



รูป 2.5 สักราชขยายแรงดันวงจรมีค่าตัวเก็บประจุในการชดเชย

เอาต์พุทอิมพีแดนซ์ (Z out)

เอาต์พุทอิมพีแดนซ์ คืออัตราส่วนของการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงของกระแสเอาต์พุตเมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ดังในรูปที่ 2.6 ค่าอิมพีแดนซ์เอาต์พุต ที่มากเกินไปจะทำให้อัตราขยายลดลง เพราะโพลอิมพีแดนซ์ที่ใช้ในการป้อนกลับ และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ต่างก็ประกอบกันเป็นวงจรลทอน ปกติเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ของ ออปแอมป์จะน้อยกว่า 200 โอห์ม และอินพุทอิมพีแดนซ์จะมากกว่า 1,000 โอห์ม เมื่อความต้านทานป้อนกลับมีขนาดเป็นหลายๆ เท่าของอินพุทอิมพีแดนซ์ ดังนั้นเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ของไอซี ออปแอมป์จึงมีผลต่ออัตราขยายน้อยมาก



รูป 2.6 ความสัมพันธ์เอาต์พุทอิมพีแดนซ์วงจรเป็น และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์

วงจรปัด

ถ้าไอซีเป็น วงจรขยายแรงดัน ผลของเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ต่ออัตราขยายจะน้อยมาก เอาต์พุทอิมพีแดนซ์จะมีผลอย่างรุนแรงต่อการออกแบบที่วงจรขยายกำลัง เนื่องจาก วงจรเหล่านี้กินกระแสมาก

เอาต์พุทอิมพีแดนซ์ เมื่อมีการป้อนกลับหาได้จาก

$$\text{เอาต์พุทอิมพีแดนซ์วงจรปัด} = \frac{\text{เอาต์พุทอิมพีแดนซ์วงจรเปิด}}{1 + \text{อัตราขยายวงจรปัด}} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

เมื่อ R1 และ R2 เป็นอิมพีแดนซ์อิมพีแดนซ์ และอิมพีแดนซ์ป้อนกลับตามลำดับ เพราะฉะนั้น จะเห็นได้ชัดว่าเอาต์พุทอิมพีแดนซ์จะเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้น เพราะอัตราขยายวงจรเปิดลดลง

2.4 อิมพีแดนซ์อินพุท (Z in)

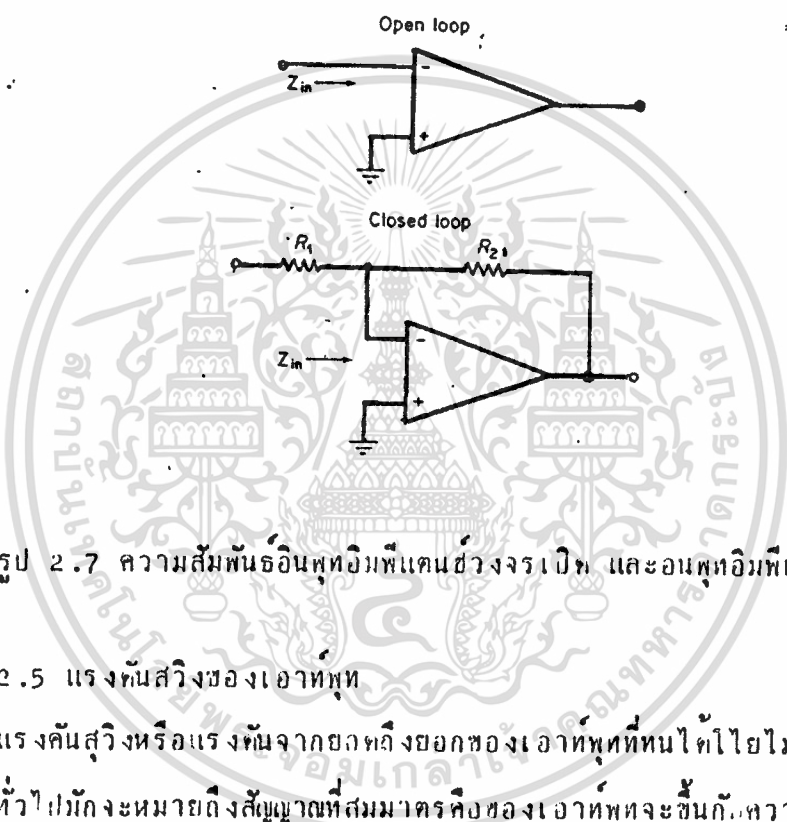
อินพุทอิมพีแดนซ์คืออัตราส่วนของการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุท ต่อการเปลี่ยนแปลงไปว่ากรออีโองทั้งสี่ และทั้งห้าจะมีค่าคงที่และต้องคำนึงถึงถึงส่วนของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ของกระแสของแรงดันพุทของทั้งสองอินพุท เมื่อเทียบกับครานอื่น ดังในรูป 3.12 ผลส่วน

ใหญ่ของอินพุตอิมพีแดนซ์ต่อการออกแบบ ก็คือ การลดค่าอัตราขยายสูงใน อินพุตอิมพีแดนซ์จะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิและความถี่ โดยทั่วไปค่าที่ออกไว้ในแผ่นข้อมูลเป็นค่าที่วัดได้ที่ 25 °C และ 1 KHz

$$\text{อินพุตอิมพีแดนซ์วงจรเปิด} \approx R_1 + \frac{R_2}{\text{อัตราขยายวงจรเปิด}}$$

หรืออีกนัยหนึ่ง

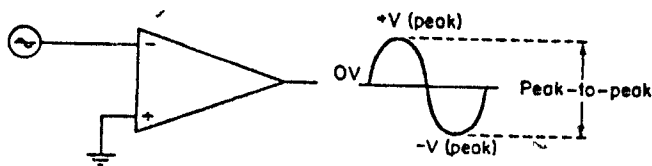
$$\text{อินพุตอิมพีแดนซ์วงจรเปิด} \approx \text{อัตราขยายวงจรเปิด} \times R_1$$



รูป 2.7 ความสัมพันธ์อินพุตอิมพีแดนซ์วงจรเปิด และอินพุตอิมพีแดนซ์วงจรปิด

2.5 แรงดันสวิงของเอาต์พุต

แรงดันสวิงหรือแรงดันจากขั้วถึงขั้วของเอาต์พุตที่เห็นได้โดยไม่ต้องมีการชลิบขมสัญญาณ. โดยทั่วไปมักจะหมายถึงสัญญาณที่สมมาตรคือของเอาต์พุตจะขึ้นกับ ความถี่กระแสไหลต เลาค์อิมพีแดนซ์และสล็อตเรท เมื่อความถี่สูงขึ้น กระแสไหลต และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์จะทำให้การสวิงของเอาต์พุตตกลงอย่างไรก็ตามที่ค่าสล็อตเรทเพิ่มขึ้น กระแสสวิงของเอาต์พุตจะกว้างขึ้นตามไปด้วย



รูป 2.8 ความสัมพันธ์แรงดันสวิงของเอาต์พุต

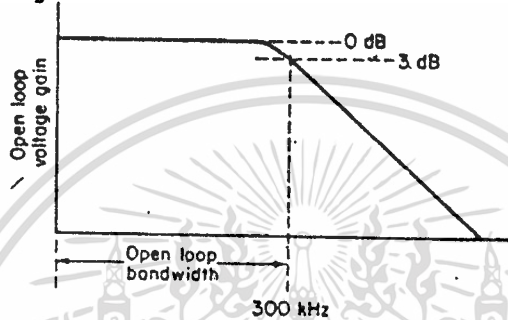
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกร้นำไปใช้ นอกจากสล็อตเรทจะสัมพันธ์กับการชลิบขม (ความถี่) ตัวเก็บประจุที่มากต่อชลิบขมยิ่งมาก จะทำให้สล็อตเรทลดลง) การสวิงของเอาต์พุตที่ขึ้นกับกระแสสวิง (ตัวเก็บประจุที่มากต่อชลิบขม)

เสียงยิ่งมาก จะลดเอาที่พหุคูณลงที่ความถี่ค่าหนึ่ง ๆ)

3.4 แถบความถี่กับพิสัยความถี่

แถบความถี่หรือแบนด์วิดท์ ของไอซีที่บอกไว้ในแผ่นข้อมูลมักจะบอกเป็นค่าเพื่อวงจรมือถือ เช่น แถบความถี่บอกไว้ว่า 300 KHz หมายถึงแถบความถี่สภาวะวงจรมือถือจะเป็น 300KHz และอัตราขยายจะลดลงท้ายอัตรา ที่ความถี่นี้ ค่อยๆ ไปอัตราขยายจะลดลงท้ายอัตราที่ 3db/octave ที่ให้จากเส้นโค้งของผลคูณสองของความถี่

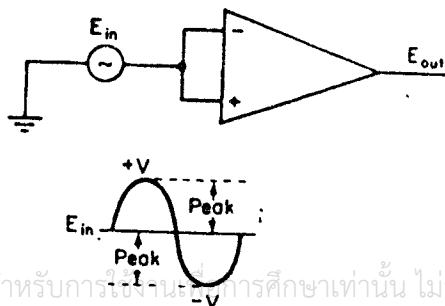


รูป 2.9 ความสัมพันธ์ของแถบความถี่ และอัตราขยายวงจรมือถือ เป็น BW_{OL} (แบนด์วิดท์ในสภาวะวงจรมือถือ) ของไอซีก็คล้ายกับความถี่ cutoff ของทรานซิสเตอร์นั่นเอง

ช่วงความถี่ของไอซีมักจะบอกเป็นช่วงความถี่ที่ใช้ประโยชน์ได้ เช่น จากที่ซีหรือ 0 Hz ถึง 15 MHz ค่าช่วงความถี่ที่ใช้ประโยชน์ได้จากของไอซีของแอมป์ก็คือ f_c ของทรานซิสเตอร์นั่นเอง โดยทั่วไปขอบเขตของความถี่มักจะบอกไว้เป็นความถี่ที่อัตราขยายของวงจรมือถือจะตกเป็นอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง

2.7 การสวิงของแรงดันอินพุตในสภาวะใหม่รวม

การสวิงของแรงดันอินพุตในสภาวะใหม่รวม คือค่าสูงสุดของแรงดันอินพุตที่สามารถจ่ายให้แก่ขั้วอินพุตของไอซี โดยที่ไอซีจะไม่ทำงานผิดพลาดไปจากธรรมชาติใหม่รวมโดยทั่วไป V_{icm} มักจะเป็นแรงดันสูงสุด ส่วน V_{cmr} แรงดันค่าบวกและลบ เช่น +1 V และ -3 V



รูป 2.10 แสดงการสวิงของแรงดันอินพุตในสภาวะใหม่รวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$CMRR = \frac{0.001}{\frac{1}{100}} = 100,00 \text{ (100 db)}$$

หรืออีกหน่วยหนึ่งใช้สูตร

$$\text{สัญญาณอินพุต} \cdot \text{เอเรนเซียลสมมูลย์} = \frac{1\text{mV}}{100} = 0.00001$$

$$CMRR = \frac{E_{in}}{\text{สัญญาณที่เอเรนเซียลสมมูลย์}}$$

$$= \frac{V}{0.00001} = 100,000 \text{ (100 db)}$$

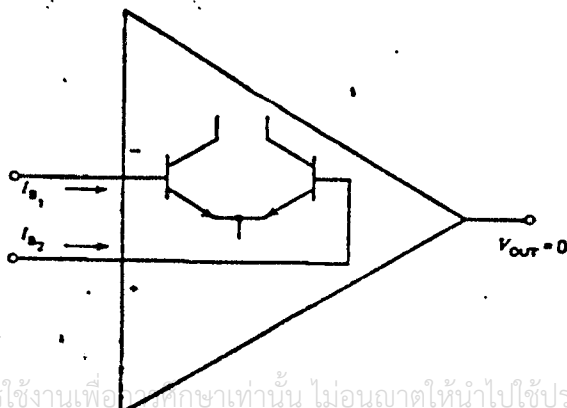
ไม่ว่าเราจะคิด CMRR แบบไหนผลที่ได้ก็เป็นการแสดงความสัมพันธ์ของวงจรแอมป์
 ทั้งนี้ เอาท์พุทในภาวะ COMMON MODE มีค่าแสดงว่า วงจรไม่ค่อยสัมพันธ์หรือมี CMRR ไม่ดี
 CMRR ตามปกติจะต้องมากกว่าอัตราขยายวงจรเปิดอย่างน้อย 20 db CMRR
 จะตกลงเมื่อความถี่สูงขึ้น การที่ ขึ้นกับความถี่ไม่เกี่ยวข้องกับการออกแบบนัก

2.9 เอสเอ็มพุดออฟเซต (output offset)

ในวงจรไอซีออปแอมป์ที่มีการไบอัสแบบลบ เมื่ออินพุทเป็นศูนย์ที่เอาต์พุทของออป
 แอมป์ในภาวะสงบนิ่งอาจจะมีแรงดันไฟตรงค่าหนึ่ง แรงดันไฟตรงที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า "แรง
 ดันออฟเซต" เอาท์พุทถ้าหากแรงดันออฟเซตเอาท์พุทมีขนาดใหญ่อาจจะมีผลกระทบต่อกระเทือน
 ต่อการทำงานของวงจรแรงดันออฟเซตเอาท์พุท เกิดจากแหล่งกำเนิด 3 แหล่งคือ

- (1) กระแสอินพุทไบอัส (2) กระแสอินพุทออฟเซต (3) แรงดันอินพุทออฟเซต
- กระแสอินพุทไบอัส

กระแสอินพุทไบอัสหรือคือกระแสเฉลี่ยของกระแสอินพุทไบอัสของไอซี เมื่อเอาต์พุท
 มีแรงดันเป็นศูนย์ทั้งแสดง ในรูป 2.11 กระแสอินพุทไบอัสขึ้นอยู่กับค่าอัตราขยายกระแส
 สัญญาณขนาดใหญ่ของภาคอินพุท



ในทางปฏิบัติไม่มีข้อกำหนดต่อขนาดสัญญาณความแตกต่างที่จ่ายให้แก่คู่ของไอซี ทรานซิสเตอร์อื่น ๆ ไม่เกินค่า V_{ICM} หรือ V_{CMR} ไม่ว่าจะ เป็นทางบวกหรือลบ ปัญหาในการออกแบบ เกี่ยวกับขนาดอินพุตจะไม่มี

เมื่อที่ไอโอเรนเซียลอินพุตไม่ใช้งาน ผู้ผลิตบางบริษัทจะบอกค่าของเขตของแรงดัน อินพุตแบบ **Single-end** ที่ใช้งานได้ไว้ด้วย

2.8 อัตราส่วนตัดทอนโหมดร่วม

อัตราส่วนตัดทอนโหมดร่วม **Common mode reject** หรือ **CMRR** มักจะจำกัด ความว่า เป็นอัตราส่วนของ **diff mode gain** ต่อ **common mode gain** **CMRR** มักจะแสดงในรูปของเดซิเบล (db)

$$CMRR \text{ (อัตราส่วน)} = \frac{\text{DIFFERENTIAL-MODE GAIN}}{\text{COMMON-MODE GAIN}}$$

$$CMRR \text{ db} = 20 \log \frac{\text{DIFFERENTIAL-MODE GAIN}}{\text{COMMON-MODE GAIN}}$$

แต่มีบางบริษัทกำหนด **CMRR** ว่าเป็นขนาดของการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตต่อขนาดอินพุต ที่เปลี่ยนแปลงในภาวะคอมมอนโหมดหารด้วยอัตราขยายวงจรเปิด



รูป 2.12 แสดงการหา **COMMON MODE REJECTION RATIO**

$$CMRR = \frac{E_{out}/E_{in}}{\text{อัตราขยายวงจรเปิด}}$$

วิธีการคำนวณ **CMRR** แบบอื่นๆ คือ เอาแรงดันเอาต์พุตในภาวะ หารด้วยอัตราขยายวงจรเปิดให้เป็น V_{ICM} เพื่อเรนเซียลอินพุตสมมูลแล้วเอาอินพุตคอมมอนโหมดหารด้วย V_{ICM} เพื่อเรนเซียลอินพุตสมมูล

สัญญาณอินพุตที่ V_{ICM} เพื่อเรนเซียลสมมูล $\times E_{out} /$ อัตราขยายวงจรเปิด

$$CMRR = \frac{E_{in}}{\text{สัญญาณอินพุตที่ } V_{ICM} \text{ เพื่อเรนเซียลสมมูล}}$$

ในรูป 2.12 สมมติให้ป้อนคอมมอนโหมดอินพุต 1 โวลต์เข้าทั้ง 2 ให้นำที่พุท 1 มี สลิวเกต ไม่จะอัตราขยายวงจรเปิดเท่ากับ 1000 ดังนั้น ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{กระแสอินพุทไบอัส (Ib)} = \frac{Ib1 + Ib2}{2}$$

ในทางปฏิบัติค่ากระแสอินพุทไบอัสนี้ เรานำไปใช้งานแก้แรงดันตกคร่อมที่ความต้านทานอินพุทไปจำกัดช่วงสัญญาณอินพุทในภาวะคอมมอนโหมด ให้อยู่เฉพาะที่ค่าอิมพีแดนซ์สูงๆ แรงดันตกคร่อมค่านี้เองที่ต้องถูกเอาชณะด้วยสัญญาณอินพุท

ค่ากระแสอินพุทไบอัสจะลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น

แรงดันเอาต์พุทออฟเซต เนื่องจากกระแสอินพุทไบอัสและกระแสอินพุทออฟเซต ในวงจรอินเวรติ่งแอมพลิไฟเออร์มีค่าประมาณทั้งสมการต่อไปนี้

$$Eos = Ib \times R2$$

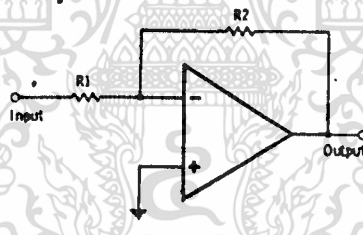
$$Eos = Ios \times R2$$

เมื่อ Eos แรงดันเอาต์พุทออฟเซต (โวลต์)

Ib กระแสอินพุทไบอัส (แอมแปร์)

Ios กระแสอินพุทออฟเซต (แอมแปร์)

R2 ความต้านทานป้อนกลับ (โอห์ม)



รูป 2.13 วงจรอินเวรติ่งแอมพลิไฟเออร์

กระแสอินพุทออฟเซต

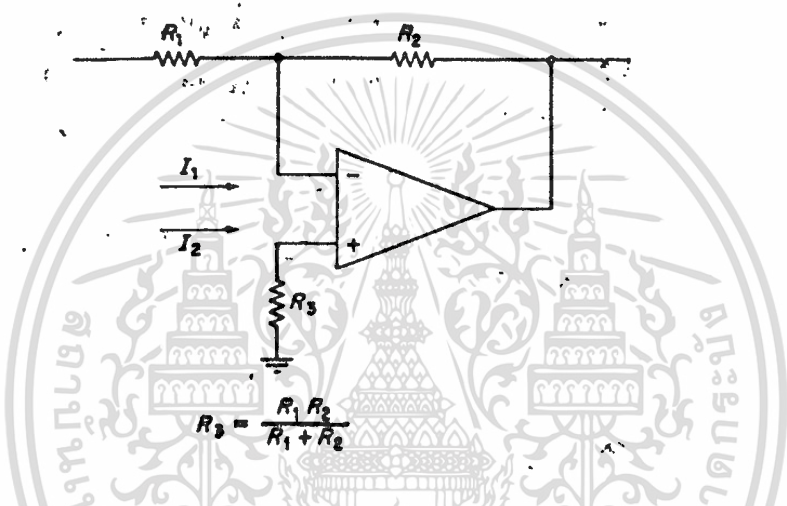
กระแสอินพุทออฟเซต คือผลต่างกระแสอินพุทไบอัส ที่ไหลในขั้วอินพุททั้งสองของ ออฟแอมป์ เมื่อเอาต์พุทมีค่าแรงดันเป็นศูนย์ ดังแสดงในสมการ (ดูรูป 2.12)

$$Ios = Ib1 - Ib2$$

กระแสอินพุทออฟเซตจะเป็นตัวบอกความเท่าเทียมกันของทรานซิสเตอร์ในภาค ดีเฟอเรนเชียลเมื่อการออกแบบต้องการค่าอิมพีแดนซ์สูง กระแสอินพุทออฟเซตจะมีผล มากกว่าแรงดันอินพุทออฟเซต ถ้าหากกระแสอินพุทไบอัสไม่เท่ากันในอินพุทแต่ละขั้ว แรงดันตกคร่อมความต้านทานอินพุทของแต่ละขั้วย่อมไม่เท่ากันด้วย และถ้าหากค่าความต้านทานอินพุทตั้งกล่าวมีค่าไม่สมมูลจะเกิดความรุนแรงในสภาวะเช่นนี้ เราอาจจะลดผลดังกล่าว ออกสกรีนเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ใดโดยการตรวจความต้านทานเข้าที่ขั้วอินพุท ดังในรูป 2.14 โดยเลือกขนาดที่พอเหมาะ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิเด็ดแปลงเนื้อหา และดัดแปลงอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ ค่าที่เลือกใช้นั้นจะอยู่ประมาณ

$$R_3 = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

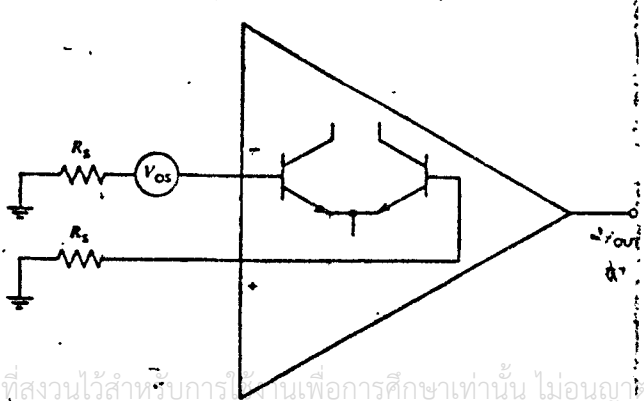
ในการออกแบบจริง ๆ ความต้านทานที่มากจะ "จ" ไม่ตรงกับ นึก ดังนั้น เราจะต้องปรับจน "ความแตกต่างของแรงดันที่อินพุต นั้นคือแรงดันเอาต์พุต เป็นศูนย์"



รูป 2.14 แสดงการลททากระแสอินพุตอ+เซท (และแรงดันอินพุตอ+เซท)

แรงดันอินพุตอ+เซท

แรงดันอินพุตอ+เซทคือแรงดันที่ตกลงใส่เข้าไประหว่างขั้วอินพุตทั้งสอง เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตเป็นศูนย์ รูปแรงดันอินพุตอ+เซทจะเป็นตัวกำหนดค่า matching tolerance ในภาคนี้ 'เอ เรน เซียน ถ้าหากเท่าเทียมกันจริง แล้วค่าแรงดันอินพุตอ+เซทจะเป็นศูนย์โดยปกติขนาดแรงดันอินพุตอ+เซทอยู่ในส่วนไม่เกินมิลลิโวลต์



รูป 2.15 วงจรอ+แอมป์แสดงแรงดันอินพุตอ+เซท ซึ่งมีค่า $R_S = 10 \text{ K}\Omega$

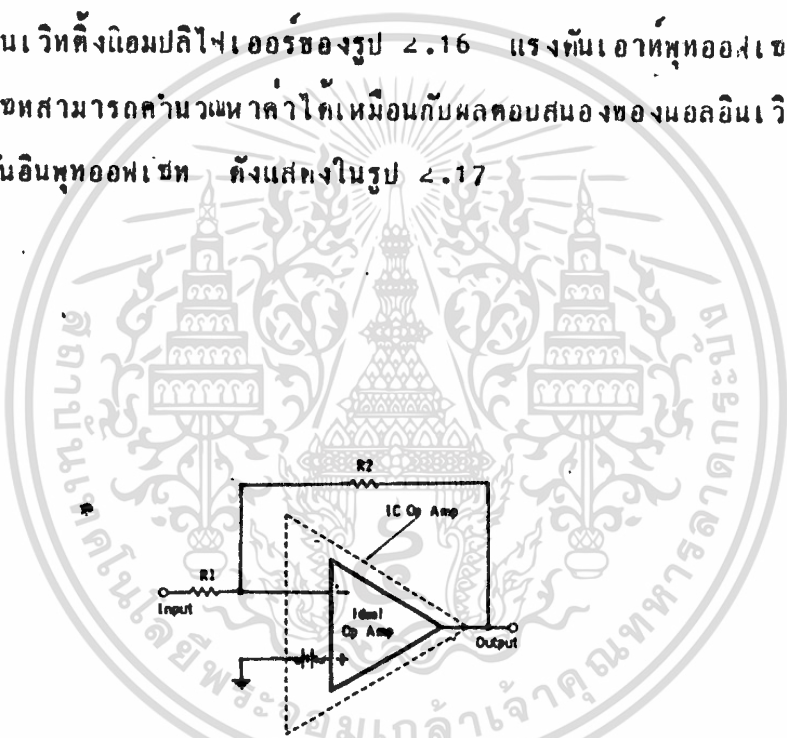
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลของแรงดันอินพุตออกเฟสในการออกแบบคือสัญญาณอินพุตส่วนหนึ่งจะต้องไปเอาชนะแรงดันอินพุตออกเฟสก่อนที่จะสร้างสัญญาณเอาต์พุตขึ้น เช่น ถ้าไอซีมีแรงดันอินพุตออกเฟสเท่ากับ 1 มิลลิโวลต์ แน่ๆจะไม่มีสัญญาณเอาต์พุตเกิดขึ้นเลย แต่ถ้าสัญญาณเข้าไปถึง 2 มิลลิโวลต์ เอาต์พุตจะออกมาแต่เฉพาะแถวขั้วของสัญญาณเท่านั้น

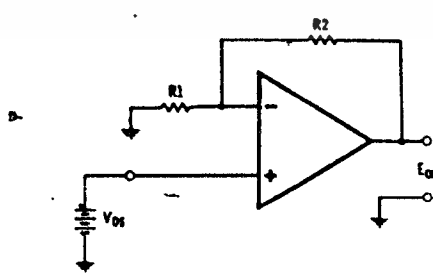
แรงดันอินพุตออกเฟสจะถูกเพิ่มด้วยอัตราขยายในสภาวะวงจรวีท ผลของแรงดันอินพุตออกเฟสจะถูกเพิ่มขึ้นด้วยอัตราส่วนของความถี่ตามแกนป้อนกลับต่อความถี่ตามอินพุตบวกกับหนึ่ง เช่นอัตราส่วนเป็น 100 ต่อ 1 ผลของแรงดันอินพุตออกเฟสจะเป็น 101

ผลของแรงดันอินพุตออกเฟสจะถูกกลบหายไปการลทกระแสดอินพุตออกเฟสทั้งหมด ทั้งในรูป 2.14

วงจรวีทคิงแอมพลิไฟเออร์ของรูป 2.16 แรงดันเอาต์พุตออกเฟสเกิดจากแรงดันอินพุตออกเฟสสามารถคำนวณค่าได้เหมือนกับผลตอบสนองของมอดอินเวทคิงแอมพลิไฟเออร์ต่อแรงดันอินพุตออกเฟส ดังแสดงในรูป 2.17



รูป 2.16 คณิตขบขรขงคณคณหุทอฟเซทของไอซีออปแอมป์



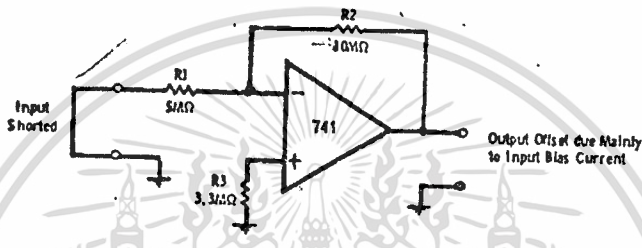
รูป 2.17 คณิตขบขรอนเวทคิงแอมป์ดำหขบการคณวณขรขงเอาต์พุตออกเฟสของอินเวทคิง หรือมอดอินเวทคิงแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างการคำนวณแรงดันเอาต์พุตออฟเซต

รูป 2.18 แสดงวงจรอินเวรติ่งแอมพลิไฟเออร์ใช้ข้อออฟแอมป์เบอร์ 741 เอาต์พุตออฟเซตที่เกิดจาก 2 แหล่งกำเนิดกระแสอินพุทไบอัส และแรงดันอินพุทออฟเซตใช้ข้อมูลที่เป็นแบบฉบับของออฟแอมป์เบอร์ 741

กระแสอินพุทไบอัส	= 80 nA = 8 * 10 ⁻⁸	แอมแปร์
กระแสอินพุทออฟเซต	= 20 nA = 2 * 10 ⁻⁸	แอมแปร์
แรงดันอินพุทออฟเซต	= 1mV = 10 ⁻³	โวลต์



รูป 2.18 วงจรอินเวรติ่งแอมพลิไฟเออร์ที่ควาซายเทกนิก

เอาต์พุตออฟเซตเนื่องจากกระแสอินพุทไบอัสคือ

$$\begin{aligned}
 E_{os} &= I_b \cdot R_2 \\
 &= 8 \cdot 10^{-8} \cdot 10^7 \\
 &= 0.8 \text{ V}
 \end{aligned}$$

เอาต์พุตออฟเซตเนื่องจากกระแสอินพุทไบอัสคือ

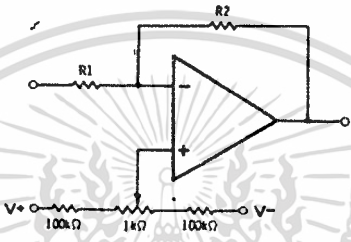
$$\begin{aligned}
 E_{os} &= \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot V_{os} \\
 &= \frac{5 \cdot 10^6 + 10^7}{5 \cdot 10^6} \cdot 10^{-3} \\
 &= 0.003 \text{ V}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

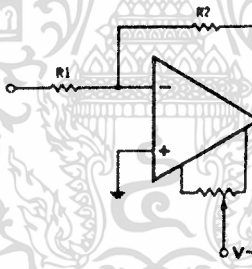
ผลรวมของแรงดันเอาต์พุตออฟเซตในกรณีนี้แยที่สุ่จะลดลงจาก 0.803 โวลต์ เมื่อใช้ตัวต้านทาน R3 ข้อสังเกต เอาต์พุตออฟเซตเนื่องจากกระแสไบอัสขึ้นอยู่กับขนาดความต้านทานของวงจร ส่วนที่เกิดจากแรงดันอินพุตออฟเซตขึ้นอยู่กับอัตราขยายสัญญาณไฟตรงวงจรปิดของวงจร

การปรับเอาต์พุตออฟเซตให้เป็นศูนย์ (Output offset Null Adjustment)

เราแก้ปัญหาเอาต์พุตออฟเซตในวงจรของไอซีออฟแอมป์ได้ โดยใช้ "Zeroing" หรือ "Nulling" Potentiometer ใส่เข้าภายนอกที่ขาอินพุตบวกปรับให้อเอาต์พุตออฟเซตเป็นศูนย์ได้ดังแสดงในรูป 2.19



รูป 2.24 แสดงการควบคุมเอาต์พุตออฟเซตของออฟแอมป์



รูป 2.19 วงจรเอาต์พุตออฟเซตของออฟแอมป์ที่มีการชดเชยอยู่ภายใน

และไอซีออฟแอมป์ส่วนมากมีการเชื่อมต่อเข้าไปยังจุดภายในตัวไอซีสำหรับปรับเอาต์พุตออฟเซตให้เป็นศูนย์ ดังแสดงในรูป 2.20

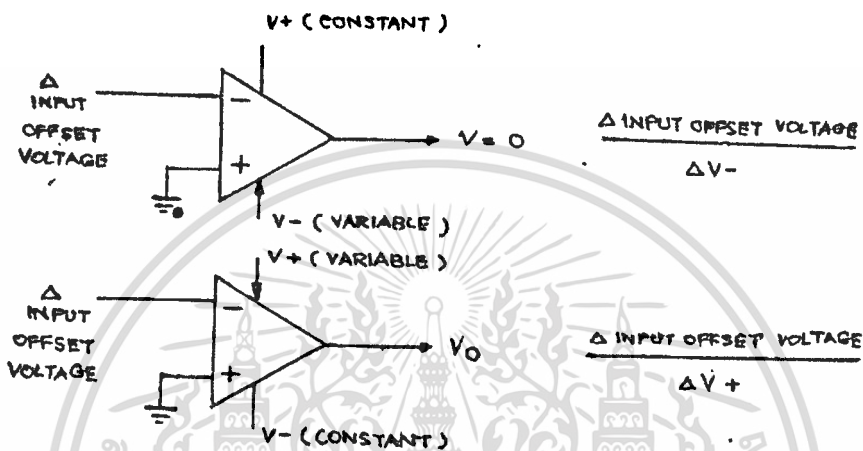
การทำเอาต์พุตออฟเซตให้เกิดครีฟ(drift) คำสุดท้ายวิธีปรับ nulling potentiometer ควรใช้หลังจากได้ใช้วิธีการอื่นๆทั้งหมดแล้ว เท่านั้น เช่น ใช้ตัวต้านทาน ต่ออนุกรมกับขาอินพุตบวก ไอซีออฟแอมป์พวกที่มีแรงดันอินพุตออฟเซต และกระแสอินพุตไบอัสค่า ใช้ค่าความต้านทานของวงจรค่าที่สุ่เท่าที่จะทำได้ และใช้การออกแบบให้อัตราขยายสัญญาณไฟตรงแบบวงจรเปิดมีค่าที่สุ่

ความไวต่อแหล่งจ่ายไฟ

เอกสารนี้เป็นความไวต่อแหล่งจ่ายไฟ เป็นค่าบอกถึงความเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตออฟเซตการค่าเพื่อความเปลี่ยนแปลงของแหล่งจ่ายไฟตัวหนึ่ง ในขณะที่อีกตัวหนึ่งคงที่ เมื่อพิจารณาจากข้อมูลบริษัทบางแบบจะบอกเป็นความไวต่อแรงดันอินพุตออฟเซต ซึ่งก็คือตัวเดียวกัน ค่าเหล่านี้

นี้จะบอกเป็น mV/V หรือ $\mu\text{V/V}$ เช่นถ้ากำหนดว่า ความไวอินพุตออฟเซตตั้งกล่าวเป็น 0.1 mV/V สำหรับค่าบวกจะหมายถึงเมื่อแหล่งจ่ายไฟชั่วขณะที่แล้วเปลี่ยนค่าแหล่งจ่ายไฟบวกไป 1 โวลต์ แรงดันอินพุตออฟเซตจะเปลี่ยนไป 0.1 มิลลิโวลต์

ผลของความไวต่อแหล่งจ่ายไฟ จะเห็นชัดเจนเนื่องจากมีผลต่อแรงดันอินพุตออฟเซตโดยตรง ถ้าหากไอซีมีความไวสูง แหล่งจ่ายไฟจะต้องมีเรีกูลเลชั่น ที่มากขึ้น



รูป 2.20 ความไวต่อแหล่งจ่ายไฟ

แรงดันอินพุตน้อยซ์

การวัดแรงดันน้อยซ์ (input noise voltage) มีอยู่หลายวิธีและจากข้อมูลบางอันจะไม่บอกไว้ โดยทั่วไปแรงดันน้อยซ์จะวัดได้ในภาวะถูกเปิด จะมีการชดเชยหรือไม่ก็ได้ แต่อินพุตต้องลัดวงจรกันทั้ง 2 ขั้ว หรือมีความต้านทานต่ออยู่ที่ขั้วอินพุต ขนาดของแรงดันเอาต์พุต หรืออินพุตวัดด้วยมิลลิโวลต์หรือโวลต์มิเตอร์อย่างใด หรือออสซิลอสโคป ค่าแรงดันอินพุตน้อยซ์อยู่ราวๆเป็นไมโครโวลต์ ส่วนเอาต์พุตน้อยซ์ไม่ควรเกิน 100 mV

ค่าของแรงดันน้อยซ์แทบจะไม่คงค่านึงถึงเลย ถ้าหากค่าแรงดันน้อยซ์ไม่สูงเกินไป หรือสัญญาณอินพุตมีขนาดโตกว่าค่าแรงดันน้อยซ์ที่อินพุต เช่นเมื่อออฟแอมป์มีค่าแรงดันน้อยซ์อินพุต 10 μV และสัญญาณเป็น 10 μV ค่ายแน่นอนว่าแรงดันน้อยซ์จะท้อกวนสัญญาณอินพุต แต่ถ้าสัญญาณอินพุตเป็น 1 mV แรงดันน้อยซ์แทบจะตัดทิ้งไปได้ เพราะน้อยมาก ค่าแรงดันน้อยซ์จะขึ้นกับอุณหภูมิ และวิธีการชดเชย

กำลังสูญเสีย

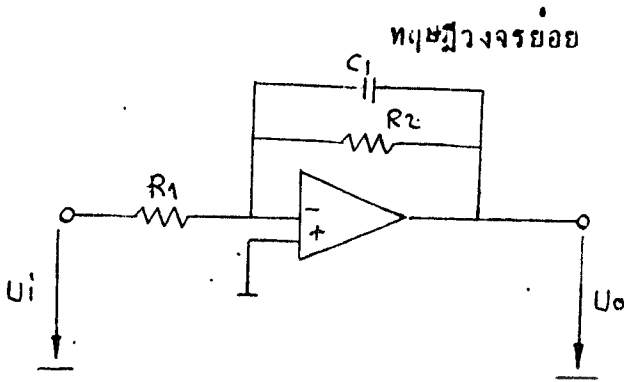
จากข้อมูลของผู้ผลิตมักจะบอกค่ากำลังสูญเสีย (power dissipation) มา 2 แบบ คือกำลังสูญเสียทั้งหมดที่กระแสไหลที่ค่าหนึ่งๆ และค่ากำลังที่สูญเสียในตัวไอซี P_D หรือ P_T ซึ่งเป็นค่ากำลังที่สูญเสียโดยตัวไอซี เมื่อไม่มีสัญญาณกำลังสูญเสียในตัวไอซี จะต้องหักออกจากกำลังสูญเสียทั้งหมดก่อนจึงจะให้กำลังสูญเสียของโหลด เช่นกำหนดว่า

กำลังสูญเสียทั้งหมดเป็น 300 มิลลิวัตต์ ที่ค่าอุณหภูมิ และแหล่งจ่ายไฟค่าหนึ่ง

กำลังสูญเสียในตัวไอซีเป็น 100 มิลลิวัตต์

กำลังสูญเสียของโหลดจะไม่เกิน 200 มิลลิวัตต์





$$A(P) = \frac{R_2/R_1}{1 + W_c R_2 C_1 P}$$

$$R_2 = \frac{a_1}{2 F_c C_1}$$

$$R_1 = - \frac{R_2}{A_0}$$

Fig First order low pass filter with inverting amplifier

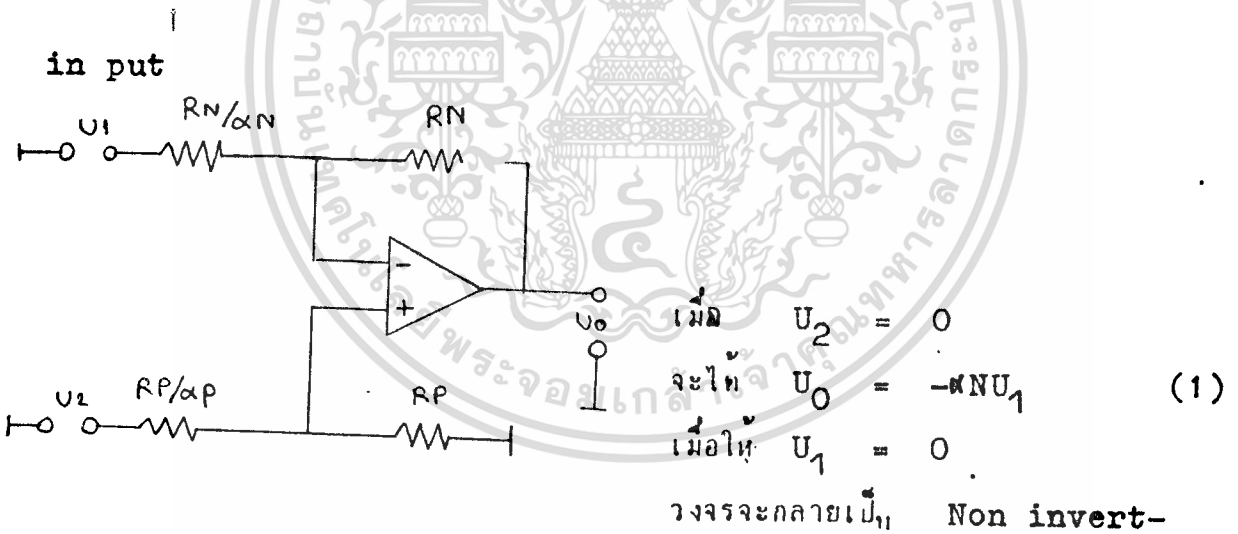
จะเห็นว่าที่ความถี่ = 0

$$A(P) = - R_2 / R_1$$

ที่ความถี่ = ∞

$$A(P) = 0$$

จะวางจรรยาทั้งที่หน้าทั้ง 2 อย่างคือเป็นวงจร Inverting Amplifier และเป็นวงจร low pass filter ไปในตัวทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความถี่ที่จะเข้ามาทาง



ing amplifier

โดยมี Voltage input = $V_p = \frac{R_p}{R_p + R_p} P$

ถ้าความต้านทานมีอัตราส่วนเท่ากัน $\alpha P = \alpha N = \alpha$

จะได้ว่า

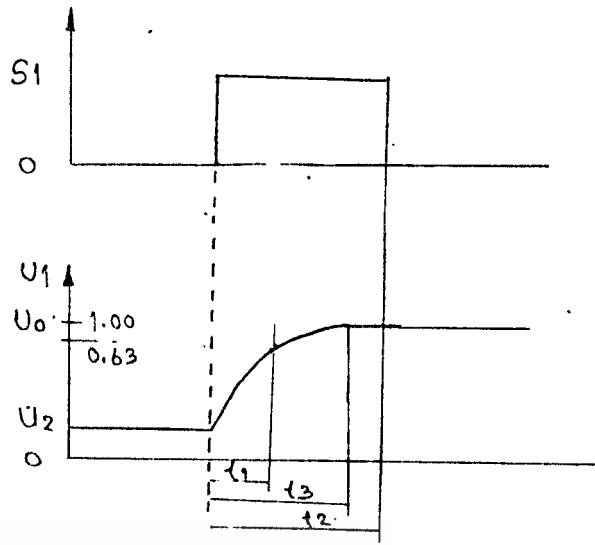
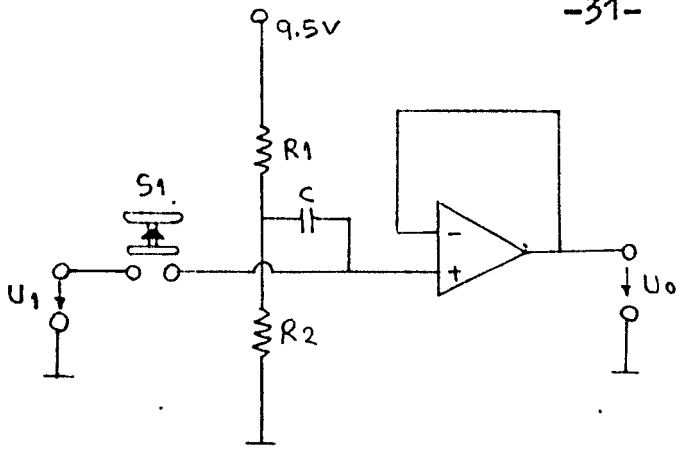
$$U_o = \alpha U_2 \tag{2}$$

จากสมการ (1) และ (2)

เราจะได้

$$U_o = \alpha (U_2 - U_1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้นไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



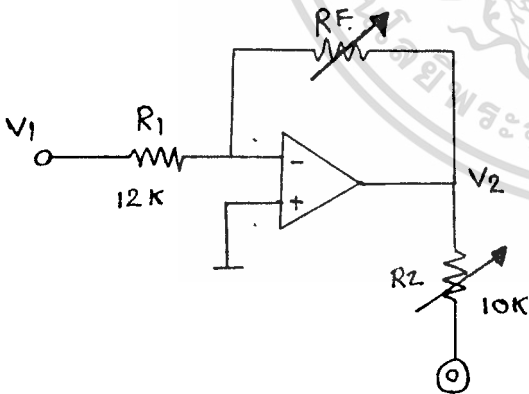
จากวงจรเมื่อเริ่มแรก U_2 จะมี Voltage รัศมีหนึ่ง U_0 จะเท่ากับ U_2 และเมื่อเรากด switch S_2 แรงดัน U_1 จะ charge C ผ่านเข้า R และ R_2 เนื่องจาก $T = R C$ เมื่อ $R = R_1 R_2 / R_1 + R_2$ ดังนั้น

$$t_1 = R_1 R_2 C / R_1 + R_2$$

$$t_2 = 6 t_1$$

จากวงจร op amp ทอแบบ buffer คือ voltage input จะเท่ากับ output โดยวงจรด้าน input จะมีความต้านทานสูงมาก และความต้านทาน output มีค่าต่ำมาก วงจรนี้จึงไม่ดึงกระแสที่ input และไม่มี voltage drop ภายใน ทางด้าน output

จากรูป



Inverting Amp

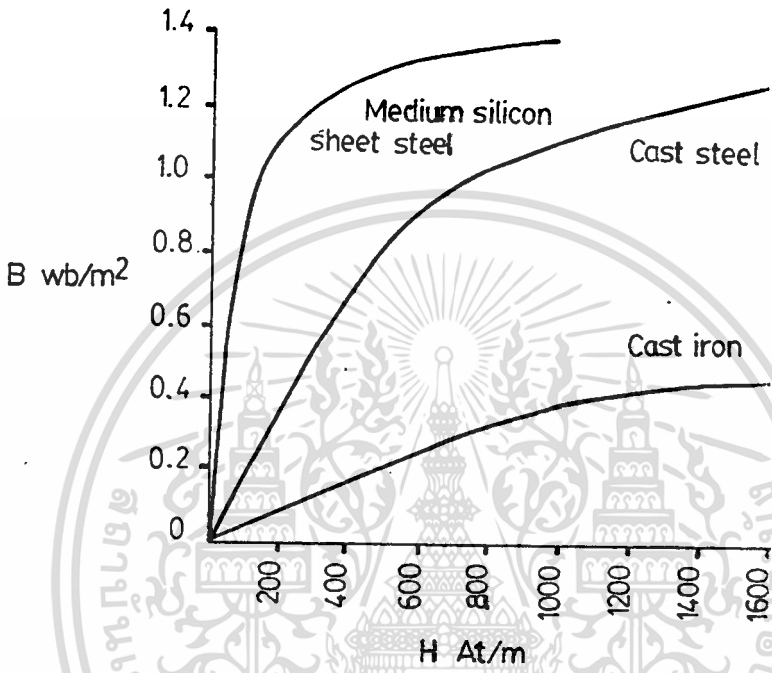
$$V_1 / R_1 = - U_2 / R_f$$

$$A_v = V_2 / V_1 = - R_f / R_1$$

โดยมี R_2 เป็นตัวคอยปรับค่าแรงดันและกระแส เพื่อจะไปควบคุมวงจรอื่นให้พอเหมาะ

แม่เหล็กไฟฟ้า

สนามแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถเอามาเป็นตัว Sensor ของเครื่องอาศัยหลักการของทฤษฎีที่ว่าแรงกระทำต่อแท่งตัวนำที่วางอยู่ในสนามแม่เหล็กกับปริมาณกระแสที่ไหลผ่านขดลวดที่เป็นตัวการในการก่อเกิดสนาม



ซึ่งสนามแม่เหล็กจะแปรโดยตรงกับกระแสอยู่ในย่านหนึ่ง ซึ่งย่านนี้ จะในการวัด ส่วนจุดปลายๆสนามแม่เหล็กจะเริ่มอิ่มตัวไม่เป็นเส้นตรง ซึ่งจะไม่นำมาใช้งาน เพราะจะทำให้เกิดการผิดพลาดขึ้น

จากหลักการทำงานของลำโพงจะเห็นว่าลำโพงอาศัยหลักการทำแม่เหล็กเป็นตัวหลักและตัวขดแม่เหล็กถาวร ทำให้เกิดการสั่นตามความถี่เสียงขึ้นตามสัญญาณไฟฟ้าที่ไหลเข้ามา

จากเหตุผลนี้เราสามารถนำเอาลำโพงมาใช้เป็นตัว Sensor ไฟตรงป้อนเข้า Voice coil ก่อให้เกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งจะถาวร ให้ออกตัวลอยขึ้น ซึ่งแรงผลักดันนี้จะแปรโดยตรงกับกระแส ดังนั้นเรา มาเปลี่ยนเป็นแรงดัน ก็สามารถวัดออกมาได้ ซึ่งจะกล่าวละเอียดในตอน

บทที่ 3

หลักการและอาคารสร้าง

การสร้าง

เครื่องซึ่งอิเล็กทรอนิกส์ที่ทำงานไต่ที่มีความแม่นยำ ก็คือประกอบไปด้วยการทำงานที่ถูกต้องและเหมาะสม ซึ่งจะหมายถึงส่วนต่างๆของระบบต้องทำงานร่วมกันได้เป็นอย่างดี สำหรับโครงงานนี้เป็นเครื่องซึ่งอิเล็กทรอนิกส์ที่ประกอบไปด้วยส่วนต่างๆที่สำคัญแบ่งได้เป็น 4 ส่วนคือ

- 1 The weight sensor
- 2 Control circuit
- 3 Digital display 4 Power supply

THE WEIGHT SENSOR

หน้าที่หลักของ Sensor สำหรับเครื่องซึ่งอิเล็กทรอนิกส์ที่คิด จะเปลี่ยนปริมาณน้ำหนักของวัตถุให้อยู่ในรูปของสัญญาณทางไฟฟ้า เพื่อความสะดวกต่อการทำงานของ เครื่องซึ่งที่มีระบบการทำงานทั้งหมดเป็นอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์

Sensor ที่มีคุณสมบัติเช่นนี้มีอยู่สองชนิดคือ

- 1 Load cell
- 2 Electromagnetic

LOAD CELL

เป็นอุปกรณ์เซ็นเซอร์กึ่งตัวนำ ที่มีคุณสมบัติทางไฟฟ้า ซึ่งการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานไฟฟ้า มีเกิดการเปลี่ยนรูปร่างตัวมันเอง แต่เนื่องจากมีผลที่น้อยมาก ๆ ซึ่งต้องสร้างวงจรประกอบแบบบริดจ์ ซึ่งวงจรนี้จะช่วยขยายผลค่าที่มีขนาดเล็ก ให้มีขนาดใหญ่มากขึ้น หอที่จะนำไปตรวจวัดได้อย่างสะดวก สำหรับผลของการเปลี่ยนแปลงความต้านทานก่อนน้ำหนักกดว่า สามารถให้ผลที่เป็นเชิงเส้นและมีความเที่ยงตรงสูง จึงมีการใช้งาน loadcell กันอย่างกว้างขวาง กับงานที่เกี่ยวข้องกับแรง เช่นเครื่องชั่งน้ำหนักรถบรรทุก เครื่องชั่งน้ำหนักคน ใช้วิธีการโค้งงอของคาน วัดความดัน วัดแรงจลิตเป็นต้น โดยทั่วไปมักจะนิยมใช้วัดกับน้ำหนักที่มากพอสมควร ส่วนน้ำหนักที่มีขนาดเล็กไม่มาก ต้องการความละเอียดสูงมักจะหันไปใช้ sensor ชนิดอื่น

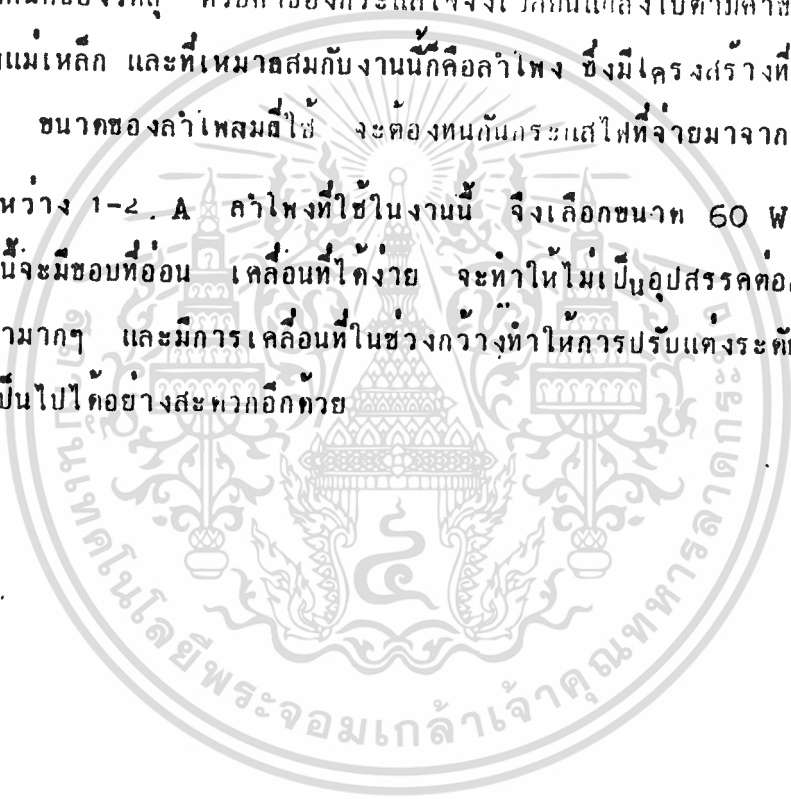
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

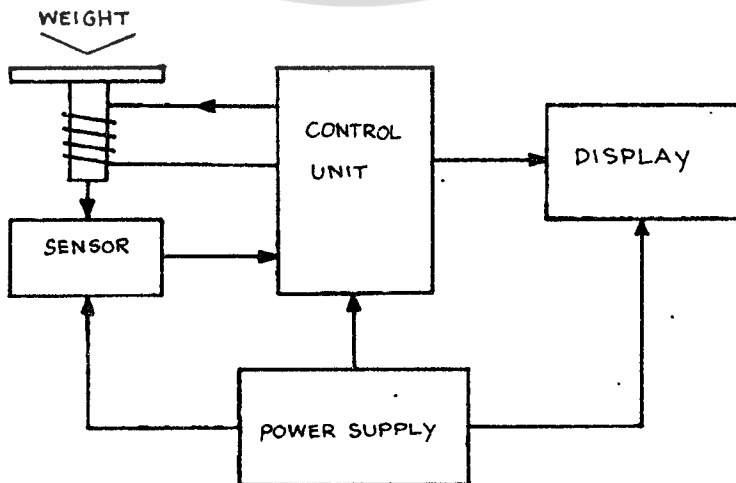
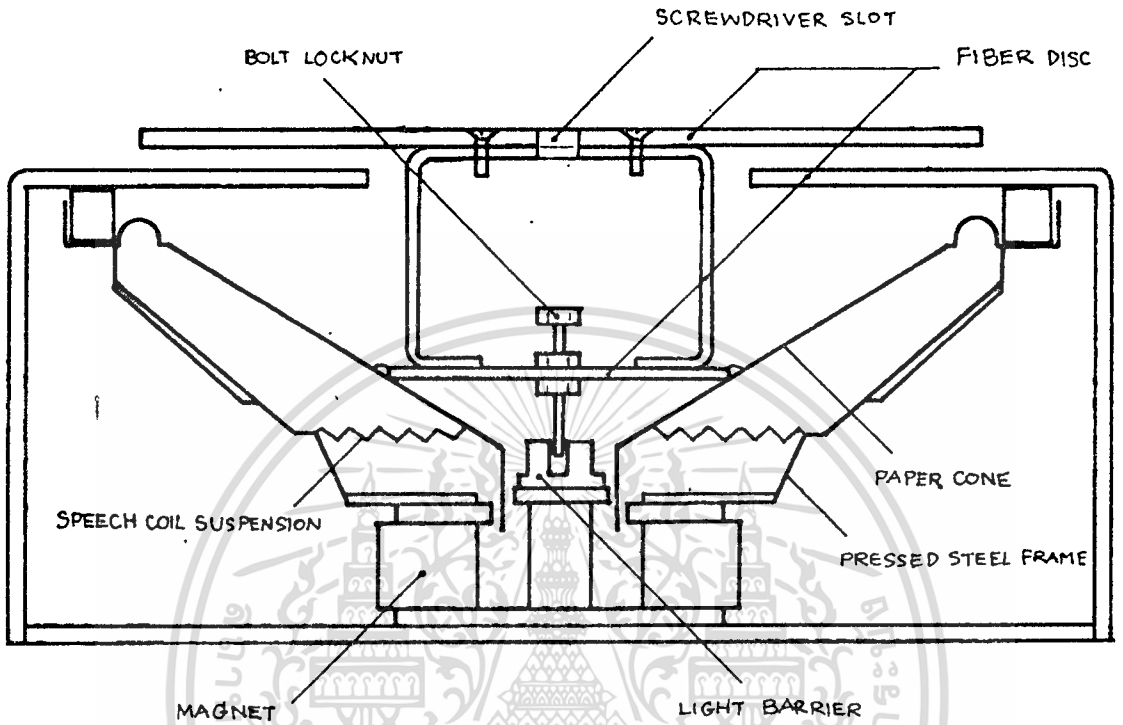
Electromagnetic

จากทฤษฎีทางไฟฟ้าทำให้เราทราบว่า เมื่อมีสนามแม่เหล็กเคลื่อนที่ตัดผ่านขดลวดจะก่อให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลในลวดตัวนั้น ในทำนองเดียวกัน เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลในลวดตัวนำ ก็จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็ก ขึ้นรอบๆตัวนำนั้นด้วย จากความจริงอันนี้ เราสามารถใช้ประโยชน์จากสนามแม่เหล็กไฟฟ้านี้ได้ คือสนามแม่เหล็กจะก่อให้เกิดแรงดึงหรือแรงผลักขึ้นได้ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขที่เรากำหนดได้ตามความต้องการ

สำหรับในงานเครื่องซึ่งอิเล็กทรอนิกส์ เราจะสร้างสนามแม่เหล็กด้วยการผลิตที่มีขนาดเท่ากับน้ำหนักของวัตถุ ด้วยค่าของกระแสไฟจึงเปลี่ยนแปลงไปตามค่าของน้ำหนักที่ต้องใช้สร้างสนามแม่เหล็ก และที่เหมาะสมกับงานนี้ก็คือลำโพง ซึ่งมีโครงสร้างที่สอดคล้องกันกับงานนี้อย่างมาก ขนาดของลำโพงที่ใช้ จะต้องทนกับกระแสไฟที่จ่ายมาจากวงจรโดย

มีค่าสูงสุดอยู่ระหว่าง 1-2 A ลำโพงที่ใช้ในงานนี้ จึงเลือกขนาด 60 W แบบวูฟเฟอร์ ลำโพงชนิดนี้จะมีขอบที่อ่อน เคลื่อนที่ไต่ง่าย จะทำให้ไม่เป็นอุปสรรคต่อการซึ่งน้ำหนักที่มีขนาดเบามากๆ และมีการเคลื่อนที่ในช่วงกว้างทำให้การปรับแต่งระดับสำหรับ Screw lock เป็นไปได้อย่างสะดวกอีกด้วย

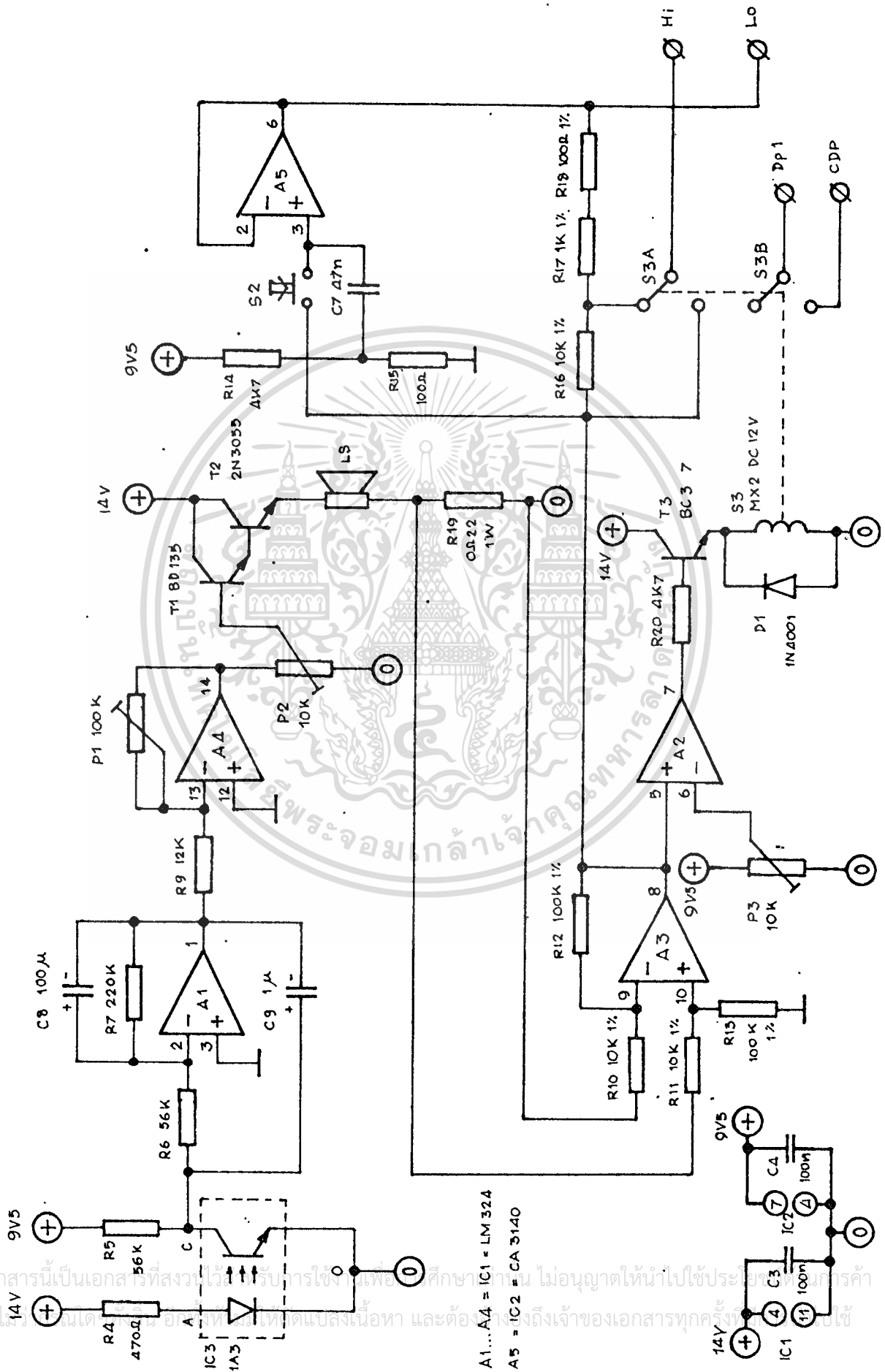




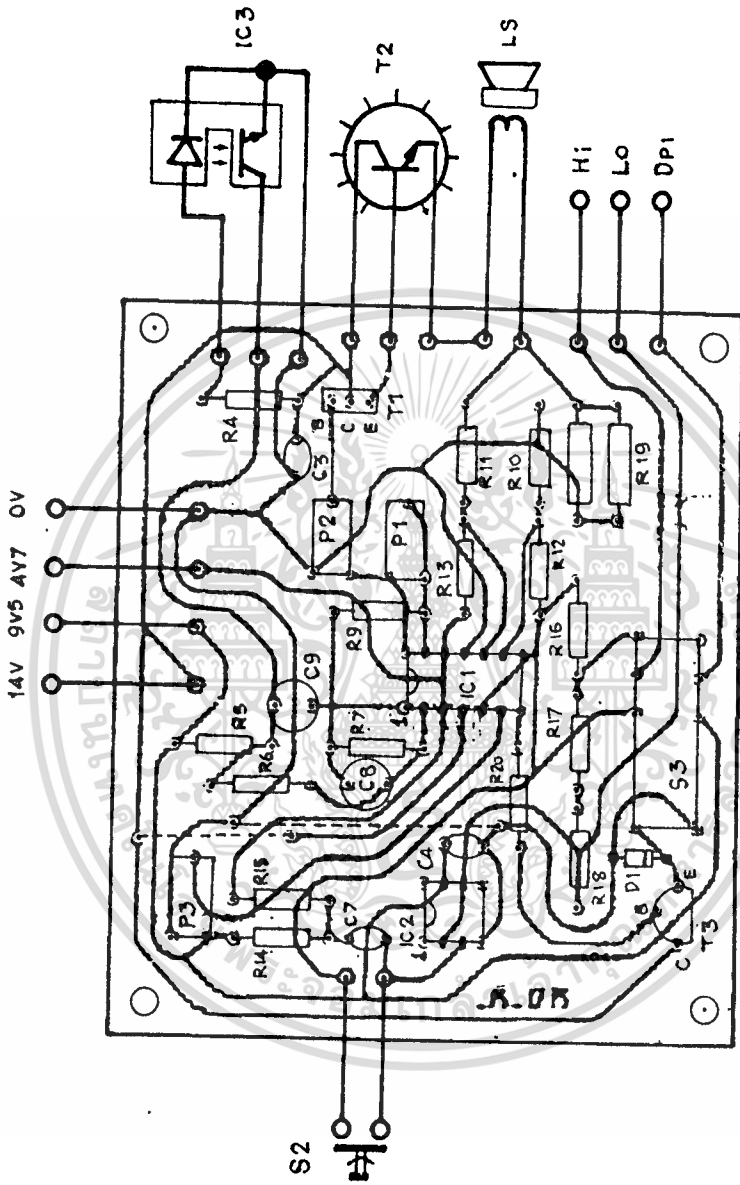
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตงกลองกรวยจะถูกติดตั้งท้ายตัวส่งและรับแสง (slotted optical sw.)
กับแกนเหล็ก และที่หึง screw lock, fibre ที่ขึงอยู่กับขอมห้านในของกรวย
ลำเพง โทयीใปลายของ Screw lock สามารถเคลื่อนที่ผ่านช่องทางส่งของ
แสง" คุ้อย่างสะดวกและที่ Screw lock ตัวนี้จะถูก รับแต่งอีกครึ่งเมื่อประกอบ
วงจรรึ้นอย่างสมบูรณ์แล้ว โดยจะปรับให้มีกระแสไหลผ่านเข้าชวลวทของลำเพงทางบวก
เพื่อำให้กรวยลำเพงยกตัวนี้ขึ้นสูงกว่าปกติเพียงเล็กน้อย จากการทำเช่นนี้ก็พอแน่ใจได้ว่า
เครื่องทั้งอิเล็กทรอนิกส์ตัวนี้ไ้ปรับแก้ให้อยู่ในสภาวะแล้ว และครึ่งที่ จะทำงานต่อไปให้เห็นสี
อุ'กร. ตัวส่งและรับแสงจะถูกต่อสายออกมา ผ่านกรวยของลำเพง และมาติดอยู่ที่หัวต่อสาย
เช่นเดียวกับชวลวทของลำเพง ที่ต้องหึงสายออกมาเช่นกัน มาถึงตอนนี้ส่วนสำคัญที่จะทำให้อ
วงจรถ่างงานไ้ ถูกติดตั้งไว้แล้ว



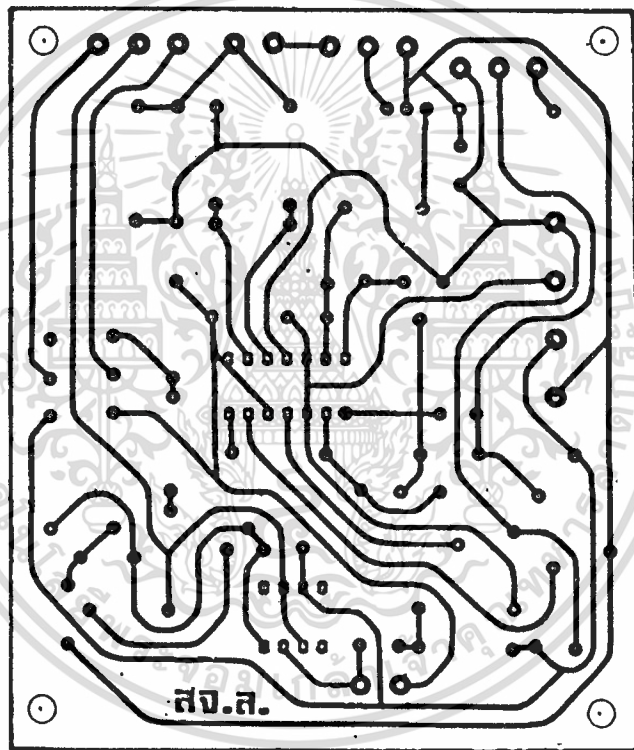


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง



แนวประกอบวงจรแผ่นวงรีพิมพ์ภาคตามคัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แผนวงจรพิมพ์ต้นสายทองแดงของภาคควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CONTROL CIRCUIT

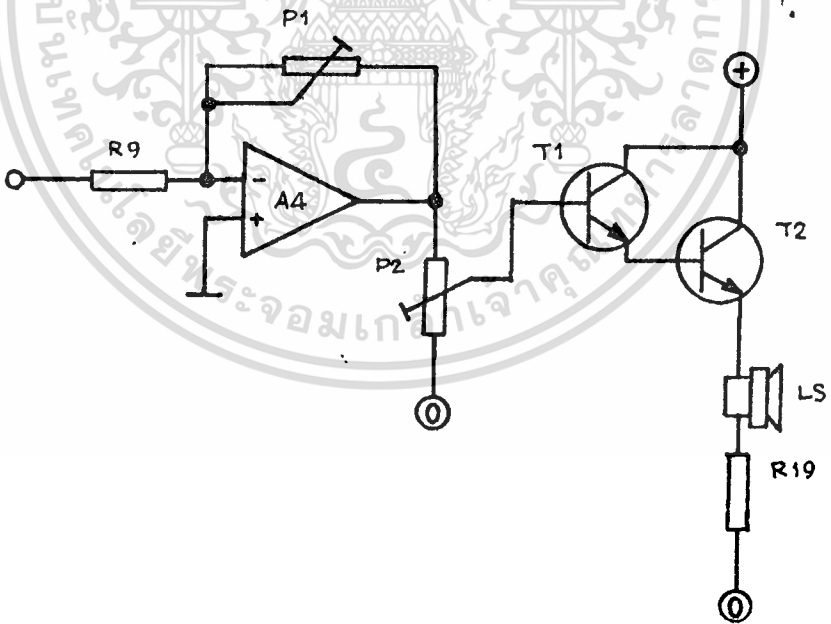
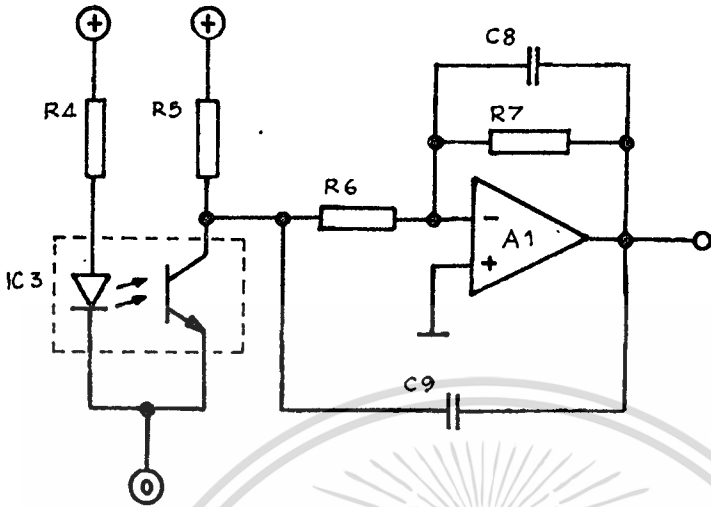
ในส่วนของวงจร control circuit นี้ ก็มีความสำคัญไม่แพ้กับ sensor sensor นี้ก็ต้องมีความละเอียดถูกต้องด้วยเช่นกัน จากสัญญาณที่ได้รับมาจาก sensor ที่มีความไวหรือความคมของสัญญาณมาก ในภาคนี้จะไม่ Active ตามสัญญาณโดยทันทีเพราะทำให้เกิดการป้อนกลับที่มี -- Gain การขยายทางกลมาก (Gain การขยายทางกลนี้หมายถึงการเคลื่อนตัวของลำโพงที่มากเกินกว่าการเคลื่อนตัวของ screw lock ตั้วผ่านเส้นทางของแสง ซึ่งมีความไวมากคือ เพียงการเคลื่อนที่ของ screw lock ใน ๓.๓ จะให้ผลต่างของแรงดันตกคร่อม Transistor ภายใน ถึง 7V (โดยประมาณ) ฉะนั้นวงจรภาคแรกนี้จะใช้วงจร Active low pass filter ที่มีความถี่ Cutt off ต่ำมาก ๆ จะทำให้วงจรนี้ไม่เกิดการ oscillate ขึ้น และการทำงานก็ไม่นานจนเกินไป ซึ่งวงจรจะประกอบด้วย OP AMP A1 , R7 และ C8 เป็น RF และ CF ตามลำดับ

$$f = \frac{1}{2 R_f C_f} = \frac{1}{2 (220 \text{ K})(100\mu)} = 0.0072 \text{ Hz}$$

และยังเป็นวงจรขยายแบบ Inverting Amp. ด้วย Gain

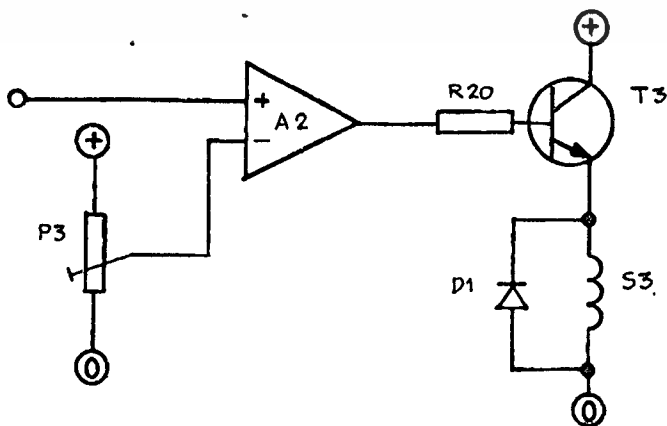
$$A = -\frac{R_f}{R_i} = -\frac{R_7}{R_6} = -\frac{220 \text{ K}}{56 \text{ K}} = -3.93$$

ส่วน OP AMP A3 เป็นวงจร Inverting ampflier เช่นเดียวกันและสามารถปรับ Gain การขยายได้ด้วย P1 และปรับการให้ bias แก่ transistor ด้วย p2 และ T1, T2 จะต่ออนุกรมร่วมกับ coil ของลำโพงและ R12 ด้วย Supply ขนาด 14V โดย R12 นี้จะมีหน้าที่ที่สำคัญอย่างมาก คือจะเป็นตัวเปลี่ยนกระแสไฟฟ้าให้อยู่ในรูของแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันเอง เพราะฉะนั้น R12 ตัวนี้จะต้องมีกำลังวัตต์ที่สูงพอ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพียง เพื่อไม่ให้เกิดความร้อน ซึ่งจะก่อให้เกิดการเปลี่ยนค่าความต้านทานในภายหลัง แต่เนื่องจาก R12 นี้มีค่าความต้านทานที่ต่ำ เพื่อไม่ให้ไปปิดกั้นทางเดินกระแสของลำโพงนั้นมากนัก จะมีแรงขยายแบบ Non inverting amp. ที่มี OP AMP A4 ประกอบอยู่ หลังจากการขยายสัญญาณให้มีขนาดที่แรงขึ้น ก็จะถูกจัดแบ่งแรงกันเพื่อใช้กับย่านวัดต่าง ๆ ในวงจรนี้จะแบ่งออกเป็น 2 ย่านวัด ซึ่งจะมีความแตกต่างกันอยู่หนึ่งหลัก (10 เท่า) ตัวอย่างคือ R16, R17 และ R18 แบบคิไวเตอร์ และสวิตช์ควาย รีเลย์ชนิดหน้าสัมผัส 2 ชุด ชุดหนึ่งจะทำหน้าที่เปลี่ยนย่านการวัดควายสวิตช์ไปที่จุดต่อของความต้านทาน R16 และ R17 ที่ต่อแบบคิไวเตอร์กันอยู่ และอีกชุดหนึ่งจะทำหน้าที่เลื่อนจุดวัดไป 1 หลัก เพื่อที่จะสามารถอ่านค่าของน้ำหนักเป็นกรัมได้ในหน่วยเดียวกัน รีเลย์ตัวนี้จะถูกขับเคลื่อนด้วยวงจรคอมพาราเตอร์ เหตุที่เลือกใช้รีเลย์เป็นสวิตช์ในการเปลี่ยนย่านวัดนี้ เนื่องจากว่าหน้าสัมผัสของรีเลย์ให้ความต้านทานเป็นศูนย์ที่ต่ำกว่าอิเล็กทรอนิกส์สวิตช์ ซึ่งก็จะไม่เกิดผลใดๆ กับสัญญาณการวัดและไม่เกิดการผิดพลาดในการอ่านค่าน้ำหนักด้วย



ซึ่งรีเลย์จะทำงานทั่ววงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator) ถ้า VS มากกว่าแรงดันอ้างอิงซึ่งตั้งไว้ตรงจุดที่แรงดันตรงจุดที่ซึ่งน้ำหนัก 199 กรัม ดังนั้นถ้าน้ำหนักมากกว่า 199 กรัม วงจรออปแอมป์เปรียบเทียบจะทำงาน ไปกระตุ้นทรานซิสเตอร์ให้ทำงาน จึงมีกระแสไหลผ่านรีเลย์ หน้าสัมผัสรีเลย์ก็จะไปสับสวิทช์ให้ LCD เปลี่ยนหลักตั้งวงจรที่เข้ามา ซึ่งในตอนนี้ LCD จะแสดงผลตัวเลข 200 - 500 ถ้า VS ที่เข้ามาซึ่งเกิดจากการชั่งน้ำหนัก มีค่าน้อยกว่า 199 กรัม หน้าสัมผัสของรีเลย์ก็จะต่อจุดศนิยมให้ คือแสดงเลขในช่วง 0 - 199.9 กรัม

และอีกส่วนหนึ่งของวงจรที่มีความสำคัญ ซึ่งต้องมีความเที่ยงตรงอยู่มาก วงจรนี้ประกอบไปด้วย IC OP AMP CA3140 และอุปกรณ์ RC มาประกอบกันเป็นวงจร ZERO REFERENCE วงจรนี้จะมี R14 และ R15 จะสร้างแรงดันอ้างอิงจาก ZENER DIODE และต่อกันแบบทวิโพลาร์แล้วขากกลางต่อกับ C7 ซึ่งอีกขาหนึ่งของ C7 นี้ต่อกับขานอนอินเวทิ่ง และ ZERO PUSH BUTTON ขานอนเวทิ่ง อินพุท จะต่อโดยตรงกับขาเอาพุทซึ่งจุดนี้เป็นลักษณะของวงจร BUFFER หรือ VOLTAGE FOLLOWER

วงจรนี้ต้องอาศัยคุณสมบัติที่สำคัญของอุปกรณ์คือ ออปแอมป์ ตัวนี้จะต้องมีความต้านทานทางคานอินพุทสูงมากๆ เช่นเดียวกับออปแอมป์ในอุดมคติคือเข้าใกล้อินฟินิตี้ เพื่อป้องกันการคายประจุของ C7 และตัว C7 เองก็ต้องเป็นคาปาซิเตอร์ที่มีลักษณะเช่นเดียวกับคาปาซิเตอร์ในอุดมคติด้วยคือแผ่นเพลททั้ง 2 แผ่น จะต้องไม่มีการรั่วไหลถึงกันเลย ก็เพื่อป้องกันการรั่วไหลของประจุตัวชั่งเช่นกัน วงจรนี้จะต้องรับแรงดันจากวงจรออปแอมป์ A4 ผ่าน ZERO PUSH BUTTON เข้ามา CHARGE ให้กับ C7 จนมีแรงดันที่เท่ากันแล้วก็ปล่อย ZERO PUSH BUTTON ขึ้นได้ และ ออปแอมป์ A5 ก็จะทำหน้าที่ BUFFER แรงดันให้ไปปรากฏที่เอาท์พุท ที่มีระดับแรงดันที่เท่ากับเอาท์พุทของ A4 ทัว และใช้เป็น ZERO PUSH BUTTON ให้กับ DIGITAL VOLTMETER ซึ่งในตอนนี้จะต้องอ่านค่าได้เป็นศูนย์ ถ้าออปแอมป์ไม่คู่สมบัตินี้ที่เหมาะสมกับวงจรนี้หรือใช้ C ที่มีค่าการรั่วไหลของประจุมาก ก็จะทำให้ DISPLAY ของ DIGITAL VOLTMETER เปลี่ยนแปลงไปจากศูนย์อย่างรวดเร็ว ทำให้อ่านได้ผิดไปทัว ถ้าวงจรนี้ทำงานได้ทีแล้ว ก็จะมีสัญญาณจากเอาท์พุทของ OP AMP A4 และ A5 ที่มีค่าเท่ากันในขณะที่ยังไม่ไ้ชั่งน้ำหนักใดๆเลย

DIGITAL DISPLAY

Digital display หมายถึงการแสดงผลที่ออกมาเป็นตัวเลข Digital หลังจากที่เราให้สัญญาณมาจากภาค Control circuitแล้ว ในตอนนี้ก็เป็นหน้าที่ของภาค display ที่จะนำสัญญาณที่โหม้มาออกแสดงเป็น จำนวนตัวเลขที่อ่านได้เป็นปริมาณในหน่วยของน้ำหนักของ ที่ตรงกับความเป็นจริง

โดยหลักการแล้วต้องใช้วงจร A/D(analog to digital) ซึ่งจะเปลี่ยนสัญญาณ analog ให้เป็นสัญญาณ digitalก่อนที่จะมีการ decode ออกมาเป็นจำนวนตัวเลขฐาน 10 ที่ใช้กันอยู่ทั่วไป แต่การทำงานในหลักลักษณะนี้โหม้มีการออกแบบเป็นวงจร IC ที่สามารถนำมาใช้ได้กับงานทั่วไปอย่างกว้างขวาง และรวมทั้งงานเครื่องซึ่งอิเล็กทรอนิกส์ด้วย

IC ชนิดที่โหม้กล่าวถึงอยู่นี้คือ DVM(digital volt meterเป็น IC เบอร์ 7106 ซึ่งโดยพื้นฐานการทำงานเป็นชิป DVM ที่ใช้ร่วมกับแผงตัวเลข LCD ตั้งในรูป อุปกรณ์ R5 กับ C3 กำหนดความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ภายในชิปไปที่ 45 KHz เพื่อสัญญาณสุ่มวัดค่าคาปาซิเตอร์ C4 ทำงานเป็นวงจรควบคุมศูนย์อัตโนมัติ ที่จะทำให้แผง LCD แสดงตัวเลข 0000 เมื่อรับอินพุตมาที่ 4.7 V ตัวเลขสูงสุดบนแผง LCD เท่ากับแรงดันอินพุตขนาด 2 V_{rff} ดังนั้น P1 จึงเป็นตัวปรับสเกลที่ต้องการจริงอีกครั้งหนึ่ง ชุดจ่ายไฟตรงที่ใช้จ่ายกระแสไฟ 1.5 A และต้องการชุดระบายความร้อนที่ตัวจะใช้แรงดันขนาด 14 V เพื่อจ่ายกระแสขนาดใหญ่ แก่ขั้วหลอดค่าโหม้ในอิมเมอร์น้ำหนักอย่างเต็มที่ วงจร R1, D1 และ D2 ทำหน้าที่เลือกกระแสไฟตรงแผงตัวเลข LCD ไปที่ 4.7V คงที่ ส่วนแรงดัน 9.5 V ใช้วงจร IC A5

จากวงจรที่โหม้แสดงการต่อคิวิตอลไวท์มิเตอร์ จะโหม้เห็นส่วนประกอบของวงจร ประกอบไปด้วย IC1 คือ IC 7106 ซึ่งเป็นตัวเอกของวงจรเลขที่เดียวซึ่งจะต่อขาต่างมากมาย ไปยัง LCD ขนาด 3 1/2 หลัก เพื่อส่งสัญญาณในการแสดงผลที่โหม้จากการสุ่มการวัด โหม้ค่าออกมาในรูปของตัวเลข 7 ส่วนในฐาน 10 ที่ตัว IC 7106 จะมี osc1 , osc2 และ osc3 จะต่อกับอุปกรณ์ RC ซึ่งจะใช้เป็น time constantในการสร้าง oscillator ที่มีความถี่มาตรฐานที่จะใช้กับวงจรภายในของ IC ทำหน้าที่เป็น clock ในการนับคิลส์ ในช่วงเวลาอันหนึ่งที่จะถูกกำหนดโดย IN HI, INLO, REF HI และ REF LO ข้อมูลการนับที่โหม้จะถูก latchเอาไว้และผ่าน 7 segment decode เพื่อส่งไปแสดงผลที่ LCD ต่อไป จุดหนึ่งที่ควรพิจารณาคือ P1 ที่อยู่กับ REF HI และ REF LOควรอย่างยิ่งที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

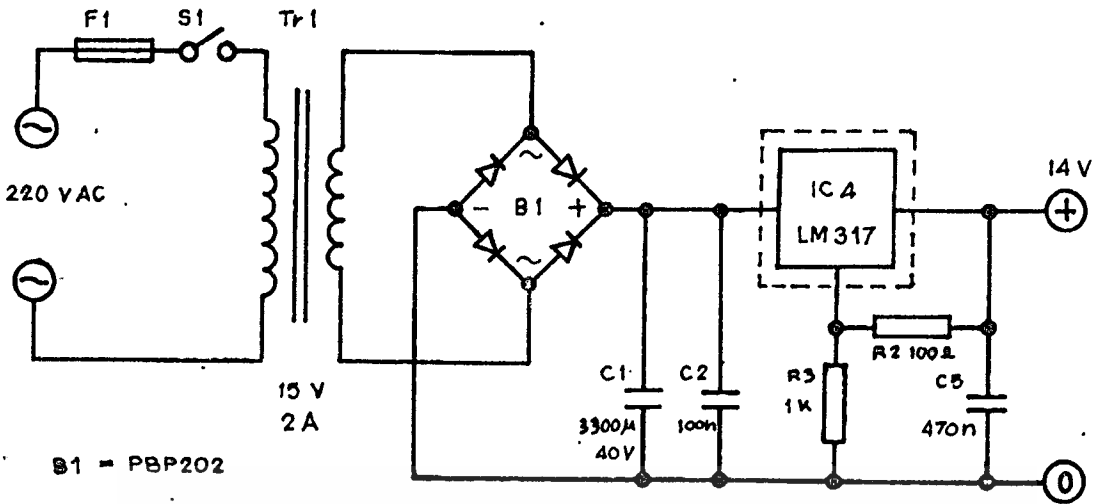
จะใช้เป็นแบบทิมพอร์ท ค่ายเหตุผลที่ว่าจะไปรับแต่งความเที่ยงตรงได้อย่างละเอียดและถูกต้อง ซึ่งเป็นหัวข้อสำคัญของการวัดทุกชนิดเลยทีเดียว

อุปกรณ์อีกตัวหนึ่งคือ IC2(4070) เป็น IC XOR GATEชนิด CMOS ซึ่งประกอบด้วย XOR อยู่ใน IC จำนวน 4 ตัว ที่ขาหนึ่งของทุกตัวจะถูกต่อไว้กับขา BP เพื่อใช้ควบคุม DECIMAL POINT และอีกขาหนึ่งของทุกตัวจะรับอินพุตในการแสดง POINT ที่ตำแหน่งต่างๆ โดยจะรับอินพุตเป็น ACTIVE HI (9.5 v)

จะสังเกตเห็นว่า IC2ที่ขา 14 เป็น VCC จะต่อกับแรงดัน 9.5V แต่ขา 7 กลับมาต่อกับขา 37 ของ IC 7106 (TEST) ก็ด้วยเหตุว่าสัญญาณ BP จะ ACTIVE อยู่ระหว่างแรงดัน VCC กับแรงดันที่ขา 37 ของ IC 7106 ทั้งนี้จึงต้องต่อขา 7 ของ IC2 กับขา 37 ของ IC7106 จึงจะสามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง

จากวงจรทั้งหมดนี้ได้ออกแบบลานทองแดง และรูปตัวอย่างการประกอบอุปกรณ์ลงบนแผ่นลายทองแดงเอาไว้ดังแสดงในรูป





POWER SUPPLY

วงจรอิเล็กทรอนิกส์ทุกชนิดจำเป็นต้องมีแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้า เพื่อใช้เลี้ยงอุปกรณ์ต่างๆ ในเวลาให้ทำงานตามหน้าที่ต่างๆ กันออกไป และเครื่องซึ่งอิเล็กทรอนิกส์นี้ ก็จำเป็นต้องใช้ POWER supply เช่นเดียวกัน ซึ่งต้องมีความเหมาะสมกับวงจรนั้นเป็นอย่างดี

ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ของเครื่องซึ่งนี้ จำเป็นต้องมีกระแสที่สูงประมาณ 1A เพื่อจ่ายให้กับลำโพงเมื่ออันทันสูงสุด และกระแสที่ต้องจ่ายให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อีกจำนวนหนึ่ง หม้อแปลงที่ใช้ในงานนี้ จึงไม่ควรจ่ายกระแสต่ำกว่า 2A และด้วยวงจรต้องใช้แรงดันไฟฟ้าสูงสุดขนาด 14V เมื่อมีการเรกติไฟร์แบบรีทัก ซดลวท SEC. ของหม้อแปลงจำควรมีแรงดันไม่ต่ำกว่า 15 V ด้วย เพื่อไม่ให้เกิด ripple ขึ้น ถ้าใช้แรงดันที่ต่ำกว่านี้ แรงดันที่ได้จากการเรกติไฟร์จะถูกกรองให้เรียบ ด้วย C1 และ C2 ซึ่งจะมีแรงดันที่สูงกว่า 15 V ต่อจากนั้นต้องเรกติบูลเลตให้ได้แรงดันที่ต้องการคือ 14V ด้วย IC regulator ซึ่งต้องทนกระแสทั้งกล่าวไว้เช่นกัน เพื่อได้แรงดัน 14V วามต้องการแล้ว จะสร้างแรงดันขนาดต่าง ๆ คือ 4.7V และ 9.5V ด้วย ซีเนอริโตะไดค ขนาด 4.7V 2 ตัวต่ออนุกรมกัน จะได้ประมาณ 9.5V ด้วยเราจะต่ออนุกรมกับ R1 ที่มีขนาด 560Ω ซึ่งจะทำให้มีกระแสไหลผ่านไดโอดประมาณ 8mA ซึ่งในขณะนี้ เราจะใช้ Power supply ที่มีขนาดแรงดัน 14V, 9.5V และ 4.7V ตามต้องการ

หลักการ

เครื่องชั่งน้ำหนักใน Project ที่เราใช้เครื่องชั่งที่ใช้สนามแม่เหล็กเป็นตัว sensor ซึ่งจะมีความแม่นยำสูงมาก ซึ่งภาคแสดงการวัดจะแสดงออกมาเป็นตัวเลขไทยใช้แผงตัวเลข LCD 3½ หลัก ซึ่งหมายถึง ค่าตัวเลข สูงสุด ที่จะแสดงให้คือ 1999ซึ่งก็เพียงพอ อีกรักเพียงพอเพราะน้ำหนักเพราะน้ำหนักที่เราจะชั่งให้สูงสุดถึง 500 กรัมเศษไม่มีการผิดพลาด น้ำหนักที่จะเริ่มผิดพลาดคือน้ำหนักที่มากกว่า 600 กรัม จากการทำการทดลองที่ น้ำหนัก 644.9กรัม จะเกิดการผิดพลาด 0.625 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นเราจึงจะชั่งน้ำหนักไปไม่เกิน 500กรัมเพื่อความแม่นยำในการวัด Project เครื่องชั่งนี้มีปุ่มปรับตั้งจุดศูนย์และการยัดน้ำหนักของภาชนะได้ ภาคแปลงน้ำหนักเป็นสัญญาณไฟฟ้าใช้ลำโพงรูปเฟอริ เพราะเป็นลำโพงที่มีความคล่องตัวสูงในการออกแบบที่ตัวลำโพงที่ใช้การมีมวลเคลื่อนที่ใหญ่และควรเป็นแบบกำลังวัตต์ใ้มาก เพราะถ้าวัตต์จะทำให้วัตต์น้ำหนักไม่ขยับ เนื่องจากถ้าวัตต์น้อยสุดที่สนามแม่เหล็กจะเกิด การอิมิตัวจะอยู่ในช่วงใกล้ ทำให้การวัดน้ำหนักไม่ขยับ

หลักการทำงานก็อย่างที่กล่าวมาแล้วข้างต้นแล้วคือเป็นการตรวจสอบน้ำหนักสิ่งของด้วยอำนาจแรงจากแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งนี้อาศัยหลักของทฤษฎี เรียกว่าแรงกระทำต่อแท่งตัวนำที่วางอยู่ในสนามแม่เหล็กจะแปลงตัวตรงกับปริมาณกระแสที่ไหลผ่านขดลวดที่เป็นตัวกลางในเกิดสนามแม่เหล็กขึ้น ดังนั้นเรา อาจจะใช้ขดลวดในลำโพงมาตรวจสอบน้ำหนักสิ่งของที่วางลงบนกลวยลำโพงก็ได้เช่นกัน น้ำหนักสิ่งของที่วางนี้จะเกิดผลต่อ Voice coil โดยตรง ซึ่งหากมีการตรวจสอบถึงระยะที่เคลื่อนที่ของกลวยกระพาชและทราบแน่นอนแล้ว ก็ใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ มาควคุมกระแสที่ป้อนผ่าน Voice coil จนกลวยลำโพงกลับคืนสู่ตำแหน่งจุดเริ่มต้น ปริมาณกระแสที่ใช้ในการหลักพันกรวยลำโพงให้กลับสู่ที่ เติมนี้จะแปลตรงกลับน้ำหนักของสิ่งของบนกรวยลำโพงนั้น โดยเหตุนี้จึงทราบถึงน้ำหนักของสิ่งของนั้น ให้ Project นี้ให้แบ่งสเกลการชั่งออกเป็นสองช่วงคือช่วง 0-200 กรัมและช่วง 200-500 กรัมการเลือกใช้ขดลวดลำโพงออกเพื่อระบายความร้อนที่ดีเพราะใช้ไฟตรงป้อนขด Voice coil แทนกระแสสลับตามปกติ ลำโพงที่ใช้จึงควรจะหนักกำลังงานให้สัก 100 วัตต์นับว่าที่ที่สุด

รูปที่ 1 แสดงโครงสร้างของกลไกของภาคตรวจวัดน้ำหนัก สังเกตว่าคิพตัวหัวรับ/ส่ง แรงกับแท่งแม่เหล็กถาวรในลำโพง แล้วเฟืองสายไฟสามเส้นออกมาสู่ภาคควบคุม โดย ลอทรูเล็ก ๆ บนกรวยลำโพงออกมายังลูกเต๋าเข้าสายที่ ๓ ติดตั้งกับฐานลำโพง

การตรวจสอบน้ำหนักจะทำให้แม่นยำที่เพียงไรขึ้นอยู่กับปริมาณการเติมแป้งของลำโพง เป็นสำคัญ อย่างไรก็ตามการออกแบบระบบควบคุมกระแสลำโพงทั้งนั้นในการเคลื่อนย้ายน้ำหนักที่ค่อนข้างหนักจากฐานซึ่งก็จะทำให้ลำโพงถ่วงไหวช้าลง

ทั้งรูปที่ 1 จะมีสกรูปรับเพื่อให้กรวยลำโพง ชยับเข้าที่ให้ช่องเปิดไฟเข้าห้อง กระ แสปกคิพมะไม้ ที่ซึ่งสิ่งของที่โอนแก่ลำโพงอยู่ในราว ๑๐-๕๐ มิลลิแอมป์



การทำงาน

วงจรควบคุมส่วนใหญ่แสดงไว้ในรูปที่สอง จะเห็นว่า IC 3 เป็นตัวรับ/ส่งแสง ในตัวมันเอง แรงดันเอาต์พุตกำหนดโดยการปรับสเกลเพื่อให้เกิดทิศทางเดินของแสง ในขณะที่กรวยลำแสงถูกกดลงไปทั่วถึงของที่จะขึ้น

ระบบการควบคุมกระแสแก่ขั้วหลอดของลำแสงใช้วงจรขยาย A3 ลำหน้าที่รับแรงดันเอาต์พุตในสัทส่วนที่กำหนดโดยปริเซ็ป P1 ในวงจรย้อนกลับ A3 จะรับสัญญาณมากลับจาก A1 ซึ่งทำงานเป็นวงจรขยายอินพุตในขณะทีปริเซ็ป P2 กำหนดกระแสที่ต่อเหมาะก่อนส่งขยายเชิงกระแสอันประกอบด้วย T1-T2 เพื่อดูอิมิตเตอร์ P1 กับ P2 จะกำหนดถึงตำแหน่งที่สัญญาณเอาต์พุตควบคุมไม่ให้เกิดการรบกวนสวิตช์ใหญ่ซึ่งการติคตั้งไว้ในตู้ใกล้สนิทจะแก้ปัญหานี้ได้

ความต้านทาน R19 ใช้ในการตรวจสอบค่ากระแสแต่จะเกิดแรงดันตกคร่อมในตัวมันเองที่แปร เทอตรงกับปริมาณกระแสที่ไหลผ่าน Voice coil ของลำโพงและ R19 นี้ควรใช้ อุปกรณ์ที่ไม่มีไวต์ลอคอุณหภูมิและมีค่าแน่นอนสูง เช่นทำจากขดลวดคอนสแตนตินพีเพอเรนเซียลแอลมี A4 ให้อัตราขยาย 20 db สังเกตว่า R13 จะรับไบอัสไปที่ 4.7 โวลต์เทียบกับกราวด์ เพื่อให้เหมาะสมกับไฟเลี้ยงภาคแสดงผลแบบ LCD ความต้านทาน R10 ควรติคตั้งไว้ใกล้หัวของ R19 ที่ต่อกับ สายกราวด์เพื่อให้อ่านค่าไม่ผิดพลาดอันเนื่องมาจากความต้านทานในขดลวดลำโพงซึ่งอาจแปรปรวนได้

วงจรรอบๆ A5 ทำงานเป็นวงจรสุ่มและคงค่าไว้เพื่อใช้ในการลบน้ำหนักของภาชนะที่ใส่ของออก โดยการกดสวิตช์ S2 จะไปจ่ายประจุแก่ C7 ทั่วแรงดันเอาต์พุตจาก A4 ในขณะที่เดียวกันก็จะไปรีเซตแก่น้ำหนัก เมื่อเปิดไฟเข้าเครื่อง C7 จะดีชาร์จและขาอินพุต(+) ของ A5 จะมีศักดาไฟฟ้าเท่ากับที่หัวต่อของอุปกรณ์ R14 กับ R15 คือ +4.7 เทียบกับกราวด์ และบวกกับแรงดัน 80 mv ที่ตกคร่อม R15 ซึ่งแรงดัน 80 mv นี้จะเท่ากับกระแส 40 mA ผ่านขดลวดลำโพงในกรณีทีเอาต์พุตจาก A4 เท่ากับเอาต์พุตจาก A5 ปริมาณกระแสนี้สามารถปรับให้ที่สเกลทั้งรูปที่ 1 ถึงที่กล่าวมาแล้ว

ปุ่มกด S2 (tare/reset button) นี้จะกดเมื่อชั่งน้ำหนักของภาชนะไฟแล้ว ซึ่งจะไปรีเซตแผงตัวเลขให้เป็นศูนย์เพื่ออ่านน้ำหนักสุทธิของที่จะใส่ในภาชนะนั้น อย่างไรก็ตามที่น้ำหนักรวมทั้งหมดที่ขึ้นไฟคือ 500 กรัม และในการใช้ปุ่มกด S2 จะมีช่วงเวลาใช้

จำกัดในการใช้งาน เพราะ C7 จะค่อยสูญเสียประจุไปเรื่อยเนื่องจกความต้านทานภายในวงจรที่ไหลที่เกิดจาก A5 ในช่วง 0-200 กรัม น้ำหนักภาชนะจะสามารถเก็บตัวเลขไว้ได้นาน 30 วินาทีส่วนในช่วง 200-500 กรัมจะเก็บได้นานกว่านี้ ในการชั่งน้ำหนักน้อยๆ จึงต้องชั่งเทอร์วทเร็วเพื่อให้ได้ความแม่นยำสูงสุด

การเลือกช่วงชั่งน้ำหนักสูงขึ้นก็ทำได้โดยกดสวิทช์ S3 เพื่อให้เกิดการแบ่งผ่านแรงดันด้วยเน็ตเว็ค R16-R17-R18 ในขณะเดียวกันจุดพินขมบนแผง LCD ก็ถูกเปลี่ยนตำแหน่งไปควม วงจรภาคอ่านตัวเลขแสดงในรูปแบบที่ 3 แนวการประกอบวงจรแสดงในรูปแบบที่ 4

สำหรับไอซี 7106 โดยพื้นฐานทำงานเป็นชิป DVM ใช้ร่วมกับแผงตัวเลขแบบ LCD ตั้งในรูปแบบที่ 3 อุปกรณ์ R5 กับ C3 กำหนดความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ภายในชิปไปที่ 45 KHz เพื่อสร้างสัญญาณสุ่มวัดค่า คาพาซิเตอร์ C4 ทำงานเป็นวงจรควบคุมศูนย์โดยอัตโนมัติและจะทำให้แผง LCD แสดงตัวเลข 000 เมื่อรับอินพุตมาที่ 4.7V ตัวเลขสูงสุดบนแผง LCD เท่ากับแรงดันอินพุตขนาด 2 Vref ทั้งนี้ P1 จึงเป็นตัวปรับสเกลที่ต้องการจริงๆอีกที

ชุดจ่ายไฟตรงที่ใช้จ่ายกระแสได้สูงสุด 1.5 A และต้องการขุทธระมาความร้อนที่ค้ำวย ค่าของ R3 ให้แรงดันเอาท์พุท 14.0 V เพื่อจ่ายกระแสขนาดใหญ่มากๆ หลวค่าโหวงในขณะรับน้ำหนักถึง 500 กรัมได้ เน็ตเว็ค R1-D1-D2 ทำหน้าที่เร็กกูเลตไฟตรงของแผงตัวเลข LCD ไปที่ +4.7V คงที่เทียบกับกราวด์ ส่วนคักตา +9.5 V ใช้กับวงจร A5

การทดสอบการซิงนำหนัก

หลังจากการประกอบวงจรทดสอบของเครื่องซิงนำหนัก อิเลคทรอนิกส์ขั้นสี่เรียบร้อยแล้วได้ทำการทดสอบการซิงนำหนักและไทม์ทีกค่าเอาไว้ในหลายท่านำหนักเพื่อตรวจสอบความเที่ยงตรงของเครื่องซิงอิเลคทรอนิกส์

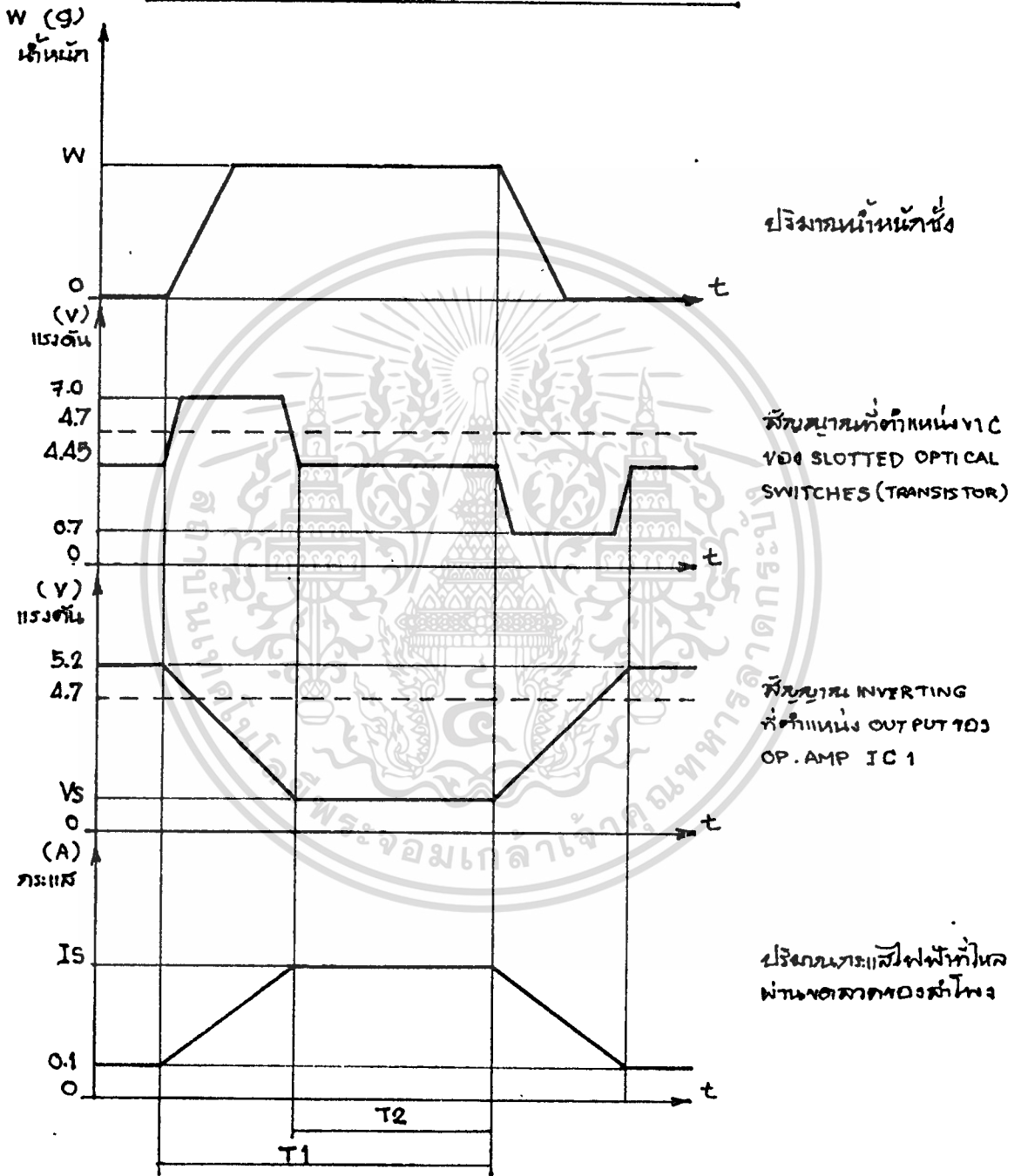
ลำดับ การทดสอบ	ซิงนำหนักวัตถุ (g.)		จากภาควัดกันวน (g.)	จากภาควัด (g.)	ค่าผิดพลาด (%)
	A	B	A + B	A + B	
1	11.7	32.6	44.3	44.3	-
2	57.1	10.0	67.1	67.1	-
3	173.2	56.8	230	230	-
4	75.4	54.6	130.0	130.2	0.15
5	170.7	67.6	238.3	237	0.54

จากการทดลองซิงนำหนักวัตถุ A และวัตถุ B เมื่อนำผลที่ได้จากการซิงมาเปรียบเทียบกับค่าคำนวณ ในการทดลองซิงครั้งที่ 1 ถึง 4 ให้ผลที่แม่นยำถูกต้องอยู่ถึงสามหลัก หลังจากการอ่านและการคำนวณให้ผลที่ตรงกันทั้งหมดแต่ในการทดลองซิงครั้งที่ 5 เกิดผลต่างของซิงที่ย่านใกล้กับการคำนวณอยู่ 1 เปอร์เซ็นต์ผลที่เกิดขึ้นนี้อาจเกิดขึ้นได้จาก 2 สาเหตุใหญ่ๆคือ

เกิดจากการเริ่มอิมพัลส์ของสนามแม่เหล็กที่ COIL ของลำโพงเมื่อง่ายกระแสให้กับ COIL ของลำโพงเพิ่มมากขึ้น แต่ผลของสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นกับมิตีราเพิ่มที่ลดลง จึงทำให้การซิงนำหนักในช่วงนี้ต้องใช้กระแสมากกว่าปกติผลที่อ่านให้จึงมีค่าสูงกว่าปกติด้วย
ผลที่เกิดจากแรงดัน reference ของวงจรที่ใช้การ charge capacitor

เป็นการ set ค่า 000 จึงจะเกิดการ discharge ของประจุผ่าน IC OP AMP ด้านการคำนวณจำนวนหนึ่ง ส่งผลให้มีค่าซิงแรงดันเปลี่ยนแปลงไปตรงอิเลคที่เชื่อมมันนั้นคือการซิงนำหนักใช้

กราฟแสดงช่วงเวลาและระดับ W, E, I ในการทำงาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟแสดงการทำงาน จะเห็นได้ว่าเมื่อมีน้ำหนักวัตถุทกลงจากรองรับ
 ของลำโพงจะทำให้ลำโพงขยับตัวลงไปข้างเส้นทางเดินของแสงใน SLOTTED OPTI
 CAL SWITCH ทั้งแต่น้ำหนักเริ่มเพิ่มขึ้น SLOTTED OPTICAL SWITCH
 จะไวต่อการเปลี่ยนแปลงมากโดยมีแรงกัมบหรือทรานซิสเตอร์ภายในสูงขึ้นทันทีและไป
 หยุดอยู่ที่ระดับ 7 โวลต์ ซึ่งใกล้เคียงกับ VCC ในช่วงเวลาต่อมาจากนี้ในเอาต์พุตของ OP AMP
 IC1 ซึ่งต้องวงจรความถี่ต่ำผ่านแบบ inverting amp จะเริ่มลดระดับของแรงดันลง
 อย่างช้าๆ ที่จุดนี้ส่งต่อไปให้กับวงจร ไบโอสแตท power transistor การลดของระดับแรงดัน
 อย่างช้าๆ นี้มีจุดประสงค์เพื่อไม่ให้ลำโพงทำงานอย่างรวดเร็วเมื่อได้รับน้ำหนักไบโอสแตทจะทำให้
 เกิดการออสซิลเลทด้วยเหตุที่ว่า slotted optical switch มีความไวต่อการเปลี่
 นแปลงของลำโพงมากนั่นเอง

เมื่อลำโพงขยับตัวสูงขึ้นจนได้ระดับเท่ากับในตัวแรกที่ไม่ม้น้ำหนักไว้หยุดอยู่ แรงดัน vcc
 ของทรานซิสเตอร์ภายใน จะลดระดับลงมากเกือบเท่ากับแรงดันในตอนแรก แต่จะมีระดับ
 ที่สูงกว่าเล็กน้อยเท่านั้น และแรงดันในส่วนที่สูงกว่านี้ จะถูกใช้ในการจ่ายให้กับอินพุต
 ของ OP AMP1 เพื่อคงค่าระดับแรงดันที่จะให้ไบโอสแตท POWER TRANSISTOR
 ต่อไป

ในตอนนี้ วงจรจะอยู่ในสภาวะที่สมดุลคือจะมีกระแสและแรงดันที่แตกต่างของ
 วงจรไม่มีการเปลี่ยนแปลงใดๆ ซึ่งเวลานี้จะเป็นช่วงเวลาที่ T2 จะเป็นช่วงเวลาที่อ่าน
 ค่าของน้ำหนักได้โดยที่ค่าจะหยุดนิ่งไม่เปลี่ยนแปลง แต่ไม่ควรจะปล่อยให้ช่วง T2
 นี้อาวนานเกินไป ซึ่งจะอ่านค่าผิดพลาดได้อื่นเนื่องมาจากแรงดันอ้างอิงเปลี่ยนแปลง
 ค่าไปด้วยอัตรา 4.6 mV ต่อวินาที และความร้อนที่เกิดขึ้นจากการทำงานของวงจร
 จะทำให้ กระแสที่ไหลอยู่ใน จจรเพิ่มขึ้นได้เช่นกัน

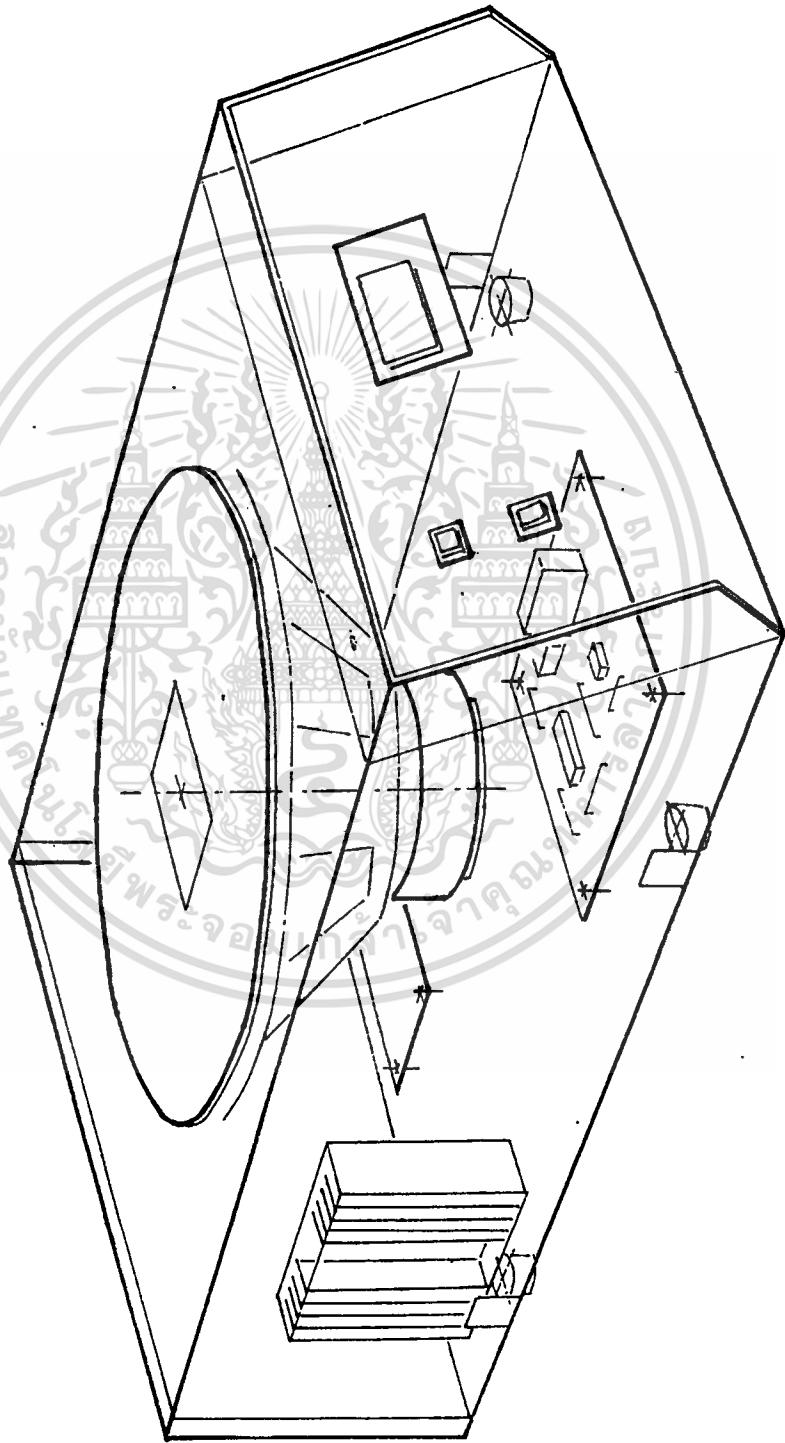
หลังจากอ่านค่าน้ำหนักแล้วขั้ววัตถุออกจากการรับของลำโพง ลำโพงจะขยับตัว
 สูงขึ้นตามปริมาณของกระแสที่จ่ายให้ ซึ่งยังคงค่าอยู่ และจะลดลงเช่นเดียวกับในตอนแรก
 และในตอนนี้ slotted optical switch จะลดระดับแรงดันที่คอมทรานซิสเตอร์
 ภายในลงเหลือเพียง 0.7 โวลต์ และก็เช่นเดียวกันเอาต์พุตของ OP AMP IC 1
 ก็จะมีระดับที่สูงขึ้น เพื่อเข้าสู่สภาวะที่สมดุลเหมือนในตอนที่ไม่มีการชั่งน้ำหนักเลย แรงดัน
 ที่ slotted optical sw. จะสูงขึ้นเป็น 4.45 โวลต์หรือประมาณ 60 เปอร์เซ็นต์
 ของสภาวะการเปลี่ยนแปลงแรงดัน Vcc ในทรานซิสเตอร์ภายใน slotted optical
 switch ซึ่งเป็นสภาวะที่สมดุลของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ของทางการเปลี่ยนแปลงแรงดัน Vcc ในทรานซิสเตอร์ภายใน slotted optical
 switch ซึ่งเป็นการผิดกฎหมาย อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทดลองครั้งที่ 5 นี้อาจใช้เวลาในการตั้งที่ยาวนานเกินไปทำให้แรงดัน reference เปลี่ยนแปลง ดังนั้นค่าที่อ่านไ้จึงเป็นค่าที่ผิดไปจากความเป็นจริงได้ ซึ่งจากการทดสอบแรงดัน reference มีอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันอยู่ 4.6 mV ต่อวินาที

การทดลองครั้งที่ 6 จะพบว่ามีเปอร์เซ็นต์ของค่าผิดพลาดสูง อันเนื่องมาจาก น้ำหนักวัตถุที่นำมาซึ่งมีน้ำหนักมากเกินไปเกิน limit ของกระแสน้ำไหลที่จะสร้างสนามแม่เหล็ก อีกทั้งนั้นค่าที่อ่านไ้จะเป็นค่าสูงสุดที่เครื่องซึ่งสามารถอ่านไ้ได้แม้ว่าน้ำหนักจะเพิ่มขึ้นอีกก็ตาม





ภาพแสดงโครงสร้างการประกอบเครื่องชั่งน้ำหนักอเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INTERSiL

ICL7106, 7107 3 1/2 Digit Single Chip A/D Converter

FEATURES

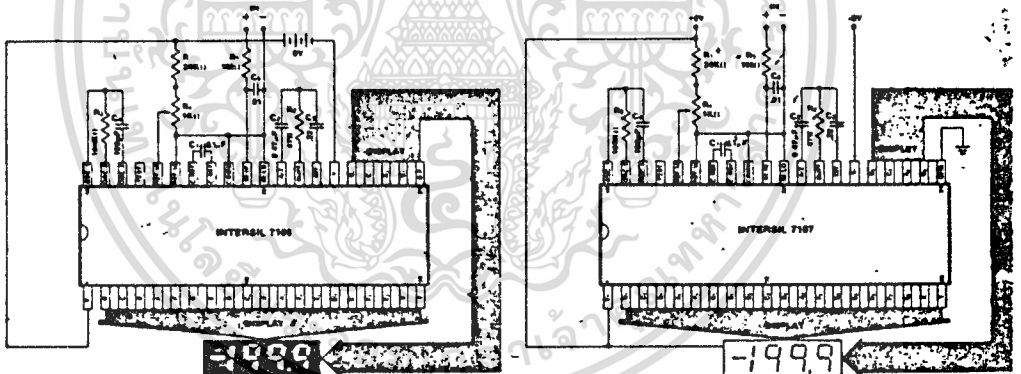
- Guaranteed zero reading for 0 volts input on all scales.
- True polarity at zero for precise null detection.
- 1 pA input current typical.
- True differential input and reference.
- Direct display drive - no external components required. — LCD ICL7106
— LED ICL7107
- Low noise - less than 15 μ V pk-pk.
- On-chip clock and reference.
- Low power dissipation - typically less than 10mW.
- No additional active circuits required.
- Evaluation Kit available.

GENERAL DESCRIPTION

The Intersil ICL7106 and 7107 are high performance, low power 3-1/2 digit A/D converters. All the necessary active devices are contained on a single CMOS I.C., including seven segment decoders, display drivers, reference, and clock. The 7106 is designed to interface with a liquid crystal display (LCD) and includes a backplane drive; the 7107 will directly drive an instrument-size light emitting diode (LED) display.

The 7106 and 7107 bring together an unprecedented combination of high accuracy, versatility, and true economy. High accuracy like auto-zero to less than 10 μ V, zero drift less than 1 μ V/ $^{\circ}$ C, input bias current of 10 pA max., and no over error of less than one count. The versatility of true differential input and reference is useful in all systems, but gives the designer an uncommon advantage when measuring \log cells, strain gauges and other bridge-type transducers. And finally the true economy of single power supply operation (7106), enabling a high performance panel meter to be built with the addition of only 7 passive components and a display.

TYPICAL CONNECTION DIAGRAMS



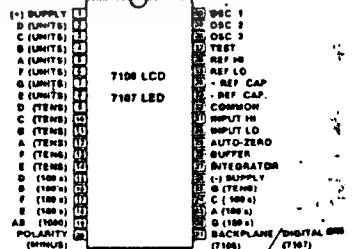
ICL7106 with Liquid Crystal Display

ICL7107 with LED Display

ORDERING INFORMATION

Part	Package	Temp. Range	Order Part #
7106	40 pin ceramic DIP	0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C	ICL7106CDL
7106	40 pin plastic DIP	0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C	ICL7106CPL
7107	40 pin ceramic DIP	0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C	ICL7107CDL
7107	40 pin plastic DIP	0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C	ICL7107CPL
7106 Kit	Evaluation kits contain IC, display, circuit board, passive components and hardware. See page 10.		ICL7106EV/Kit
7107 Kit			ICL7107EV/Kit

PIN CONFIGURATION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL7106/ICL7107

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

ICL 7106	
Supply Voltage (V+ to V-)	15V
Analog Input Voltage (either input) (Note 1)	V+ to V-
Reference Input Voltage (either input)	V+ to V-
Clock Input	Test to V+
Power Dissipation (Note 2)	
Ceramic Package	1000 mW
Plastic Package	800 mW
Operating Temperature	0°C to +70°C
Storage Temperature	-65°C to +160°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	300°C

ICL 7107

Supply Voltage V+	+6V
V-	-9V
Analog Input Voltage (either input) (Note 1)	V+ to V-
Reference Input Voltage (either input)	V+ to V-
Clock Input	Gnd to V+
Power Dissipation (Note 1)	
Ceramic Package	1000 mW
Plastic Package	800 mW
Operating Temperature	0°C to +70°C
Storage Temperature	-65°C to +160°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	300°C

Note 1: Input voltages may exceed the supply voltages provided the input current is limited to $\pm 100\mu\text{A}$
 Note 2: Dissipation rating assumes device is mounted with all leads soldered to printed circuit board.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 3)

CHARACTERISTICS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Zero Input Reading	Vin = 0.0V Full Scale = 200.0 mV	-000.0	± 000.0	+000.0	Digital Reading
Ratiometric Reading	Vin = Vref Vref = 100 mV	999	999/1000	1000	Digital Reading
Rollover Error (Difference in reading for equal positive and negative reading near Full Scale)	-Vin = +Vin = 200.0mV	-1	± 2	+1	Counts
Linearity (Max. deviation from best straight line fit)	Full scale = 200mV or full scale = 2.000V	-1	± 2	+1	Counts
Common Mode Rejection Ratio (Note 4)	Vcm = $\pm 1\text{V}$, Vin = 0V. Full Scale = 200.0mV.		50		$\mu\text{V/V}$
Noise (Pk - Pk value not exceeded 95% of time)	Vin = 0V Full Scale = 200.0mV		15		μV
Leakage Current @ Input	Vin = 0V		1	10	pA
Zero Reading Drift	Vin = 0 0°C < TA < 70°C		0.2	1	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Scale Factor Temperature Coefficient	Vin = 199.0mV 0°C < TA < 70°C (Ext. Ref. 0ppm/°C)		1	5	ppm/°C
Supply Current (Does not include LED current for 7107)	Vin = 0		0.8	1.8	mA
Analog Common Voltage (With respect to pos. supply)	25K Ω between Common & pos. Supply	2.4	2.8	3.2	Volts
Temp. Coeff. of Analog Common (with respect to pos. Supply)	25K Ω between Common & pos. Supply		80		ppm/°C
7106 ONLY Pk-Pk Segment Drive Voltage (Note 5)	V Supply = 9V	4	5	6	Volts
7106 ONLY Pk-Pk Backplane Drive Voltage (Note 5)	V Supply = 9V	4	5	6	Volts
7107 ONLY Segment Sinking Current (Except Pin 19)	+Supply = 5.0V Segment voltage = 3V	5	8.0		mA
7107 ONLY Segment Sinking Current (Pin 19 only)	+Supply = 5.0V Segment voltage = 3V	10	16		mA

Note 3: Unless otherwise noted, specifications apply to both the 7106 and 7107 at TA = 25°C, fclock = 48kHz. 7106 is tested in the circuit of Figure 1. 7107 is tested in the circuit of Figure 2.

Note 4: Refer to "Differential Input" discussion on page 4.

Note 5: Back plane drive is in phase with segment drive for 'off' segment, 180° out of phase for 'on' segment. Frequency is 20 times conversion rate. Average DC component is less than 50mV.

2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TEST CIRCUITS

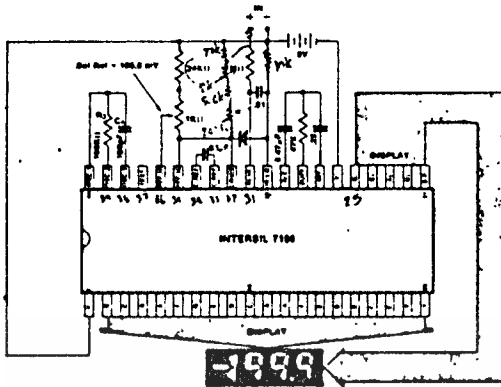


Figure 1: 7106

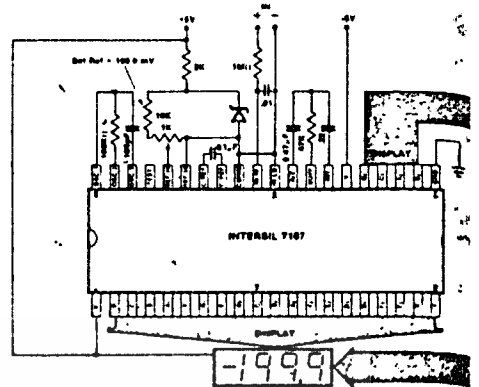


Figure 2: 7107

DETAILED DESCRIPTION
ANALOG SECTION

Figure 3 shows the Block Diagram of the Analog Section for the ICL 7106 and 7107. Each measurement cycle is divided

into three phases. They are (1) auto-zero (A-Z), (2) integrate (INT) and (3) deintegrate (DE).

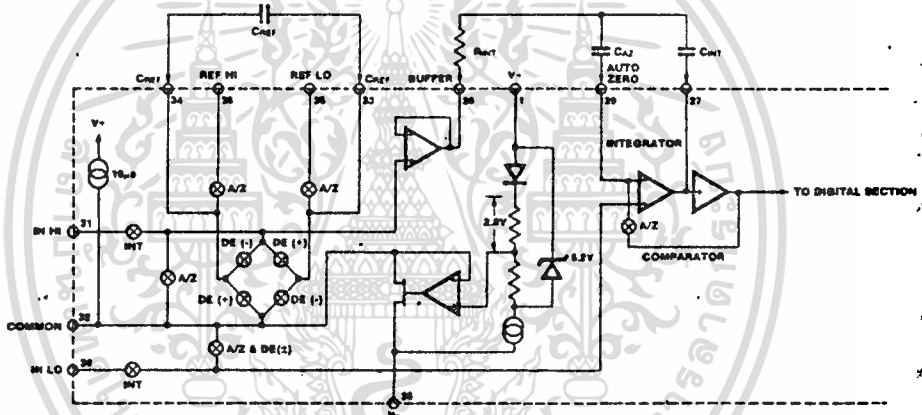


Figure 3: Analog Section of 7106/7107

1. Auto-zero phase

During auto-zero three things happen. First, input high and low are disconnected from the pins and internally shorted to analog common. Second, the reference capacitor is charged to the reference voltage. Third, a feedback loop is closed around the system to charge the auto-zero capacitor CAZ to compensate for offset voltages in the buffer amplifier, integrator, and comparator. Since the comparator is included in the loop, the A-Z accuracy is limited only by the noise of the system. In any case, the offset referred to the input is less than 10µV.

2. Signal integrate phase

During signal integrate, the auto-zero loop is opened, the internal short is removed, and the internal input high and low are connected to the external pins. The converter then integrates the differential voltage between input

high and input low for a fixed time. This differential voltage can be within a wide common mode range; one volt of either supply. If, on the other hand, the signal has no return with respect to the converter's supply, input low can be tied to analog common to establish the correct common-mode voltage. At the end of this phase, the polarity of the integrated signal is determined.

3. De-integrate phase

The final phase is de-integrate, or reference input low is internally connected to analog common. Input high is connected across the previously charged reference capacitor. Circuitry within the chip causes the capacitor to be connected with the correct polarity to cause the integrator output to return to zero. The time required for the output to return to zero is proportional to the input signal. Specifically, the reading displayed is $1000 \frac{V_{in}}{V_{ref}}$.

ICL7106/ICL7107

Differential Input

The input can accept differential voltages anywhere within the common mode range of the input amplifier; or specifically from 0.5 volts below the positive supply to 1.0 volt above the negative supply. In this range the system has a CMRR of 86 dB typical. However, since the integrator also swings with the common mode voltage, care must be exercised to assure the integrator output does not saturate. A worse case condition would be a large positive common-mode voltage with a near full-scale negative differential input voltage. The negative input signal drives the integrator positive when most of its swing has been used up by the positive common mode voltage. For these critical applications the integrator swing can be reduced to less than the recommended 2V full scale swing with little loss of accuracy. The integrator output can swing within 0.3 volts of either supply without loss of linearity.

Differential Reference

The reference voltage can be generated anywhere within the power supply voltage of the converter. The main source of common mode error is a roll-over voltage caused by the reference capacitor losing or gaining charge to stray capacity on its nodes. If there is a large common mode voltage, the reference capacitor can gain charge (increase voltage) when called up to de-integrate a positive signal but lose charge (decrease voltage) when called up to de-integrate a negative input signal. This difference in reference for (+) or (-) input voltage will give a roll-over error. However, by selecting the reference capacitor large enough in comparison to the stray capacitance, this error can be held to less than 0.5 count for the worse case condition. (See Component Values Selection below).

Analog Common

This pin is included primarily to set the common mode voltage for battery operation (7106) or for any system where the input signals are floating with respect to the power supply. The common pin sets a voltage that is approximately 2.8 volts more negative than the positive supply. This is selected to give a minimum end-of-life battery voltage of about 6V. However, the analog common has some of the attributes of a reference voltage. When the total supply voltage is large enough to cause the zener to regulate (>7V), the common voltage will have a low voltage coefficient (0.01%/V), low output impedance ($\approx 15\Omega$), and a temperature coefficient typically less than 80ppm/ $^{\circ}$ C.

The limitations of the on-chip reference should also be recognized, however. With the 7107, the internal heating which results from the LED drivers can cause some degradation in performance. Due to their higher thermal resistance, plastic parts are poorer in this respect than ceramic. The combination of reference Temperature Coefficient (TC), internal chip dissipation, and package thermal resistance can increase noise near full scale from 25 μ V to 80 μ Vpk-pk. Also the linearity in going from a high dissipation count such as 1000 (20 segments on) to a low dissipation count such as 1111 (8 segments on) can suffer by a count or more. Devices with a positive TC reference may require several counts to pull out of an overload condition. This is because overload is a low dissipation mode, with the three least significant digits blanked. Similarly, units with a negative TC may cycle between overload and a non-overload count as the die alternately heats and cools. All

these problems are of course eliminated if an external reference is used.

The 7106, with its negligible dissipation, suffers from none of these problems. In either case, an external reference can easily be added, as shown in Fig. 4.

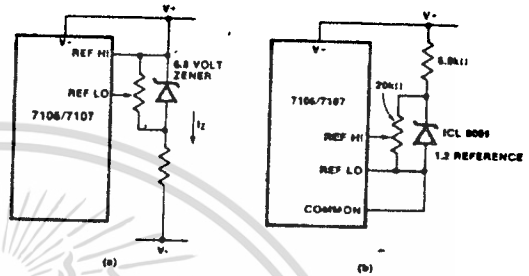


Figure 4: Using an External Reference

Analog common is also the voltage the input returns to during auto-zero and de-integrate. If signal low is different from analog common, a common mode voltage exists in the system and is taken care of by the excellent CMRR of the converter. However, in some applications input low will be set at a fixed known voltage (power supply common for instance). In this application, analog common should be tied to the same point, thus removing the common mode voltage from the converter. The same holds true for the reference voltage. If reference can be conveniently referenced to analog common, it should be since this removes the common mode voltage from the reference system.

Within the IC, analog common is tied to an N channel FET that can sink 30mA or more of current to hold the voltage 2.8 volts below the positive supply (when a load is trying to pull the common line positive). However, there is only 10 μ A of source current, so common may easily be tied to a more negative voltage thus over-riding the internal reference.

Test

The test pin serves two functions. On the 7106 it is coupled to the internally generated digital supply through a 500 Ω resistor. Thus it can be used as the negative supply for externally generated segment drivers such as decimal points or any other presentation the user may want to include on the LCD display. Figures 5 and 6 show such an application.

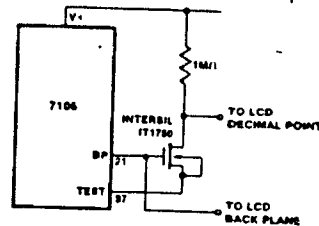


Figure 5: Simple Inverter for Fixed Decimal Point

ICL7106/ICL7107

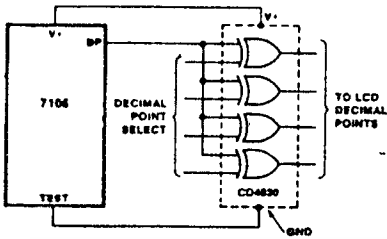


Figure 6: Exclusive 'OR' Gate for Decimal Point Drive

The second function is a "lamp test". When Test is pulled high (to + supply) all segments will be turned on and the display should read - 1888. Caution: on the 7106, in the lamp test mode, the segments have a constant d-c voltage (no square-wave) and will burn the LCD display if left in this mode for several minutes.

DIGITAL SECTION

Figures 7 and 8 show the digital section for the 7106 and 7107, respectively. In the 7106, an internal digital ground, generated from a 6 volt Zener diode and a large P channel source follower. This supply is made stiff to absorb the relative large capacitive currents when the back plane @ voltage is switched. The BP frequency is the clock frequency divided by 800. For three readings/second this is a 800 Hz square wave with a nominal amplitude of 5 volts. The segments are driven at the same frequency and amplitude and are in phase with BP when OFF, but out of phase when ON. In all cases negligible d-c voltage exists across the segments.

Figure 8 is the Digital Section of the 7107. It is identical except the regulated supply and back plane drive have been eliminated and the segment drive has been increased from 8 mA, typical for instrument size common anode LED displays. Since the 1000 output (pin 19) must sink current from two LED segments, it has twice the drive capability of 16 mA.

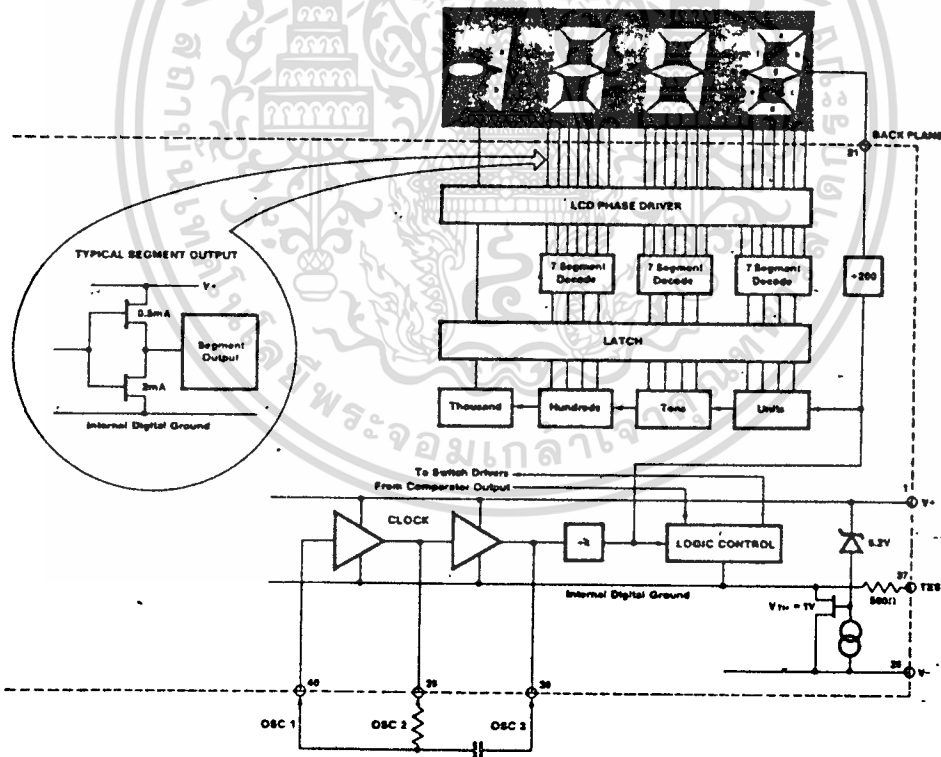


Figure 7: Digital Section 7106

ICL7106/ICL7107

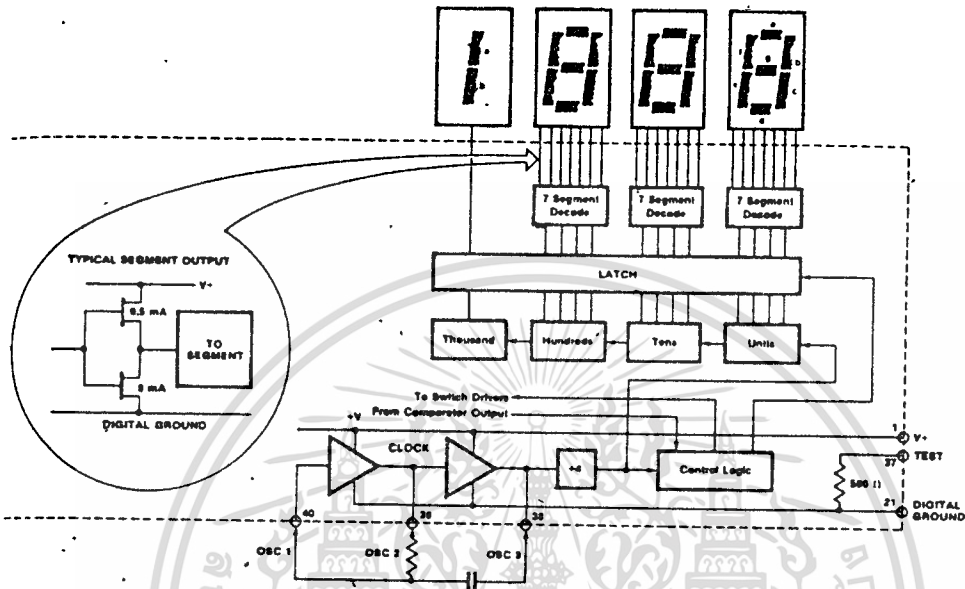


Figure 8: Digital Section 7107

System Timing

Figure 9 shows the clocking arrangement used in the 7106 and 7107. Three basic clocking arrangements can be used:

- 1 An external oscillator connected to pin 40.
- 2 A crystal between pins 39 and 40.
- 3 An R-C oscillator using all three pins.

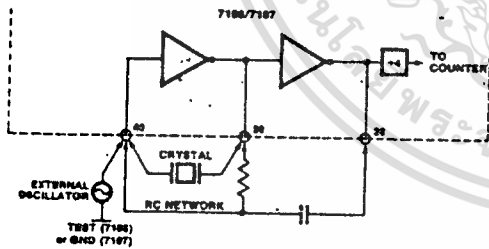


Figure 9: Clock Circuits

The oscillator frequency is divided by four before it clocks the decade counters. It is then further divided to form the three convert-cycle phases. These are signal integrate (1000 counts), reference de-integrate (0 to 2000 counts) and auto-zero (1000 to 3000 counts). For signals less than full scale, auto-zero gets the unused portion of reference de-integrate. This makes a complete measure cycle of 4,000 (16,000 clock pulses) independent of input voltage. For three readings/second, an oscillator frequency of 48kHz would be used.

To achieve maximum rejection of 60 Hz pickup, the signal integrate cycle should be a multiple of 60 Hz. Oscillator frequencies of 240kHz, 120kHz, 80kHz, 60kHz, 48kHz, 40kHz, 33 1/3 kHz, etc. should be selected. For 50Hz rejection, Oscillator frequencies of 200kHz, 100kHz, 65 1/3 kHz, 50kHz, 40kHz, etc. would be suitable. Note that

40kHz (2.5 readings/second) will reject both 50 and 60 Hz (also 400 and 440 Hz).

COMPONENT VALUE SELECTION

1. Integrating Resistor

Both the buffer amplifier and the integrator have a class A output stage with 100µA of quiescent current. They can supply 20µA of drive current with negligible non-linearity. The integrating resistor should be large enough to remain in this very linear region over the input voltage range, but small enough that undue leakage requirements are not placed on the PC board. For 2 volt full scale, 470KΩ is near optimum and similarly a 47KΩ for a 200.0 mV scale.

2. Integrating Capacitor

The integrating capacitor should be selected to give the maximum voltage swing that ensures tolerance build-up will not saturate the integrator swing (approx. 0.3 volt from either supply). In the 7106 or the 7107, when the analog common is used as a reference, a nominal ±2 volt full scale integrator swing is fine. For the 7107 with ±5 volt supplies and analog common tied to supply ground, a ±3.5 to ±4 volt swing is nominal. For three readings/second (48kHz clock), nominal values for C_{int} are .22 and .10µF, respectively. Of course, if different oscillator frequencies are used, these values should be changed in inverse proportion to maintain the same output swing.

An additional requirement of the integrating capacitor is it have low dielectric absorption to prevent roll-over errors. While other types of capacitors are adequate for this application, polypropylene capacitors give undetectable errors at reasonable cost.

3. Auto-Zero Capacitor

The size of the auto-zero capacitor has some influence on the noise of the system. For 200 mV full scale where noise

is very important, a $0.47\mu\text{F}$ capacitor is recommended. On the 2 volt scale, a $0.047\mu\text{F}$ capacitor increases the speed of recovery from overload and is adequate for noise on this scale.

4. Reference Capacitor

A $0.1\mu\text{F}$ capacitor gives good results in most applications. However, where a large common mode voltage exists (i.e. the reference low is not at analog common) and a 200 mV scale is used, a larger value is required to prevent roll-over error. Generally $1.0\mu\text{F}$ will hold the roll-over error to 0.5 count in this instance.

5. Oscillator Components

For all ranges of frequency a $100\text{k}\Omega$ resistor is recommended and the capacitor is selected from the equation $f = \frac{1}{RC}$. For 48kHz clock (3 readings/second), $C = 100\text{pF}$.

6. Reference Voltage

The analog input required to generate full-scale output (2000 counts) is: $V_{in} = 2V_{ref}$. Thus, for the 200.0mV and 2.000 volt scale, V_{ref} should equal 100.0 mV and 1.000 volt, respectively. However, in many applications where the A/D is connected to a transducer, there will exist a scale factor other than unity between the input voltage and the digital reading. For instance, in a weighing system, the designer might like to have a full scale reading when the voltage from the transducer is 0.662V. Instead of dividing the input down to 200.0 mV, the designer should use the input voltage directly and select $V_{ref} = .341\text{V}$. Suitable values for integrating resistor and capacitor would be $120\text{k}\Omega$ and $.22\mu\text{F}$. This makes the system slightly quieter and also avoids a divider network on the input. The 7107 with ± 5 volts supplies can accept input signals up to ± 4 volts. Another advantage of this system occurs when a digital reading of zero is desired for $V_{in} \neq 0$. Temperature

and weighing systems with a variable tare are examples. This offset reading can be conveniently generated by connecting the voltage transducer between analog low and common and the variable (or fixed) offset voltage between common and analog low.

7. 7107 Power Supplies

The 7107 is designed to work from ± 5 volt supplies. However, if a negative supply is not available, it can be generated from the clock output with 2 diodes, capacitors, and an inexpensive I.C. Figure 10 shows an application.

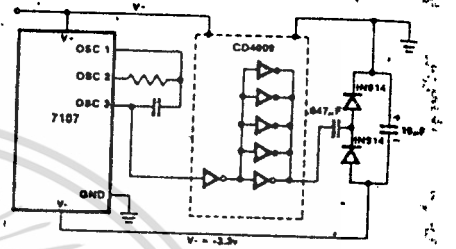


Figure 10: Generating Negative Supply from +5v

In fact, in selected applications no negative supply is required. The conditions to use a single +5V supply are:

1. The input signal can be referenced to the center of the common mode range of the converter.
2. The signal is less than ± 1.5 volts.
3. An external reference is used.

TYPICAL APPLICATIONS

The 7106 and 7107 may be used in a wide variety of configurations. The circuits which follow show some of the

possibilities, and serve to illustrate the exceptional versatility of these A/D converters.

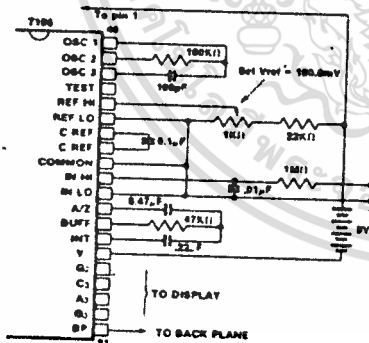


Figure 11: 7106 using the internal reference. Values shown are for 200.0 mV full scale, 3 readings per second, floating supply voltage (9V battery).

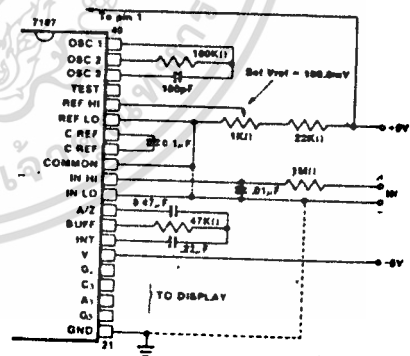


Figure 12: 7107 using the internal reference. Values shown are for 200.0 mV full scale, 3 readings per second. IN LO may be tied to either COMMON for inputs floating with respect to supplies, or GND for single ended inputs. (See discussion under Analog Common on page 4).

ICL7106/ICL7107

TYPICAL APPLICATIONS (Contd.)

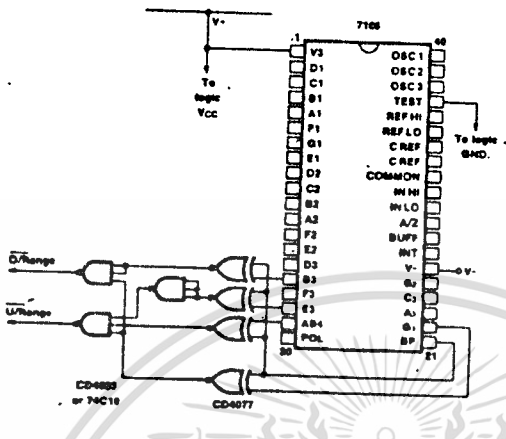


Figure 19: Circuit for developing Underrange and Overrange signals from 7106 outputs.

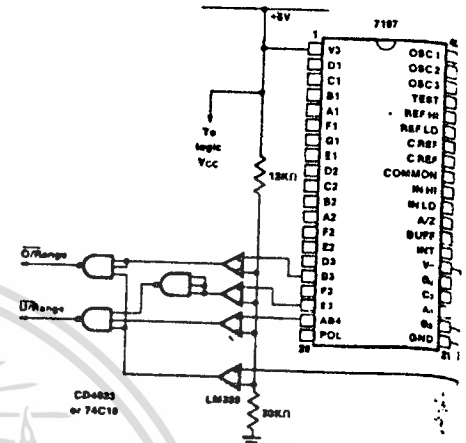


Figure 20: Circuit for developing Underrange and Overrange signals from 7107 outputs. The LM339 is required to ensure compatibility with heavy display loading.

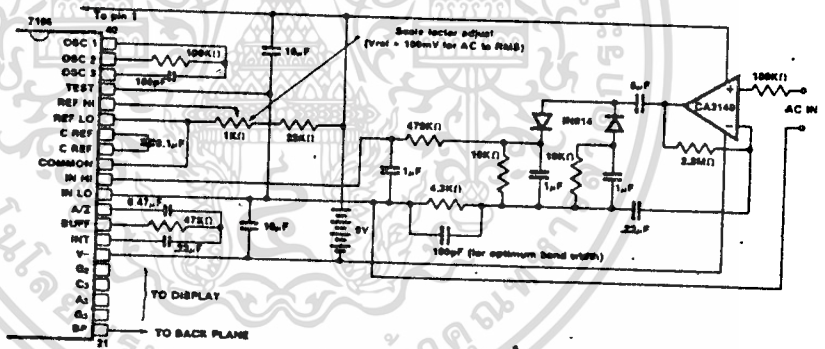


Figure 21: AC to DC Converter with 7106. Test is used as a common mode reference level to ensure compatibility with most op-amps.

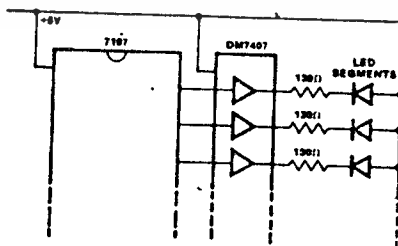


Figure 22: Display Buffering for increased drive current. Requires four DM7407 Hex Buffers. Each buffers is capable of sinking 40 mA max.

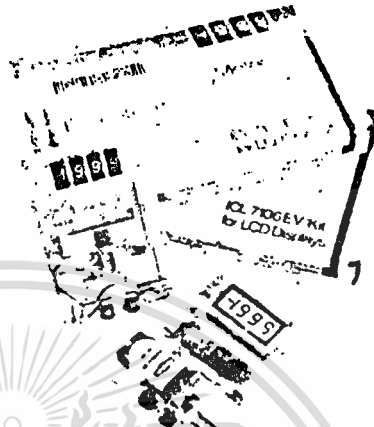
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL7106/ICL7107

7106/7107 EVALUATION KITS

When purchasing a sample of the 7106 or the 7107, the majority of users will want to build a simple voltmeter. The kit can then be evaluated against the data sheet specifications, and tried out in the intended application. However, locating and purchasing even the small number of additional components required, then wiring a breadboard, often cause delays of days or sometimes weeks. To avoid this problem and facilitate evaluation of these unique products, Intersil is offering a kit which contains all the necessary components to build a 3 1/2 digit panel meter. With the help of this kit, an engineer or technician can have the system "up and running" in about half an hour.

Two kits are offered, the ICL7106EV/KIT and the ICL7107EV/KIT. Both contain the appropriate IC, a circuit board and a display (LCD for 7106EV/KIT, LEDs for ICL7107EV/KIT), passive components, and miscellaneous hardware.

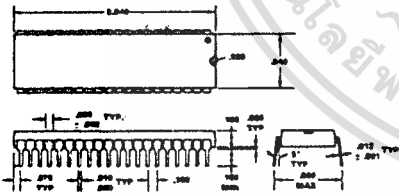


APPLICATION NOTES

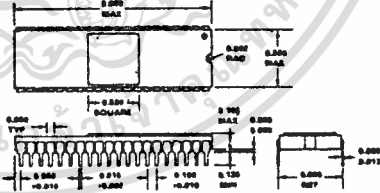
- AN-16 "Selecting A/D Converters," by David Fullagar
- AN-17 "The Integrating A/D Converter," by Leo Evans
- AN-18 "Do's and Don'ts of Applying A/D Converters," by Peter Bradshaw and Skip Osgood
- AN-16 "4 1/2 Digit Panel Meter Demonstrator/Instrumentation Boards," by Michael Dufort.
- AN-23 "Low Cost Digital Panel Meter Designs," by David Fullagar & Michael Dufort.

PACKAGE DIMENSIONS

40 Pin Plastic Dual-in-Line Package



40 Pin Ceramic Dual-in-Line Package



INTERSIL

10710 N. Tantau Ave., Cupertino, CA 95014 (408) 996-5000 TWX: 910-338-0171

Intersil cannot assume responsibility for use of any circuitry described other than circuitry entirely embodied in an Intersil product. No other circuitry licenses are implied. Intersil reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INTERSIL

Low Cost Digital Panel Meter Designs

Including Complete Instructions for Intersil's LCD and LED Kits

Intersil's 7106 and 7107 are the first ICs to contain all the active circuitry for a 3 1/2 digit panel meter on a single chip. The 7106 is designed to interface with a liquid crystal display (LCD) while the 7107 is intended for light-emitting diode (LED) displays. In addition to a precision dual slope converter, both circuits contain BCD to seven segment decoders, display drivers, a clock and a reference. To build a high performance panel meter (with auto zero and auto polarity features) it is only necessary to add a display, 4 resistors, 4 capacitors, and an input filter if required (Figures 1 and 2).

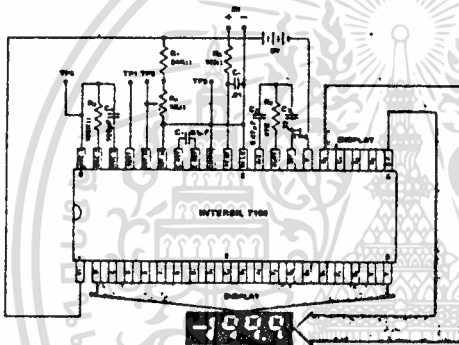


Figure 1: LCD Digital Panel Meter Using ICL7106

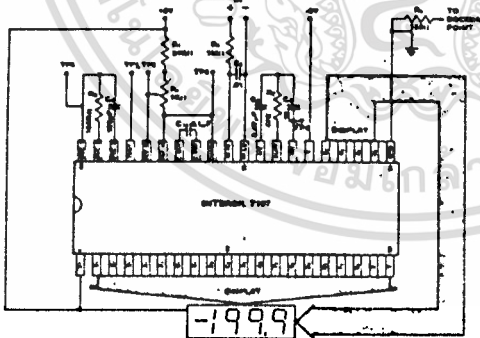


Figure 2: LED Digital Panel Meter Using ICL7107

COST ADVANTAGES OF 7106 AND 7107

Until recently, the make or buy decision for any A-to-D system was dominated by the engineering costs. Even a simple panel meter, built from off-the-shelf digital and linear ICs, required at least six months of engineering effort for completion. However, the advent of truly single

chip panel meter functions (Intersil's 7106 and 7107) has reduced the design effort on the part of the user to zero. The make or buy decision becomes a simple question of dollars and cents.

At the time of writing, a 3 1/2 digit LED display panel meter can be built for \$18 in production (5,000) quantities. The figure includes labor at \$3 per hour with 300% overhead. The cost breakdown is as follows:

ICL7107 (@ 5000 pcs)	\$ 5.00
LEDs (4)	3.00
Capacitors (5)	.20
Resistors (4)	.10
Potentiometer	.10
Circuit Board	.10
Misc. Hardware	.70
TOTAL COMPONENTS	\$10.40
Labor (1/2 hour at \$3/hour, 300% overhead)	7.60
TOTAL COST	\$18.00
Including assembly and test	

A 3 1/2 digit LCD panel meter, using the 7106, is \$3 to \$4 more expensive. This is due to the greater cost of a display.

These cost figures are considerably lower than the least expensive of the ready-built panel meters. However, the cost is not the only advantage; the do-it-yourself approach allows greater flexibility. Off-the-shelf panel meters have form factors which are frequently inconvenient, whereas a single IC design takes up a minimum of circuit board real estate. Consider the advantages for field servicing a military radar. For example, if each complex circuit card had its own built-in voltmeter and miniature switch, fault finding would be greatly simplified by making critical voltages throughout the system instantly accessible.

THE EVALUATION KITS

After purchasing a sample of the 7106 or the 7107, the majority of users will want to build a simple voltmeter. The parts can then be evaluated against the data sheet specifications, and tried out in the intended application. However, locating and purchasing even the small number of additional components required, then wiring a breadboard, can often cause delays of days or sometimes weeks. To avoid this problem and facilitate evaluation of these unique circuits, Intersil is offering a kit which contains all the necessary components to build a 3 1/2 digit panel meter. With the help of this kit, an engineer or technician can have the system "up and running" in about half an hour.

Two kits are offered, the ICL7106EV/KIT and the ICL7107EV/KIT. Both contain the appropriate IC, a circuit board, a display (LCD for 7106EV/KIT, LEDs for 7107EV/KIT), passive components, and miscellaneous hardware.

INTERSIL, INC., 10710 N. TANTAU AVE., CUPERTINO, CA 95014

(408) 996-5000 TWX 910-338-0111

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(a) Assembly Instructions

The circuit board layouts and assembly drawings for both kits are given in the Appendices. The boards are single-sided to minimize cost and simplify assembly. Jumpers are used to allow maximum flexibility. For example, provision has been made for connecting an external clock (Test Point #5). Provision has also been made for separating REF Lo from COMMON when using an external reference zener. In a production instrument, the board area could be reduced dramatically. Aside from the display, all the components can easily be placed in less than 4 square inches of board space.

Molex® pins are used to provide a low cost IC socket; one circuit board can thus be used to evaluate several ICs. Strips of 20 pins should be soldered onto the P.C. boards; the top of the strip holding the pins together can then be broken off by bending it back and forth using needle-nose pliers. Solder terminals are provided for the five test points, and for the ±5V input on the 7107 kit.

(b) Full Scale Reading - 200mV or 2.000V?

The component values supplied with the kit are those specified in the schematics of Fig. 1 or Fig. 2. They have been optimized for 200.0mV full scale reading. The complete absence of last digit jitter on this range illustrates the exceptional noise performance of the 7106 and 7107. In fact, the noise level (not exceeded 95% of time) is about 15µV, a factor of 10 less than some competitive one chip panel meters.

To modify the sensitivity to 2.000 volts full scale, the integrator time constant and the reference should be changed by substituting the component values given in the Table below. The auto-zero capacitor (C₂) should also be changed. These additional components are not supplied in the kits. In addition, the decimal point jumper should be changed so the display reads 2.000.

TABLE 1: Component Values for Full Scale Options

COMPONENT (type)	200.0mV Full Scale	2.000V Full Scale
C ₂ (mylar)	0.47µF	.047µF
R ₁	24KΩ	1.5KΩ*
R ₂	47KΩ	470KΩ

*Changing R₁ to 1.5KΩ will reduce the battery life of the 7106 kit. As an alternative, the potentiometer can be changed to 25KΩ.

(c) Liquid Crystal Display (7106)

Liquid crystal displays are generally driven by applying a symmetrical square wave to the back-plane (B.P.). To turn on a segment, a waveform 180° out of phase with B.P. (but of equal amplitude) is applied to that segment. Note that excessive D.C. voltages (>50mV) will permanently damage the display if applied for more than a few minutes. The 7106 generates the segment drive waveform internally, but the user should generate the decimal point front plane drive by inverting the B.P. (pin 21) output.** In applications where the decimal point remains fixed, a

**In some displays, a satisfactory decimal point can be achieved by tying the decimal front plane to COMMON (pin 32). This pin is internally regulated at about 2.8 volts below V+. Prolonged use of this technique, however, may permanently burn-in the decimal, because COMMON is not exactly midway between B.P. high and B.P. low.

simple MOS inverter can be used (Fig. 3). For instruments where the decimal point must be shifted, a quad exclusive OR gate is recommended (Fig. 4). Note that in both instances, TEST (pin 37, TP1) is used as V- for the inverters. This pin is capable of sinking about 10mA, and is approximately 5 volts below V+. The B.P. output (pin 21) oscillates between V+ & TEST.

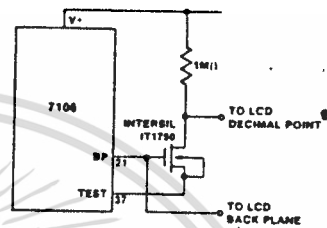


Figure 3: Simple Inverter for Fixed Decimal Point

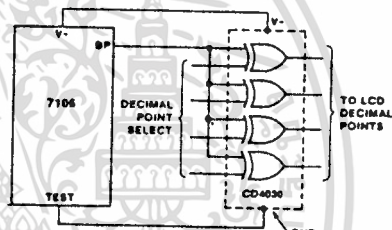


Figure 4: Exclusive 'OR' Gate for Decimal Point Drive

Before soldering the display onto the circuit board, make sure that it is inserted correctly. Many LCD packages do not have pin #1 marked, but the segments of an unenergized display can be seen by viewing with reflected light. The package orientation should correspond with that shown in Appendix I.

(d) Light Emitting Diode Display (7107)

The 7107 pull-down FETs will sink about 8mA per segment. Using standard common anode .3" or .43" red LEDs, this drive level produces a bright display suitable for almost any indoor application. However, additional brightness can be achieved through the use of Hewlett Packard high-efficiency LEDs. Note that the display contrast can be increased substantially by using a red filter. Ref. 4 discusses filter techniques and lists manufacturers of suitable materials.

A fixed decimal point can be turned on by tying the appropriate cathode to ground through a 150Ω resistor. The circuit boards supplied with the kit will accommodate either H.P. 0.3" displays or the popular MAN 3700 types. The difference between the two is that the H.P. has the decimal point cathode on pin 6, whereas the MAN 3700 uses pin 9. Due to the limited space on the circuit board, not all decimal points are brought to jumper pads; it may be necessary to wire directly from the 150Ω resistor to the display. For multiple range instruments, a 7400 series CMOS quad gate or buffer should be used. The majority of them are capable of sinking about 8mA.

(e) Capacitors

The integration capacitor should be a low dielectric-loss type. Long term stability and temperature coefficient are unimportant since the dual slope technique cancels the effect of these variations. Polypropylene capacitors have been found to work well; they have low dielectric loss characteristics and are inexpensive. However, that is not to say that they are the only suitable types. Mylar capacitors are satisfactory for C1 (reference) and C2 (auto-zero).

For a more detailed discussion of recommended capacitor types, the reader is referred to page 3 of Reference 2.

(f) The Clock

A simple RC oscillator is used in the kit. It runs at about 48kHz and is divided by 4 prior to being used as the system clock (Fig. 5). The internal clock period is thus 83.3μS, and the signal integration period (1000 clock pulses) is 83.3mS. This gives a measurement frequency of 3 readings per second since each conversion sequence requires 4000 clock pulses. Setting the clock oscillator at precisely 48kHz will result in optimum line frequency (60Hz) noise rejection, since the integration period is an integral number of line frequency period (see Ref. 2 for discussion). Countries with 50Hz line frequencies should set the clock at 50kHz.

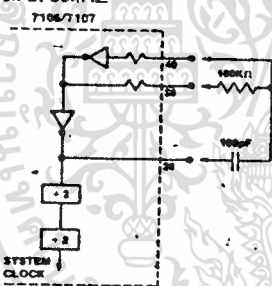


Figure 5: 7106/7107 Internal Oscillator/Clock

An external clock can also be used. In the 7106, the internal logic is referenced to TEST. External clock waveforms should therefore swing between TEST and V+ (Fig. 6a). In the 7107, the internal logic is referenced to GND so any generator whose output swings from ground to +5V will work well (Fig. 6b).

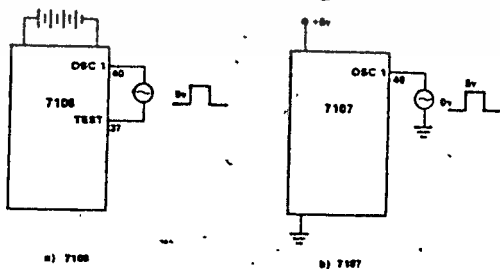


Figure 6: External Clock Options

(g) The Reference

For 200.0mV full scale, the voltage applied between REF HI and REF LO should be set at 100.0mV. For 2.000V full scale, set the reference voltage at 1.000V. The reference inputs are floating, and the only restriction on the applied voltage is that it should lie in the range V- to V+. The voltage between V+ and COMMON is internally regulated at about 2.8 volts. This reference is adequate for many applications and is used in the evaluation kits. It has a typical temperature coefficient of 100ppm/°C.

The limitations of the on-chip reference should also be recognized, however. With the 7107, the internal heating which results from the LED drivers can cause some degradation in performance. Due to its higher thermal resistance, plastic parts are poorer in this respect than ceramic. The user is cautioned against extrapolating from the performance of the kit, which is supplied with a ceramic 7107, to a system using the plastic part. The combination of reference TC, internal chip dissipation and package thermal resistance can increase noise near full scale from 25 μV to 80 μV pk-pk.

The linearity in going from a high dissipation count such as 1000 (19 segments on) to a low dissipation count such as 1111 (8 segments on) can also suffer by a count or more. Devices with a positive TC reference may require several counts to pull out of an overload condition. This is because overload is a low dissipation mode, with the three least significant digits blanked. Similarly, units with a negative TC may cycle between overload and a non-overload count as the die alternately heats and cools. These problems are of course eliminated if an external reference is used.

The 7106, with its negligible dissipation, suffers from none of these problems. In either case, an external reference can easily be added as shown in figures 7(a) and 7(b).

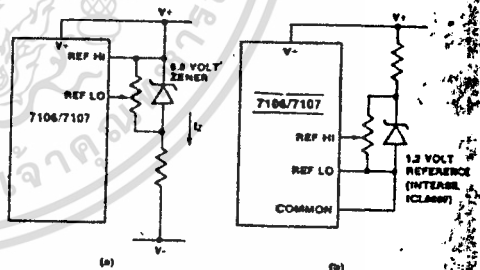


Figure 7: Using an External Reference

(h) Power Supplies

The 7106 kit is intended to be operated from a 9 volt dry cell. INPUT Lo is shorted to COMMON, causing V+ to be 2.8 volts positive with respect to INPUT Lo, and V- 0.2 volts negative with respect to INPUT Lo. The 7107 kit should be operated from ±5 volts. Noise supplies should be bypassed with 6.8μF capacitors to ground at the point where the supplies enter the board. INPUT Lo has an effective common mode range with respect to GND of a couple of volts.

The precise value is determined by the point at which the integrator output ramps within ~3V of one or other of the supply rails. This is governed by the integrator time

constant, the magnitude and polarity of the input, the common mode voltage, and the clock frequency; for further details, consult the data sheet. Where the voltage being measured is floating with respect to the supplies, INPUT Lo should be tied to some voltage within the common mode range such as GROUND or COMMON. If a -5 volt supply is unavailable, a suitable negative rail can be generated locally using the circuit shown in Fig. 8.

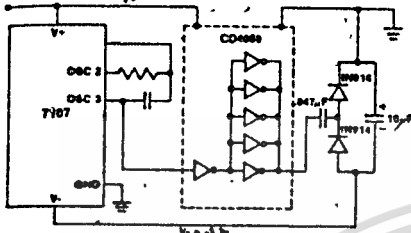


Figure 8: Generating Negative Supply from +5v

(f) Input Filters

One of the attractive features of the 7106 and 7107 is the extremely low input leakage current, typically 1pA at 25°C. This minimizes the errors caused by high impedance passive filters on the input. For example, the simple RC (1MΩ/0.1µF) combination used in the evaluation kits introduces a negligible 1µV error.

PRELIMINARY TESTS

(a) Auto Zero

With power on and the inputs shorted, the display should read zero. The negative sign should be displayed about 50% of the time, an indication of the effectiveness of the auto-zero system used in the 7106 and 7107. Note that some competitive circuits flash negative on every alternate conversion for inputs near zero. While this may look good to the uninitiated, it is not a true auto zero system!

(b) Over-range

Inputs greater than full scale will cause suppression of the three least significant digits; i.e. only 1 or -1 will be displayed.

(c) Polarity

The absence of a polarity signal indicates a positive reading. A negative reading is indicated by a negative sign.

Further evaluation should be performed with the help of a precision DC voltage calibrator such as Fluke Model 343A. Alternatively a high quality 4 1/2 digit DVM can be used, provided its performance has been measured against that of a reliable standard.

DPM COMPONENTS: SOURCES OF SUPPLY

It has already been shown that the 7106 and 7107 require an absolute minimum of additional components. The only critical ones are the display and the integration capacitor.

The following list of possible suppliers is intended to be of assistance in putting a converter design into production. It should not be interpreted as a comprehensive list of suppliers, nor does it constitute an endorsement by Intersil.

Liquid Crystal Displays -

- LXD Inc., Cleveland, Ohio, 216/831-8100
- Hamiln Inc., Lake Mills, Wisconsin, 414/848-2381
- IEE Inc., Van Nuys, California, 213/787-0311
- Shelley Associates, Irvine, California, 714/549-3414
- Crystaloid Electronics, Stow, Ohio, 216/688-1180

LED Displays (Common Anode)

- Hewlett Packard Components, Palo Alto, California, 415/493-1212
- Itac Inc., Santa Clara, California, 408/985-2290
- Litronix Inc., Cupertino, California, 408/257-7910
- Monsanto Inc., Palo Alto, California, 415/493-3300

Polypropylene Capacitors

- Plessey Capacitors, West Lake Village, California, 213/889-4120
- IMB Electronics Products, Santa Fe Springs, California, 213/921-3407
- Eicap Components, Santa Ana, California, 714/979-4440
- TRW Capacitors, Ogallala, Nebraska, 308/284-3811

REFERENCES:

- Intersil Application Bulletin A016, "Selecting A/D Converters".
- Intersil Application Bulletin A017, "The Integrating A/D Converter".
- Intersil Application Bulletin A018, "Do's and Don't's of Applying A/D Converters".
- Hewlett Packard (Opto Electronics Div.) Application Note 964, "Contrast Enhancement Techniques".

CAUTION: Potential trouble areas when constructing the evaluation kits.

- Certain LCD displays have a protective plastic sheet covering the plastic top. This sheet may be removed after installing the display to maximize display viewing.
- Solder flux or other impurities on PC board may cause leakage paths between IC pins and board traces reducing performance and should be removed with rubbing alcohol or some other suitable cleaning agent. Displays should be removed when cleaning as damage could result to them.
- Blue PC board material (PC75) has been treated with a chemical which may cause surface leakage between the input traces. It is suggested that the board be scribed between the input traces and adjacent traces to eliminate this surface leakage.
- In order to ensure that unused segments on the LCD displays do not turn on, tie them to the backplane pin (pin 21).

Slotted Optical Switches Transistor Output

Each device consists of a gallium arsenide infrared emitting diode facing a silicon NPN phototransistor in a molded plastic housing. A slot in the housing between the emitter and the detector provides the means for mechanically interrupting the infrared beam. These devices are widely used as position sensors in a variety of applications.

- Single Unit for Easy PCB Mounting
- Non-Contact Electrical Switching
- Long-Life Liquid Phase Epi Emitter
- 1 mm Detector Aperture Width

H21A1 ✓
H21A2 ✓
H21A3 ✓
H22A1
H22A2
H22A3

SLOTTED
OPTICAL SWITCHES
TRANSISTOR OUTPUT

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Reverse Voltage	V_R	6	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	60	mA
Input LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	150 2	mW mW/°C

OUTPUT TRANSISTOR

Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	30	Volts
Output Current — Continuous	I_C	100	mA
Output Transistor Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	150 2	mW mW/°C

TOTAL DEVICE

Ambient Operating Temperature Range	T_A	-55 to +100	°C
Storage Temperature	T_{stg}	-55 to +100	°C
Lead Soldering Temperature (5 seconds max)	—	260	°C
Total Device Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	300 4	mW mW/°C



H21A1, 2 AND 3
CASE 354A-01



H22A1, 2 AND 3
CASE 354-02

H21A1, H21A2, H21A3, H22A1, H22A2, H22A3

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
INPUT LED					
Forward Voltage ($I_f = 60 \text{ mA}$)	V_f	0.9	1.34	1.7	Volts
Reverse Leakage ($V_R = 6 \text{ V}$)	I_R	—	1	10	μA
Capacitance ($V = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$)	C_J	—	18	—	pF
OUTPUT TRANSISTOR					
Dark Current ($V_{CE} = 25 \text{ V}$)	I_{CEO}	—	15	100	nA
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 1 \text{ mA}$)	$V_{(BR)CEO}$	30	45	—	Volts
Emitter-Collector Breakdown Voltage ($I_E = 100 \mu\text{A}$)	$V_{(BR)ECO}$	6	7.8	—	Volts
Capacitance ($V_{CE} = 5 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$)	C_{CE}	—	2.5	—	pF
DC Current Gain ($V_{CE} = 5 \text{ V}, I_C = 2 \text{ mA}$)	h_{FE}	—	700	—	—

COUPLED

Output Collector Current ($I_f = 5 \text{ mA}, V_{CE} = 5 \text{ V}$) Note 1	H21A1, H22A1	I_C	0.15	0.3	—	mA
	H21A2, H22A2		0.3	0.6	—	
	H21A3, H22A3		0.6	1	—	
Output Collector Current ($I_f = 20 \text{ mA}, V_{CE} = 5 \text{ V}$) Note 1	H21A1, H22A1	I_C	1	2	—	mA
	H21A2, H22A2		2	4	—	
	H21A3, H22A3		4	7	—	
Output Collector Current ($I_f = 30 \text{ mA}, V_{CE} = 5 \text{ V}$) Note 1	H21A1, H22A1	I_C	1.9	3.8	—	mA
	H21A2, H22A2		3	6	—	
	H21A3, H22A3		5.5	10	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 1.8 \text{ mA}, I_f = 30 \text{ mA}$) Note 1	H21A1, H22A1	$V_{CE(sat)}$	—	0.25	0.4	Volts
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 1.8 \text{ mA}, I_f = 20 \text{ mA}$) Note 1	H21A2, H22A2		—	0.25	0.4	
	H21A3, H22A3		—	0.25	0.4	
Turn-On Time ($I_f = 30 \text{ mA}, V_{CC} = 5 \text{ V}, R_L = 2.5 \text{ k}\Omega$) Note 1		t_{on}	—	20	—	μs
Turn-Off Time ($I_f = 30 \text{ mA}, V_{CC} = 5 \text{ V}, R_L = 2.5 \text{ k}\Omega$) Note 1		t_{off}	—	80	—	μs

Notes: 1. No actuator in sensing gap.
2. Stray radiation can alter values of characteristics. Adequate light shielding should be provided

TYPICAL CHARACTERISTICS

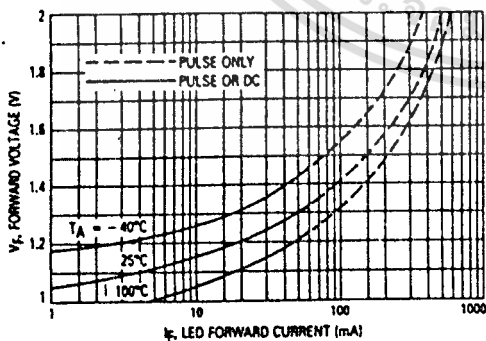


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

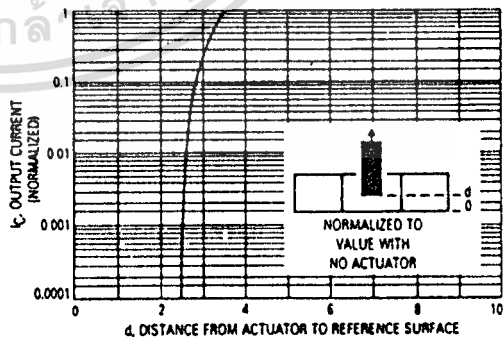


Figure 2. Output Current versus Actuator Position

H21A1, H21A2, H21A3, H22A1, H22A2, H22A3

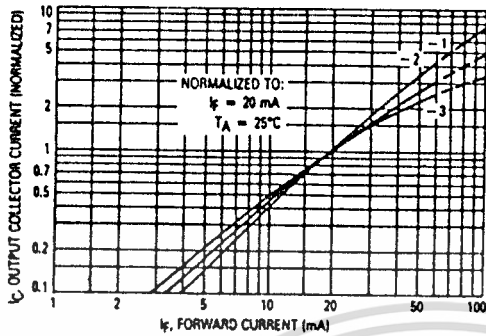


Figure 3. Output Current versus Input Current

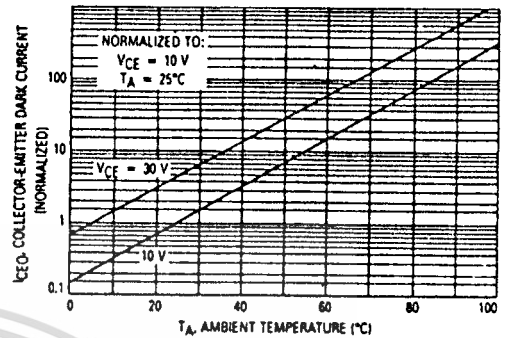


Figure 4. Dark Current versus Ambient Temperature

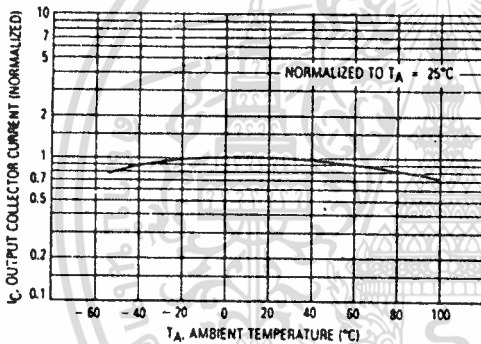


Figure 5. Output Current versus Ambient Temperature

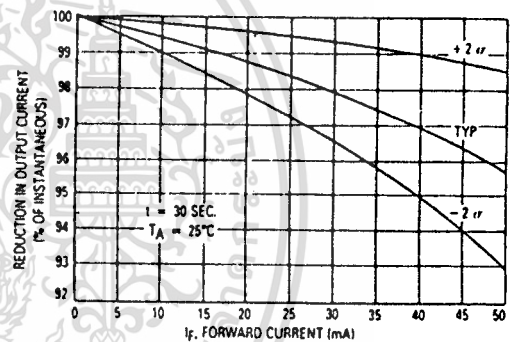


Figure 6. Reduction in Output Current Due to LED Heating versus Forward Current

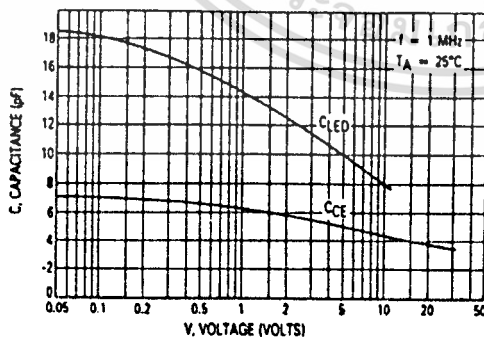


Figure 7. Capacitances versus Voltage

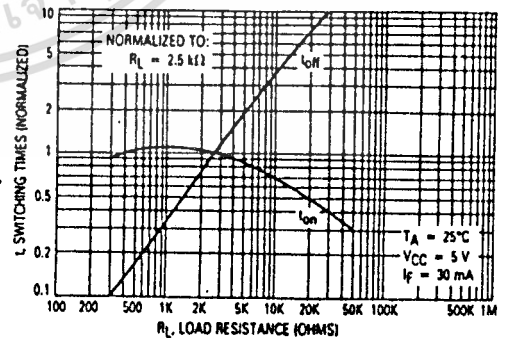


Figure 8. Switching Times versus Load Resistance

H21A1, H21A2, H21A3, H22A1, H22A2, H22A3

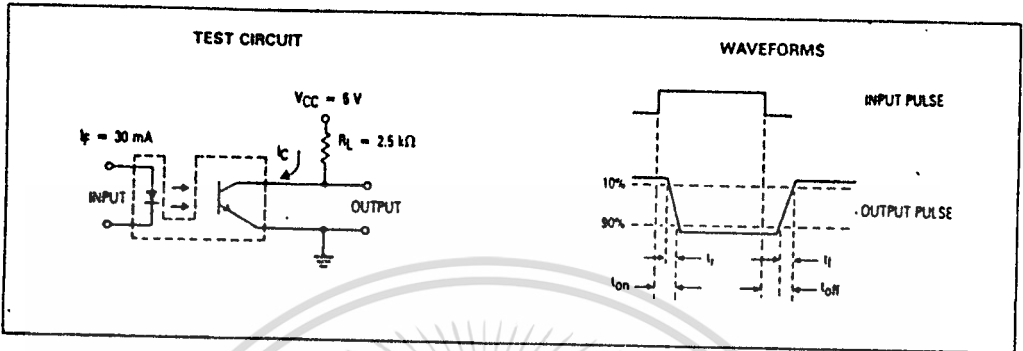
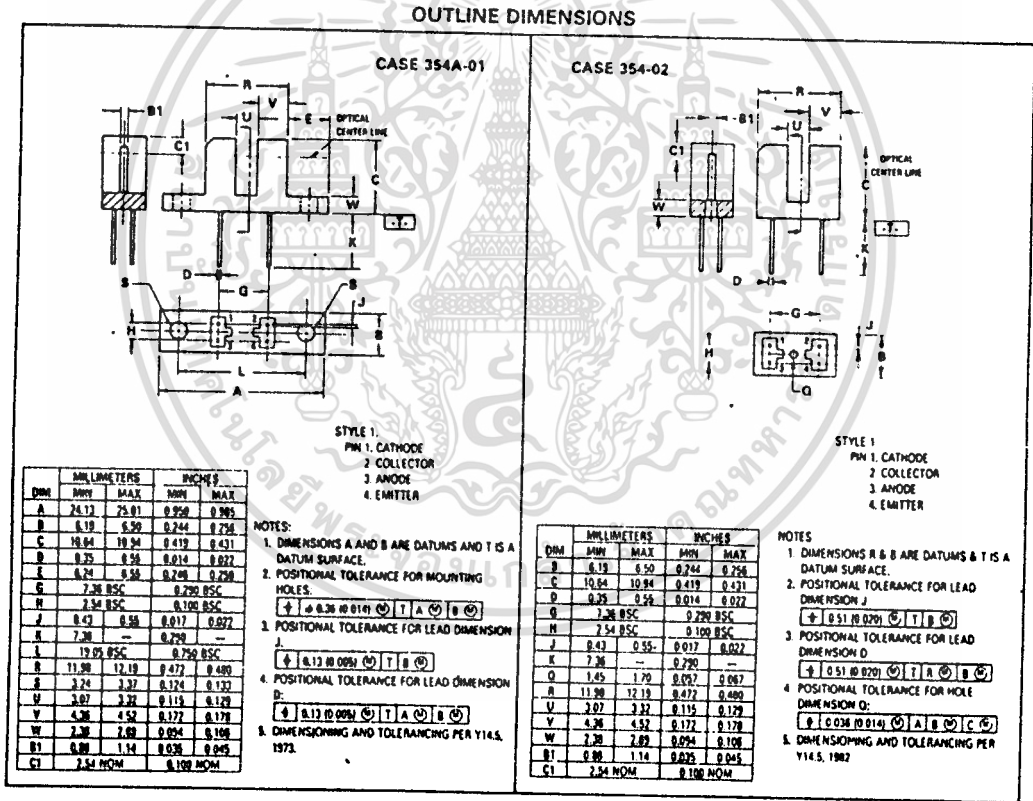


Figure 9. Switching Times



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM124/LM224/LM324, LM124A/LM224A/LM324A, LM2902 low power quad operational amplifiers

general description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard +5 V_{DC} power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ±15 V_{DC} power supplies.

unique characteristics

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

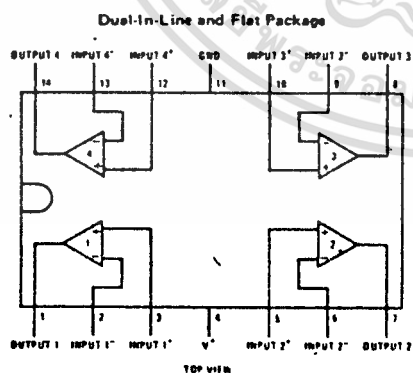
advantages

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

features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:
 - Single supply 3 V_{DC} to 30 V_{DC}
 - or dual supplies ±15 V_{DC} to ±15 V_{DC}
- Very low supply current drain (800 μA) – essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at +5 V_{DC})
- Low input biasing current 45 nA_{DC} (temperature compensated)
- Low input offset voltage and offset current 2 mV_{DC} 5 nA_{DC}
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0 V_{DC} to V₊ - 1.5 V_{DC}

connection diagram



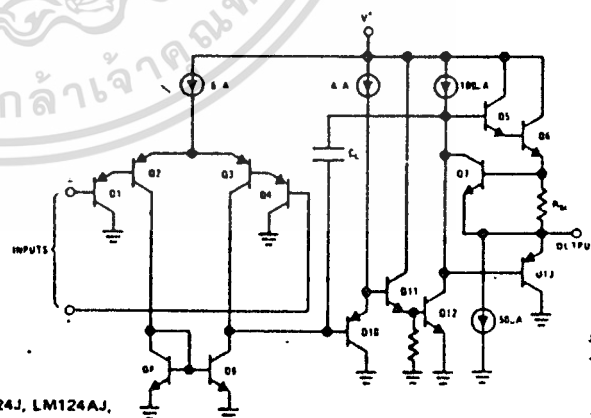
Order Number LM124D, LM124AD, LM224D or LM224AD
See Package 1

Order Number LM124F, LM124AF, LM224F or LM224AF
See Package 4

Order Number LM124J, LM124AJ, LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324AJ or LM2902J
See Package 16

Order Number LM324N, LM324AN or LM2902N
See Package 22

schematic diagram (Each Amplifier)



absolute maximum ratings

Supply Voltage, V^+ LM2902 LM2902 LM2902
 Differential Input Voltage LM124/LM224/LM324 LM124/LM224/LM324 LM124/LM224/LM324
 Input Voltage 28 VDC or ±18 VDC 28 VDC or ±13 VDC 28 VDC or ±13 VDC
 Power Dissipation (Note 1) 32 VDC 26 VDC 26 VDC
 Molded DIP -0.3 VDC to +32 VDC -0.3 VDC to +32 VDC -0.3 VDC to +32 VDC
 Cavity DIP 570 mW 570 mW 570 mW
 Flat Pack 900 mW 900 mW 900 mW
 Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2) Continuous Continuous Continuous
 $V^+ \leq 15$ VDC and $T_A = 25^\circ\text{C}$

Operating Temperature Range
 LM324/LM324A 0°C to $+70^\circ\text{C}$
 LM224/LM224A -25°C to $+85^\circ\text{C}$
 LM124/LM124A -55°C to $+125^\circ\text{C}$
 Storage Temperature Range -65°C to $+150^\circ\text{C}$
 Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) 300°C

electrical characteristics ($V^+ = +5.0$ VDC, Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM124A	LM224A	LM324A	LM124/LM224	LM324	LM324	LM324	LM324	UNITS
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 5)	1	1	3	12	15	12	17	17	mVDC
Input Bias Current (Note 6)	$ I_{IN(+)} $ or $ I_{IN(-)} $, $T_A = 25^\circ\text{C}$	20	40	90	45	100	48	250	250	nADC
Input Offset Current	$ I_{IN(+)} - I_{IN(-)} $, $T_A = 25^\circ\text{C}$	2	2	15	5	30	15	150	150	nADC
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$ VDC
Supply Current	$R_L = \infty$, $V_{CC} = 30$ V, (LM2902 $V_{CC} = 28$ V) $R_L = \infty$ On All Op Amps Over Full Temperature Range $T_A = 25^\circ\text{C}$	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	mADC
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15$ VDC (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$	0.7	1.2	0.7	1.2	0.7	1.2	0.7	1.2	mADC
Output Voltage Swing	$R_L = 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$ (LM2902 $R_L \geq 10$ k Ω)	50	100	50	100	50	100	25	100	mADC
Common Mode Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	70	85	70	85	70	85	65	70	V/mV
Power Supply Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	65	100	65	100	65	100	65	100	VDC
Amplifier to Amplifier Coupling (Note 8)	$f = 1$ kHz to 20 kHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Input Referred)	-120	-120	-120	-120	-120	-120	-120	-120	dB
Output Current Source	$V_{IN}^+ = 1$ VDC, $V_{IN}^- = 0$ VDC, $V^+ = 15$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	20	40	20	40	20	40	20	40	mADC
Sink	$V_{IN}^+ = 1$ VDC, $V_{IN}^- = 0$ VDC, $V^+ = 16$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	10	20	10	20	10	20	10	20	mADC
Short Circuit to Ground	$V_{IN}^+ = 1$ VDC, $V_{IN}^- = 0$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_O = 200$ mVDC $T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 2)	12	50	12	50	12	50	12	50	μ ADC
		40	60	40	60	40	60	40	60	mADC

electrical characteristics (con't)

PARAMETER	CONDITIONS	LM124A	LM224A	LM324A	LM124/LM224	LM324	LM2902	UNITS
Input Offset Voltage	(Note 5)							
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0\Omega$	7	20	4	7	20	5	mVDC
Input Offset Current	$ I_{IN(+)} - I_{IN(-)} $	30	30	75	10	300	45	μ V/C
Input Offset Current Drift		10	200	10	40	200	10	nADC/C
Input Bias Current	$ I_{IN(+)} $ or $ I_{IN(-)} $	40	100	40	40	200	40	nADC
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ - 30$ VDC	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	VDC
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15$ VDC (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2$ k Ω	25	25	15	25	15	15	V/mV
Output Voltage Swing								
V_{OH}	$V^+ = +30$ VDC, $R_L = 2$ k Ω	26	26	26	26	26	22	VDC
V_{OL}	$R_L \geq 10$ k Ω	27	26	27	27	28	23	VDC
	$V^+ = 5$ VDC, $R_L \leq 10$ k Ω	5	20	5	5	20	5	mVDC
Output Current								
Source	$V_{IN}^+ = +1$ VDC, $V_{IN}^- = 0$ VDC, $V^+ = 15$ VDC	10	20	10	10	20	10	mA
Sink	$V_{IN}^+ = +1$ VDC, $V_{IN}^- = 0$ VDC, $V^+ = 15$ VDC	10	15	5	5	8	5	mA
Differential Input Voltage	(Note 7)	V^+	V^+	V^+	V^+	V^+	V^+	VDC

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324/LM324A, LM2902 must be derated based on a $+125^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224/LM224A and LM124/LM124A can be derated based on a $+150^\circ\text{C}$ maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V^+ . All values of supply voltage in excess of +15 VDC, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers, acting as input diode clamp. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chips. This resistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3 VDC.

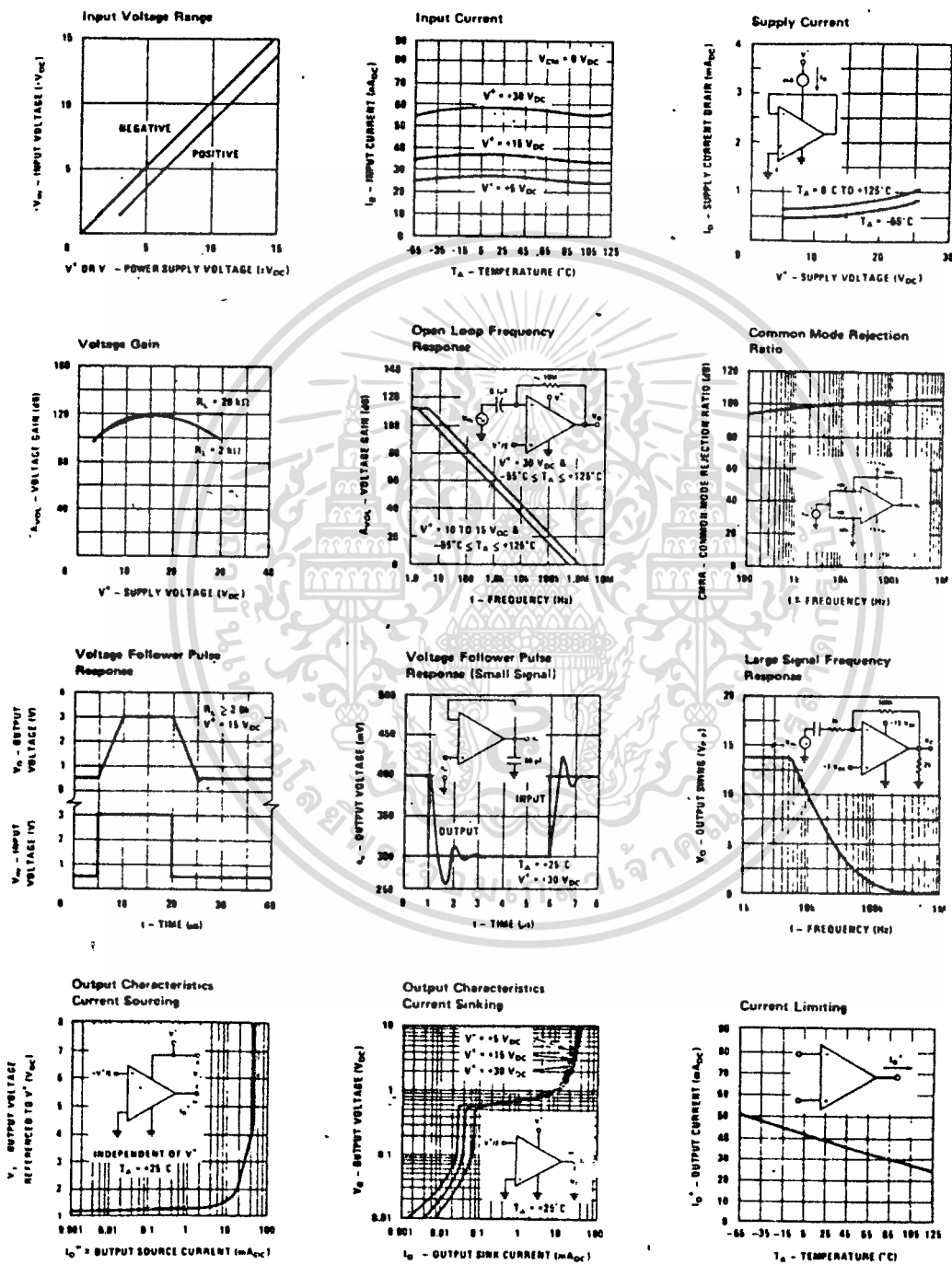
Note 3: These specifications apply for $V^+ = +5$ VDC and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$, the LM324/LM324A temperature specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$, and the LM2902 specifications are limited to $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$.

Note 4: $V_O \neq 1.4$ VDC, $R_S = 0\Omega$ with V^+ from 5 VDC to 30 VDC; and over the full input common-mode range (0 VDC to $V^+ - 1.5$ VDC).

Note 5: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines. Inputs can go to +32 VDC without damage (+26 VDC for LM2902).

Note 6: Due to proximity of external components, ensure that coupling is not being made across the common-mode range between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitive increase at

typical performance characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BIMOS OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH MOS/FET INPUT, BIPOLAR OUTPUT

CA3140B, CA3140A CA3140

FEATURES

- MOS/FET Input Stage
 - (a) Very high impedance — $1.5 \times 10^{12} \Omega$ typ.
 - (b) Very low input current — 10 pA typ. at ± 15 V
 - (c) Low input-offset voltage — to 2 mV max.
 - (d) Wide common-mode input-voltage range — can be swung 0.5 volt below negative supply-voltage rail
 - (e) Output swing complements input common-mode range
 - (f) Rugged input stage — bipolar diode protected
- Directly replaces industry type 741 in most applications

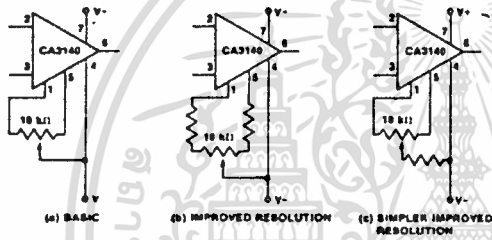
GENERAL DESCRIPTION

The CA3140B, CA3140A, and CA3140 are integrated-circuit operational amplifiers that combine the advantages of high-voltage PMOS transistors with high-voltage bipolar transistors on a single monolithic chip.

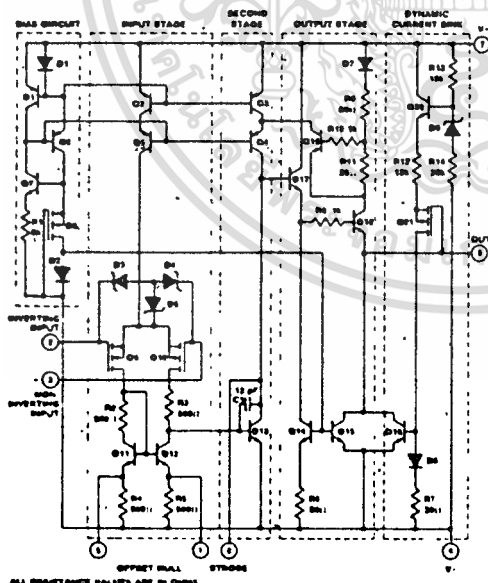
The CA3140B, CA3140A, and CA3140 BIMOS operational amplifiers feature gate-protected MOS/FET (PMOS) transistors in the input circuit to provide very-high-input impedance, very-low-input current, and high-speed performance. The CA3140B operates at supply voltages from 4 to 44 volts; the CA3140A and CA3140 from 4 to 36 volts (either single or dual supply). These operational amplifiers are internally phase-compensated to achieve stable operation in unity-gain follower operation, and additionally, have access terminals for a supplementary external capacitor if additional frequency roll-off is desired. Terminals are also provided for use in applications requiring input offset-voltage nulling. The use of PMOS field-effect transistors in the input stage results in common-mode input-voltage capability down to 0.5 volt below the negative-supply terminal, an important attribute for single-supply applications. The output stage uses bipolar transistors and includes built-in protection against damage from load-terminal short-circuiting to either supply-rail or to ground.

The CA3140 Series has the same 8-lead terminal pin-out used for the "741" and other industry-standard operational amplifiers.

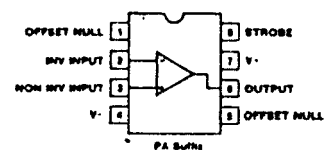
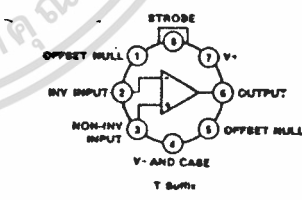
VOLTAGE OFFSET NULL CIRCUITS:



EQUIVALENT CIRCUIT



CONNECTION DIAGRAMS, TOP VIEW



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

	CA3140, CA3140A	CA3140B
DC Supply Voltage (Between V+ and V- Terminals)	36V	44V
Differential-Mode Input Voltage	+8V	+8V
Common-Mode DC Input Voltage	(V+ +8V) to (V- -0.5V)	
Input-Terminal Current	1mA	
Device Dissipation:		
Without Heat Sink -		
Up to 55°C		630mW
Above 55°C	Derate linearly 6.67 mW/°C	
With Heat Sink -		
Up to 55°C		1W
Above 55°C	Derate linearly 16.7 mW/°C	
Operating Temperature Range:		
T Package	-55 to +125°C	
PA Package	-25° to +85°C	
Storage Temperature Range	-65 to +150°C	
Output Short-Circuit Duration*	INDEFINITE	
Lead Temperature (During Soldering):		
At Distance 1/16 + 1/32 Inch (1.59 + 0.79 mm)		
From Case for 10 Seconds Max	+265°C	

* Short circuit may be applied to ground or to either supply.

GUARANTEED ELECTRICAL CHARACTERISTICS

At V+ = 15 V, V- = -15 V, TA = 25°C Unless Otherwise Specified

CHARACTERISTIC	LIMITS									UNITS
	CA3140B			CA3140A			CA3140			
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Input Offset Voltage	-	0.8	2	-	2	5	-	5	15	mV
Input Offset Current	-	0.5	10	-	0.5	20	-	0.5	30	pA
Input Current	-	10	30	-	10	40	-	10	50	pA
Large Signal Voltage Gain ①	50 k	100 k	-	20 k	100 k	-	20 k	100 k	-	V/V
	86	100	-	86	100	-	86	100	-	dB
Common Mode Rejection Ratio	-	20	50	-	32	320	-	32	320	μV/V
	86	-94	-	70	90	-	70	90	-	dB
Common Mode Input Voltage Range	-15	-15.5 to +12.5	+12	-15	-15.5 to +12.5	+12	-15	-15.5 to +12.5	+11	V
	-	32	100	-	100	150	-	100	150	μV/V
Power Supply Rejection Ratio	80	90	-	76	80	-	76	80	-	dB
	Pos	+12	+13	-	+12	+13	-	+12	+13	-
Max. Output Voltage ②	Neg	-14	-14.4	-	-14	-14.4	-	-14	-14.4	-
	Supply Current	-	4*	6	-	4	6	-	4	6
Device Dissipation	-	120	180	-	120	180	-	120	180	mW
Input Current ③	-	10	30	-	10	-	-	10	-	nA
Input Offset Voltage ③	-	1.3	3	-	3	-	-	10	-	mV
Input Offset Voltage Temp. Drift	-	5	-	-	6	-	-	8	-	μV/°C
Large Signal Voltage Gain ③	20 k	100 k	-	-	100 k	-	-	100 k	-	V/V
	86	100	-	-	100	-	-	100	-	dB
Max. Output Voltage ④	V _{OM} +	+19	+19.5	-	-	-	-	-	-	V
	V _{OM} -	-21	-21.4	-	-	-	-	-	-	
Large Signal Voltage Gain ④ ⑤	20 k	50 k	-	-	-	-	-	-	-	V/V
	86	94	-	-	-	-	-	-	-	dB

NOTE:

1 At V_O = 26Vp-p, +12V, -14V and R_L = 2 kΩ
 2 At R_L = 2 kΩ.

3 At T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, V+ = 15 V, V- = -15V, V_O = 26Vp-p, R_L = 2 kΩ.

4 At V+ = 22 V, V- = -22V

5 At V_O = +19 V, -21 V, and R_L = 2 kΩ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	CA3140B	CA3140A	CA3140	UNITS
Input Offset Voltage Adjustment Resistor	Typ Value of Resistor Between Term 4 and 5 or 4 and 1 to Adjust Max. Vos	43	18	4.7	k Ω
Input Resistance		1.5	1.5	1.5	T Ω
Input Capacitance		4	4	4	pF
Output Resistance		60	60	60	Ω
Equivalent Wideband Input Noise Voltage	BW = 140 kHz R _S = 1 M Ω	48	48	48	μV
Equivalent Input Noise Voltage	f = 1 kHz	40	40	40	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	f = 10 kHz	12	12	12	
Short-Circuit Current to Opposite Supply	Source	40	40	40	mA
	Sink	18	18	18	mA
Gain-Bandwidth Product		4.5	4.5	4.5	MHz
Slew Rate		9	9	9	V/ μs
Sink Current From Terminal 8 To Terminal 4 to Swing Output Low		220	220	220	μA
Transient Response:	Rise Time	0.08	0.08	0.08	μs
	Overshoot	10	10	10	%
Settling Time at 10 Vp-p	1 mV	4.5	4.5	4.5	μs
	10 mV	1.4	1.4	1.4	

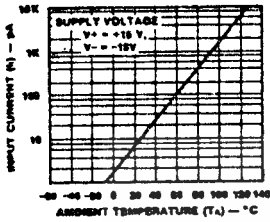
TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS. At $V_+ = 5\text{ V}$, $V_- = 0\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

CHARACTERISTIC	CA3140B	CA3140A	CA3140	UNITS
Input Offset Voltage	0.8	2	5	mV
Input Offset Current	0.1	0.1	0.1	pA
Input Current	2	2	2	pA
Input Resistance	1	1	1	T Ω
Large Signal Voltage Gain	100 k	100 k	100 k	V/V
	100	100	100	dB
Common-Mode Rejection Ratio	20	32	32	$\mu\text{V/V}$
	94	90	90	dB
Common-Mode Input-Voltage Range	-0.5	-0.5	-0.5	V
	2.6	2.6	2.6	
Power-Supply Rejection Ratio	32	100	100	$\mu\text{V/V}$
	90	80	80	dB
Maximum Output Voltage	Pos	3	3	V
	Neg	0.13	0.13	
Maximum Output Current	Source	10	10	mA
	Sink	1	1	
Slew Rate	7	7	7	V/ μs
Gain-Bandwidth Product	3.7	3.7	3.7	MHz
Supply Current	1.6	1.6	1.6	mA
Device Dissipation	8	8	8	mW
Sink Current from Term. 8 to Term. 4 to Swing Output Low	200	200	200	μA

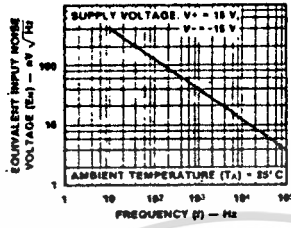
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CURVES

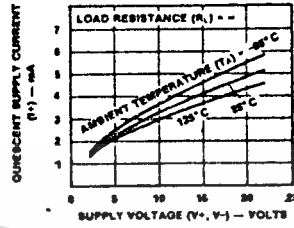
Input current vs ambient temperature.



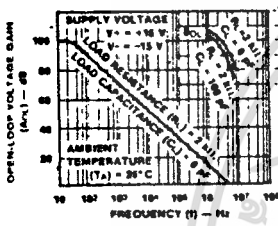
Equivalent input noise voltage vs frequency.



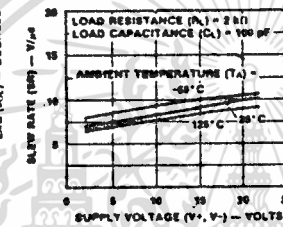
Quiescent supply current vs supply voltage and temperature.



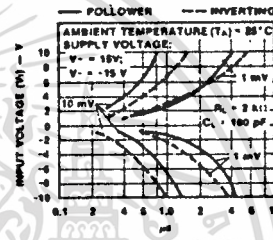
Open-loop voltage gain and phase lag vs frequency.



Slew rate vs supply voltage and temperature.



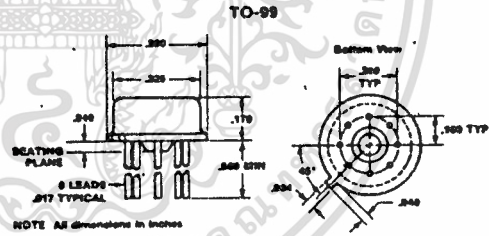
Settling time



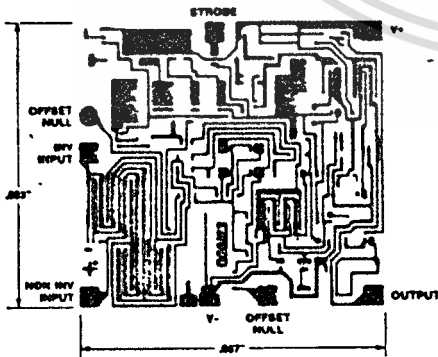
ORDERING INFORMATION

PART NUMBER	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE	ORDER NUMBER
3140B	-55°C to +125°C	TO99	CA3140BT
3140A	-55°C to +125°C	TO99	CA3140AT
3140A	-25°C to +85°C	MINI-DIP	CA3140APA
3140	-55°C to +125°C	TO99	CA3140T
3140	-25°C to +85°C	MINI-DIP	CA3140PA
3140 (DICE)	-55°C to +125°C	DICE	CA3140/D

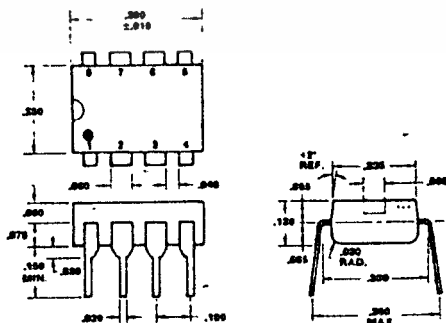
PACKAGE DIMENSIONS



CHIP TOPOGRAPHY



8 LEAD PLASTIC DIP

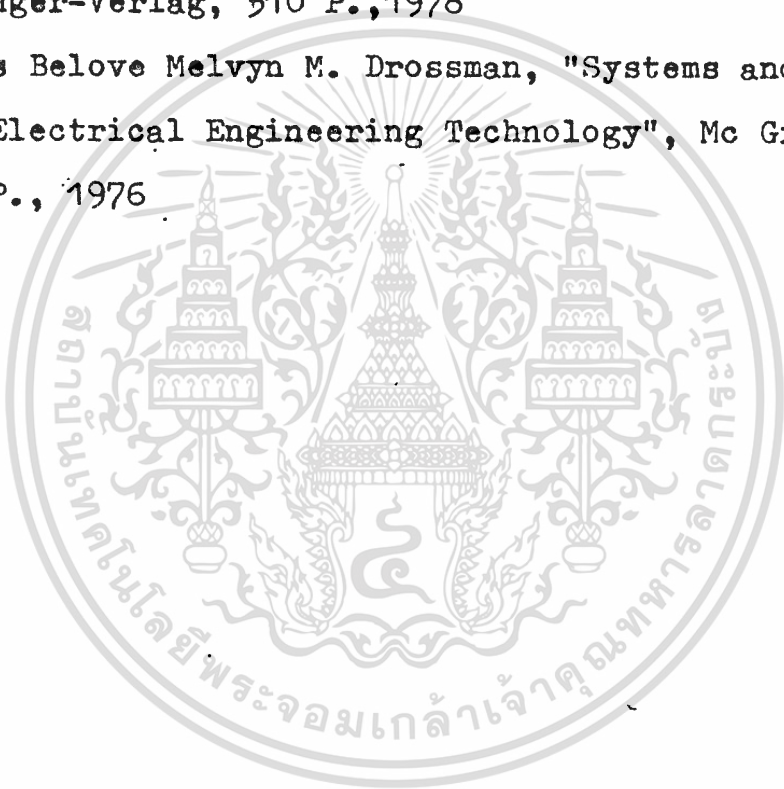


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

ก.เอกสารอ้างอิงที่เป็นหนังสือภาษาไทยและอังกฤษ จักเรียงลำดับดังนี้

1. ตะวัน สุจริตกุล, "ระบบเครื่องมือวัด", คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่, 173 หน้า, 2525
2. ดร. สิทธิชัย โกโคยอุคม, "การใช้งานลิเนียร์ไอซี", คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า ลาดกระบัง, 294 หน้า, 2525
3. U.Tietze.Ch.Schenk, "Advance Electronic Circuit", Springer-Verlag, 510 P.,1978
4. Charles Belove Melvyn M. Drossman, "Systems and circuit for Electrical Engineering Technology", Mc Graw-hill, 542 P., 1976



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

การทำปริญญาโท เรื่อง เครื่องชั่งน้ำหนักอิเล็กทรอนิกส์ ฉบับนี้ได้รับความช่วยเหลือทั้งด้านอุปกรณ์และคำแนะนำจากท่านอาจารย์ ไพทาล นาทพิพัฒน์ เป็นอย่างดีตลอดการทำงาน อีกทั้งได้รับความช่วยเหลือจากเพื่อนนักศึกษาในรุ่นเดียวกันได้ให้คำปรึกษาและช่วยเหลือในการทำงานนี้เป็นอย่างดี จึงขอขอบคุณท่านอาจารย์ทุกท่านรวมทั้งเพื่อนๆ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือการทำปริญญาโทครั้งนี้ให้สำเร็จไปด้วยดี

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้