



อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.แดเนียล บริน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น 023154 ✓ ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
-8.ต.ค. 2532

ปริญญาโท ประจำปีการศึกษา 2531

เรื่อง เครื่องซึ่งติดจัต

ผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสาร **023154** การนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	1
Abstract	2
บทที่ 1 บทนำ	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	5
2.1 การเกิดแรงกระทำระหว่างขั้วแม่เหล็กจากขดลวด 2 ขด	5
2.2 การวัดค่าความเข้มสนามแม่เหล็กถาวร	7
2.3 ทฤษฎี และการเลือกเบอร์ลวดในการพันขั้วแม่เหล็ก	8
2.4 วงจร A/D แบบสไลป์คู่	9
2.4.1 วงจรอินทิเกรเตอร์	9
2.4.2 วงจรแสดงผล	15
2.4.3 วงจรอะสเตเบิล	20
2.4.4 วงจร A/D	24
บทที่ 3 การออกแบบและสร้าง	28
3.1 ทดลอง และการเลือกใช้ลวดในการพันขั้วแม่เหล็ก	28
3.2 การคำนวณค่าความเข้มสนามแม่เหล็กถาวร	29
3.3 วงจรจ่ายกระแสคงที่	30
3.4 วงจร A/D แบบสไลป์คู่	32
3.5 วงจรภาคจ่ายไฟ	41
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	43
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	45
ภาคผนวก	46
ผ.1 ตารางลวด Standard Wire Gauge Table	
ผ.2 ข้อมูลอุปกรณ์ต่างๆของวงจร	

กิตติกรรมประกาศ

47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

เอกสารอ้างอิง

48

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องชั่งดิจิตอล

นาย ธงชัย เกียรติคุณพันธุ์

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. แดเนียง บริน

ปีการศึกษา 2531

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นรายละเอียดของโครงการเกี่ยวกับเครื่องชั่งดิจิตอล ที่ใช้ชั่งน้ำหนักของวัตถุ ซึ่งเป็นโครงการแนวใหม่ในการสร้างเครื่องชั่งดิจิตอล กล่าวคือ อาศัยสัญญาณทางไฟฟ้าที่ถูกแปลงมาเป็นหน่วยน้ำหนัก (กรัม) แล้วนั้น ไปสร้างพลังงานสนามแม่เหล็กเพื่อยกน้ำหนักของวัตถุที่ถูกชั่งนั้น ซึ่งต่างจากการแปลงน้ำหนักของวัตถุไปเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าของเครื่องชั่งดิจิตอลธรรมดา โดยการป้อนกระแสไฟฟ้าสู่ขดลวด 2 ชุด ที่วางคร่อมแท่งแม่เหล็กถาวร เพื่อให้เกิดแรงของสนามไฟฟ้าที่ใช้ในการยกน้ำหนัก โดยสามารถจะทราบน้ำหนักของวัตถุได้จากการวัดสัญญาณที่ผ่านขดลวด แล้วแปลงเป็นหน่วยกรัมผ่านวงจรแปลงสัญญาณอะนาลอกเป็นดิจิตอลแบบสไลปคู้ (Dual-slope analog to digital converter)

ในโครงการนี้แบ่งออกเป็น 3 ส่วนด้วยกันคือ ส่วนแรกเป็นโครงสร้าง และการทำหัวของสนามแม่เหล็ก ส่วนที่สองเป็นวงจรจ่ายกระแสคงที่ และส่วนที่สามเป็นวงจรแปลงสัญญาณอะนาลอกเป็นดิจิตอลแบบสไลปคู้ที่ให้ความถูกต้องสูง เครื่องชั่งดิจิตอลที่สร้างขึ้นสามารถชั่งน้ำหนักได้ละเอียดถึง 10 มิลลิกรัมและชั่งได้สูงถึง 50 กรัม

DIGITAL BALANCE

MR. THONGCHAI KIATTIKHUNPHAN

DR. DANIAL BREEN ADVISOR

1988.

Abstract

This thesis contains the details of a project about Digital Balance the use of weights. It's the new feature for making digital balances by which electric signals will be changed to Gram units and then generate a magnetic field to weigh a mass. Because of this feature, it is different from normal digital balance that change weight to electric signal. By getting a current into two coils which surround the permanent magnetic bar so the force is weighted. We can know the weight by getting the electric signal into Analog to Digital Converter (Dual-slope Type) that displays in Gram units.

In this project can separate to 3 parts; the first one is balance's structure and magnetic coils, second is Constant Current Source, the last one is Dual-slope Analog to Digital Converter that high resolution. The Balance has resolution from 10 milligrams to 50 grams.

บทที่ 1

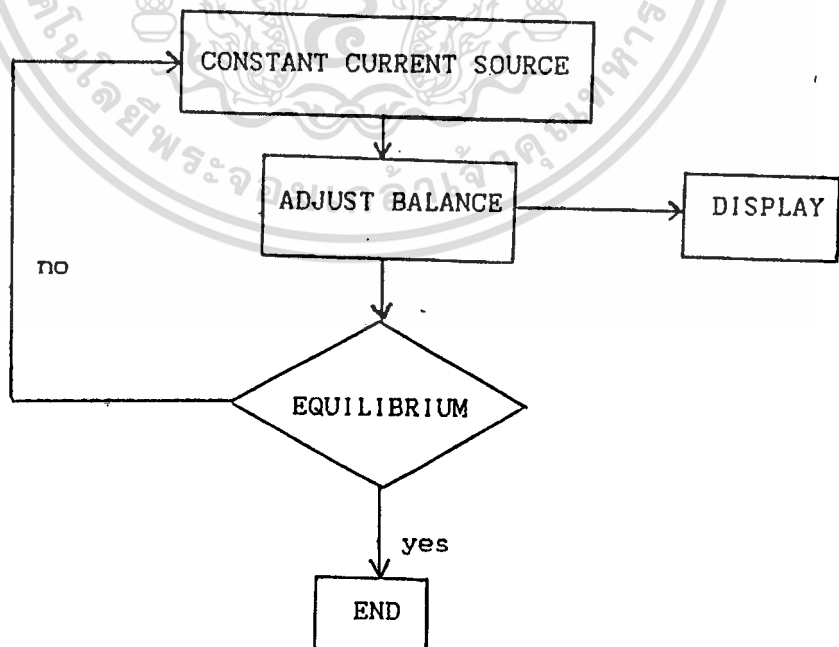
บทนำ

เครื่องชั่งดิจิตอลในโครงการนี้ เป็นเครื่องชั่งที่สร้างขึ้นโดยอาศัยแนวความคิดที่ว่า แรงซึ่งเกิดจากการกระทำระหว่างสนามแม่เหล็กที่มีขั้วต่างกัน สามารถที่จะนำไปใช้ยกน้ำหนักได้ ซึ่งแรงที่เกิดจากพลังงานสนามแม่เหล็กนี้สามารถปรับและควบคุมด้วยอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ ให้ควบคุมได้ละเอียดสูงมาก โดยอาศัยสมการการคำนวณแรงที่เกิดขึ้นจากขดลวด 2 ขด คือ

$$F_x = (3/2)\mu N_1 R_1^2 I_1 x / ((R_1^2 + x^2)^{5/2}) * M \quad \text{โดย } M = qd$$

จากสมการดังกล่าวจะเห็นว่า สามารถจะออกแบบให้แรงที่เกิดขึ้นมีความละเอียดสูง โดยปรับตัวแปรต่างทางขวามือของสมการ

เครื่องชั่งดิจิตอลนี้ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วนด้วยกันคือ ส่วนแรกเป็นโครงสร้าง และการทำขั้วของสนามแม่เหล็ก ส่วนที่สองเป็นวงจรจ่ายกระแสคงที่ และส่วนที่สามเป็นวงจรแปลงสัญญาณอะนาลอกเป็นดิจิตอล แบบสไลป์คู้



รูปที่ 1 โครงสร้างบล็อกการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงที่ชั้ยกน้ำหนักเกิดจากขั้วแม่เหล็กที่ผลัก-ดูดกันของสนามแม่เหล็ก ซึ่งสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นมีความละเอียดสูงมากเมื่อเปลี่ยนพลังงานมาเป็นแรงในการยกน้ำหนัก โดยวิธีการป้อนกระแสไฟฟ้าแก่ขดลวดที่เหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็ก ซึ่งจะผลัก-ดูดกับแม่เหล็กถาวรที่ติดอยู่บนแขนของเครื่องซึ่งอีกด้านหนึ่ง แล้วใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์แปลงกระแสที่ป้อนให้แสดงผลออกเป็นตัวเลขดิจิทัล

การคำนวณหาแรงในการชั่งนั้นเป็นการคำนวณขั้นต้น คือจะคิดเป็นแรงสองชนิดที่ผลัก-ดูดกันชนิดแรกเป็นแรงซึ่งเกิดจากสนามแม่เหล็กของแม่เหล็กถาวร โดยอาศัยทดลองวัดค่าความเข้มสนามแม่เหล็กที่ทำให้เกิดแรงดูด-ผลักกับอีกขั้วหนึ่ง ส่วนแรงที่เกิดจากขดลวดอาศัยการตรวจจับขนาดของกระแส ซึ่งเราป้อนจนกระทั่งเครื่องซึ่งเกิดความสมดุลขึ้น กล่าวคือจะมีส่วนจ่ายกระแสคงที่ (Constant Current Source) ซึ่งใช้โวลลุ่ม (Volumn) ในการปรับ ส่วนตัวเครื่องชั่ง (Balance) ที่จัดทำเสร็จนั้นเป็นส่วนที่ชั่งน้ำหนักในอากาศ โดยสร้างจากเครื่องชั่งแขนที่มีความละเอียดประมาณ 0.01 กรัม ซึ่งแขนหนึ่งมีจานรองรับน้ำหนักที่ต้องการชั่งส่วนอีกแขนหนึ่งใส่แม่เหล็กถาวรที่มีขั้วแม่เหล็กเหนือ-ใต้ เมื่อออกแรงผลักดูดกับขดลวด 2 ขดที่อยู่ด้านบน และด้านล่างของแม่เหล็กถาวรนี้

ส่วนวงจรแปลงสัญญาณอะนาล็อกเป็นดิจิทัลนั้นเลือกการแปลงสัญญาณแบบสไลด์คู้เนื่องจากสามารถที่จะยืดหยุ่นได้ และสามารถสร้างเพื่อให้มีความถูกต้องสูงได้อีกด้วย

สำหรับในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงหลักการที่เครื่องชั่งดิจิทัล สามารถยกน้ำหนักได้เพียงเบื้องต้นเท่านั้น โดยประมาณว่า น้ำหนักที่ถูกยกมีค่าแปรผันตามกระแสที่ใช้ในการสร้างสนามแม่เหล็ก ซึ่งสามารถจะพัฒนาต่อให้ใช้งานได้จริงในอนาคต ผู้จัดทำหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเป็นประโยชน์แก่ผู้สนใจ และผู้ที่ต้องการจะพัฒนาต่อไปในอนาคต

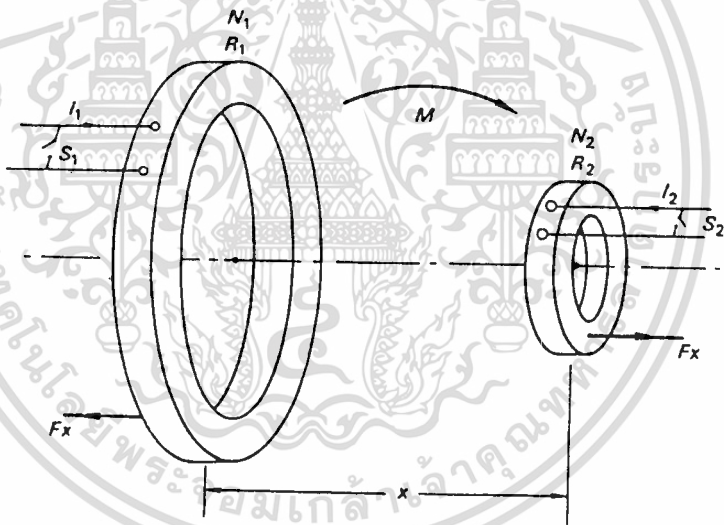
บทที่ 2

ทฤษฎี และหลักการ

2.1 การเกิดแรงกระทำระหว่างขั้วแม่เหล็กจากขดลวด 2 ขด

การคำนวณแรงซึ่งกระทำกันระหว่างขั้วแม่เหล็ก จะใช้วิธีคำนวณโดยอาศัยการหาแรงซึ่งเกิดจากขั้วแม่เหล็กที่สร้างจากขดลวด 2 ขดกระทำกันจากนั้นจะแทนค่าสมการของขั้วแม่เหล็กหนึ่งด้วยค่าความเหนี่ยวนำรวม (Mutual Inductance) ของแม่เหล็กถาวร

ขั้นแรก คำนวณแรงที่กระทำระหว่างขั้วแม่เหล็กที่สร้างขึ้นทั้งสอง



รูปที่ 2 ความเข้มสนามแม่เหล็กที่กระทำระหว่างขดลวด 2 ขด

จากสมการความเข้มสนามแม่เหล็กที่เกิดจาก N รอบของขดลวดแรก ณ จุดศูนย์กลางของขดลวดที่สอง คือ

$$B = \mu N_1 I_1 R_1^2 / (2(R_1^2 + x^2)^{3/2})$$

โดย

$$N = \text{จำนวนรอบของขดลวด}$$

$$I = \text{กระแสที่ป้อนเข้าขดลวด}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

x = ระยะห่างระหว่างขดลวด

μ = permeability

ดังนั้นค่าฟลักซ์ (flux) ที่เกิดขึ้น

$$\phi = \mu N_1 I_1 R_1^2 / (2(R_1^2 + x^2)^{3/2}) N_2 (22/7) R_2^2$$

จากสมการข้างต้นเราได้สมการความเหนี่ยวนำร่วมคือ

$$M = (22/7) \mu N_1 N_2 R_1^2 R_2^2 / (2(R_1^2 + x^2)^{3/2}) \quad (1)$$

สมการแรงที่เกิดขึ้นในทิศทาง x คือ

$$F_x = I_1 I_2 dM/dx \quad (2)$$

แทนค่าสมการ (1) ลงในสมการ (2) ได้

$$F_x = (3/2) (22/7) \mu N_1 N_2 R_1^2 R_2^2 I_1 I_2 x / (R_1^2 + x^2)^{5/2} \quad (3)$$

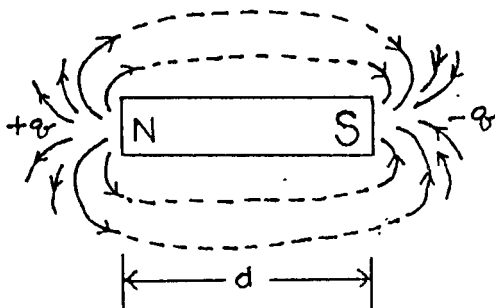
เพราะฉะนั้น สมการ (3) คือสมการของแรงที่เกิดขึ้นระหว่างขดลวดทั้งสอง ค่าความเหนี่ยวนำร่วมที่เกิดจากขดลวดชุดที่ 2 คือ

$$M = N_2 (22/7) R^2 I_2 \quad (4)$$

ซึ่งเราแทนเป็นค่าความเหนี่ยวนำร่วมของแม่เหล็กถาวรลงในสมการที่ (3) จะ
ได้

$$F_x = (3/2) \mu N_1 R_1^2 I_1 x / (R_1^2 + x^2)^{5/2} * M \quad (5)$$

ขั้นที่สอง เป็นการหาค่าความเหนี่ยวนำร่วม ที่เกิดกับแม่เหล็กถาวรจากค่าความเหนี่ยวนำร่วมของแม่เหล็กถาวร คือ



รูปที่ 3 สนามแม่เหล็กของแท่งแม่เหล็กถาวร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$M = qd \text{-----} (6)$$

เพราะฉะนั้นแรงที่เกิดขึ้นสามารถหาได้จากสมการ (5) และสมการ (6)

2.2 ค่าความเข้มสนามแม่เหล็กถาวร

การวัด และคำนวณค่าความเข้มสนามแม่เหล็กของแม่เหล็กถาวร เราสามารถวัดและคำนวณค่าความเข้มสนามแม่เหล็กจากแนวคิดของ Mr. Michael Faraday (1791-1867) ว่า " ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็ก ณ บริเวณใด การเปลี่ยนแปลงความเข้มสนามแม่เหล็กนี้จะเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าขึ้นที่ตัวนำ ซึ่งนำไปวางอยู่ ณ บริเวณนั้น " จากแม่เหล็กถาวรที่ถือมา เราสามารถวัดค่าความเข้มสนามแม่เหล็กโดยอาศัยทฤษฎีของ Faraday ข้างต้น คือ นำลวดทองแดงมาขดรอบขั้วแม่เหล็กด้านหนึ่ง (จากการทดลองจริง เราใช้จำนวนขดเท่ากับ 8 รอบ) ให้มีขนาดพอดีกับขั้วแม่เหล็ก จากนั้นนำโพรบของออสซิลโลโคป (Oscilloscope) มาจับที่ปลายขดลวดทั้งสองที่พันอยู่รอบบริเวณขั้วแม่เหล็ก ดึงแม่เหล็กออกจากขดลวดโดยเร็วจะสังเกตเห็นสัญญาณเกิดขึ้นบนจอของออสซิลโลโคปดังปรากฏในรูปหัวข้อ 3.2 ทำการทดลองซ้ำหลายครั้งแล้วนำมาหาค่าเฉลี่ยของผลลัพธ์

2.3 ทฤษฎี และการเลือกเบอร์ลวดในการพันหัวแม่เหล็ก

จากตารางการใช้ลวด S.W.G. (Standard Wire Gauge Table)

ลวดเบอร์ S.W.G.	เส้นผ่าน ศ.ก. (มิล)	พื้นที่หน้าตัด (ตารางนิ้ว)	ความหนาแน่นกระแสคิดเป็นแอมป์ต่อตารางนิ้ว				
			2000	2500	3000	3500	4000
25	20	0.000314	0.628	0.786	0.94	1.1	1.25

รูปที่ 4. ตาราง ลวด S.W.G. เบอร์ 25

ช่องที่ 1 คือ เบอร์ลวดตามมาตรฐานของอังกฤษ (standard wire Gaugs) ตัวย่อคือ S.W.G.

ช่องที่ 2 คือ เส้นผ่าศูนย์กลางของลวดวัดเป็นมิล (mil) 1000 มิล เท่ากับ 1 นิ้ว

ช่องที่ 3 คือ พื้นที่หน้าตัดของลวด มีหน่วยเป็นตารางนิ้ว

ช่องที่ 4 คือ ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า (current dencity) ขนาด 2000 แอมแปร์ต่อตารางนิ้ว เช่น ลวดเบอร์ 25 เมื่อกระแสผ่าน 0.628 แอมแปร์ อยู่ในช่องที่ 4 นอดี ก็หมายความว่ากระแสไหลผ่านเทียบเป็นอัตราส่วนเท่ากับ 2000 แอมแปร์ต่อตารางนิ้ว

ช่องที่ 5 ถึงช่องที่ 8 คือ ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าที่ผ่านไป ในเส้นลวด 2500 ถึง 4000 แอมแปร์ต่อตารางนิ้วตามลำดับ

การใช้ลวดพันหัวแม่เหล็ก กระแสไฟที่ไหลผ่านลวดแต่ละเส้นควรอยู่ระหว่างช่อง

ที่ 4 ถึง ช่องที่ 7 จึงจะดี คือ ไม่เกิดค่าคลาดเคลื่อนเนื่องจากความร้อนเมื่อกระแสไฟไหลผ่าน เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นชอบหรือเห็นผิดในทางใด ๆ มากว่าและอ่านได้ช่องที่ 8 ขดลวดจะร้อนมากทำให้ค่าความเข้มสนามแม่เหล็กผิดพลาดไปได้ใช้



2.4 วงจร A/D แบบสไลป์คู้

วงจร A/D แบบสไลป์คู้มีส่วนสำคัญ 4 ส่วน ดังต่อไปนี้คือ

2. .1 วงจรอินทิเกรเตอร์ (INTEGRATOR CIRCUIT)

การใช้งานพื้นฐานของ วงจรอินทิเกรเตอร์ (integrator) นั่นก็คือการใช้ในระบบควบคุม ในที่นี้จะได้กล่าวถึงแบบที่ใช้ในโครงงานนี้เท่านั้น คือ ดีซี ดิฟเฟอเรนเชียล อินทิเกรเตอร์ (DC Differential integrator) ซึ่งอินทิเกรตผลต่างระหว่างสัญญาณ 2 ชุด โดยอัตราการอินทิเกรตเป็นฟังก์ชันหนึ่งของระดับแรงดันอินพุตและค่า ไทม์คอนสแตนท์ (Time Constant) ที่เลือก ในการออกแบบนั้นเราให้ออปแอมป์เป็นตัวอินทิเกรต ซึ่งจำเป็นต้องทราบคุณสมบัติของออปแอมป์ต่างๆก่อน โดยจะกล่าวอย่างคร่าวๆดังต่อไปนี้

ออปแอมป์เป็นลิเนียร์ไอซี ที่มีคุณสมบัติน่าสนใจ เป็นแอมป์ที่มีอัตราการขยายสูง โดยออกแบบให้มีวงจรถ่วงกลับภายนอก จึงทำให้ เอ้าท์พุทของแอมป์ลิไฟเออร์ ขึ้นกับการต่อส่วนประกอบพาสซีฟ (Passive element) จากภายนอก ไม่ได้ขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ภายในของออปแอมป์

ออปแอมป์จะประกอบด้วยภาคต่างๆ 3 ภาคคือ

1. ภาคอินพุท ประกอบด้วยวงจรขยายความแตกต่าง 2-3 ภาค ทำหน้าที่เปลี่ยนดิฟเฟอเรนเชียลโวลเตจให้เป็นกระแส

2. ภาคที่สอง ทำหน้าที่ขยายสัญญาณกระแสดังกล่าว

3. ภาคเอาท์พุท จะทำหน้าที่จ่ายสัญญาณเพาเวอร์สูงแก่โหลด

จะต้องจ่ายไฟทั้งบวกและลบให้กับตัวออปแอมป์ โดยจะมีอินพุทสองอินพุท คือ นอนอินเวรติงอินพุท และอินเวรติงอินพุท แต่มีเอาท์พุทเพียงขาเดียวเท่านั้น

คุณสมบัติทางอุดมคติของออปแอมป์

1. ต้องมีอัตราการขยายกระแสเป็นอนันต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ มีอินพุทอิมพีแดนซ์ เป็นอนันต์ หรือกระแสอินพุทเป็นศูนย์ โยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. มีเอาต์พุตอินเวอร์สเป็นศูนย์
4. มีแบนวิทเป็นอนันต์
5. เอาต์พุตโวลเตจเป็นศูนย์ เมื่ออินพุตโวลเตจเป็นศูนย์ ซึ่งเป็นการยาก

ที่จะสร้างให้ออนแอมป์มีคุณสมบัติตามอุดมคติได้

การประยุกต์การใช้งานออปแอมป์ เนื่องจากมีการนำออปแอมป์ไปใช้งานอย่างกว้างขวาง จะขอนำมากล่าวเพียงส่วนหนึ่งดังนี้

1. อินเวรติ่งแอมพลิฟายเออร์ (Inverting Amplifier)

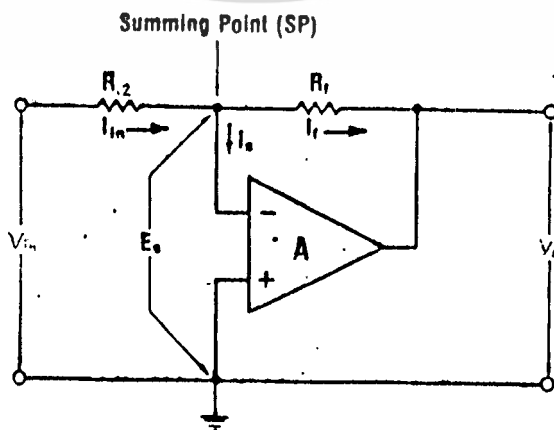
จากรูปที่ 5 ออปแอมป์ถูกต่อเป็นอินเวรติ่งแอมพลิฟายเออร์ ทั้งนี้เพราะสัญญาณจากอินพุตถูกป้อนเข้าทางขาอินเวรติ่งของออปแอมป์โดยผ่านทางอินพุต R_1 ซึ่ง R_1 เป็น R ทางอินพุต และ R_2 เป็น R ฟีดแบค สำหรับการใช้งานของอินเวรติ่งแอมป์นี้จะหาค่าโวลเตจทางเอาต์พุตได้จากสมการ

$$V_{out} = -[R_2/R_1] V_i$$

จากสมการ ค่าที่ติดลบแสดงว่าสัญญาณเอาต์พุต กลับเฟสกับสัญญาณอินพุต และเราสามารถหาอัตราขยายโวลเตจได้ดังนี้

$$A_v = [V_o/V_i] = -[R_2/R_1]$$

จะเห็นได้ว่าอัตราขยายทางโวลเตจจะมีค่าขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ของ R_2 กับ R_1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 5 อินเวรติ่งแอมพลิฟายเออร์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. นอนอินเวรติ่งแอมพลิฟายเออร์ (Noninverting Amplifier)

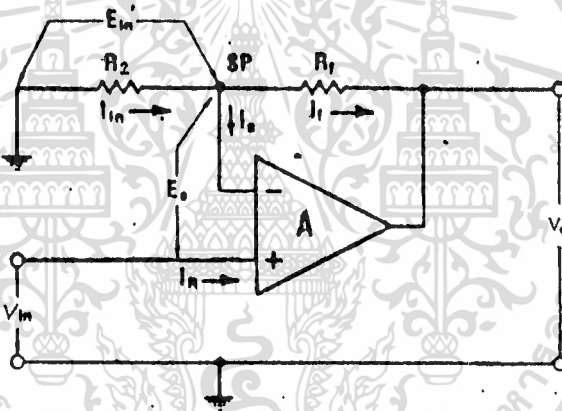
จากรูปที่ 6 เป็นการต่อออปแอมป์แบบนอนอินเวรติ่งแอมป์ เพราะว่าสัญญาณถูกป้อนเข้าทางขาอนอินเวรติ่งของออปแอมป์ สามารถหาโวลเตจทางเอาพุทได้ดังนี้

$$V_o = [1 + R_1/R_2] V_i$$

และอัตราขยายโวลเตจจะได้

$$A_v = V_o/V_i = 1 + R_1/R_2$$

จากสมการจะเห็นได้ว่าอัตราขยายโวลเตจจะมีค่ามากกว่า 1 เสมอ เมื่อพิจารณาจะพบว่าเฟสของสัญญาณอินพุท และสัญญาณทางเอาท์พุทจะตรงกัน



รูปที่ 6 นอนอินเวรติ่งแอมพลิฟายเออร์

เนื่องจากการคำนวณสำหรับวงจรนี้ค่อนข้างยาก โดยเฉพาะสำหรับผู้ที่ไม่เคยมีพื้นฐานทางด้านแคลคูลัสหรือคณิตศาสตร์ขั้นสูงมาก่อน ดังนั้นก่อนที่จะกล่าวถึงวิธีการออกแบบจึงขอทบทวนหลักการเล็กน้อยดังนี้

ตัวอย่างการแก้ปัญหาอินทิกรัลสำหรับวงจรอินทิเกรเตอร์

การคำนวณเพื่อใช้ในการออกแบบวงจรอินทิเกรเตอร์ จำเป็นต้องทำการแก้สมการแคลคูลัสอินทิกรัล (Integral Calculus Equation) ซึ่งไม่อาจทำเป็นรูปแบบง่าย ๆ ได้ แต่ก็มีความจำเป็นทั้งนี้ เพราะค่าของอุปกรณ์ต่างๆที่จะนำมาใช้ต้องหาจากอัตราอินทิ

เกรท (Integration Rate) เฉพาะโดย Integration Rate คือ ฟังก์ชันหนึ่งของแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับวารใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

อินเทอร์เน็ตและค่าใหม่ คอนสแตนทของ R1 และ C1

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าหากเราทราบอัตราการขยายแรงดัน (A_v) และแรงดันอินพุต (V_{in}) ตลอดระยะเวลาแล้วก็สามารถหาค่าของตัวเก็บประจุ C_1 ได้โดยใช้สูตรข้างล่างนี้ เมื่อได้กำหนดค่าเฉพาะค่าหนึ่งของตัวต้านทาน R_1 แล้ว สำหรับค่า R_2, C_2 ก็ใช้ค่าเท่ากับค่าของ R_1, C_1 (กรณีดิฟเฟอเรนเชียล)

$$\text{ตัวอย่าง} \quad C_1 = \frac{\int (V_{in2} - V_{in1} dt)}{A_v R_1 (V_{in2} - V_{in1})}$$

สำหรับตัวอย่างการแก้อินทิกรัลที่พอจะยกให้ดูเป็นตัวอย่างเป็นดังนี้ คือ

กำหนดให้

$$\begin{aligned} V &= 1 \text{ โวลท์ (คงที่)} \\ t_0 &= 0 \text{ วินาที (ขีดจำกัดล่าง)} \\ t &= 10 \text{ วินาที (ขีดจำกัดบน)} \end{aligned}$$

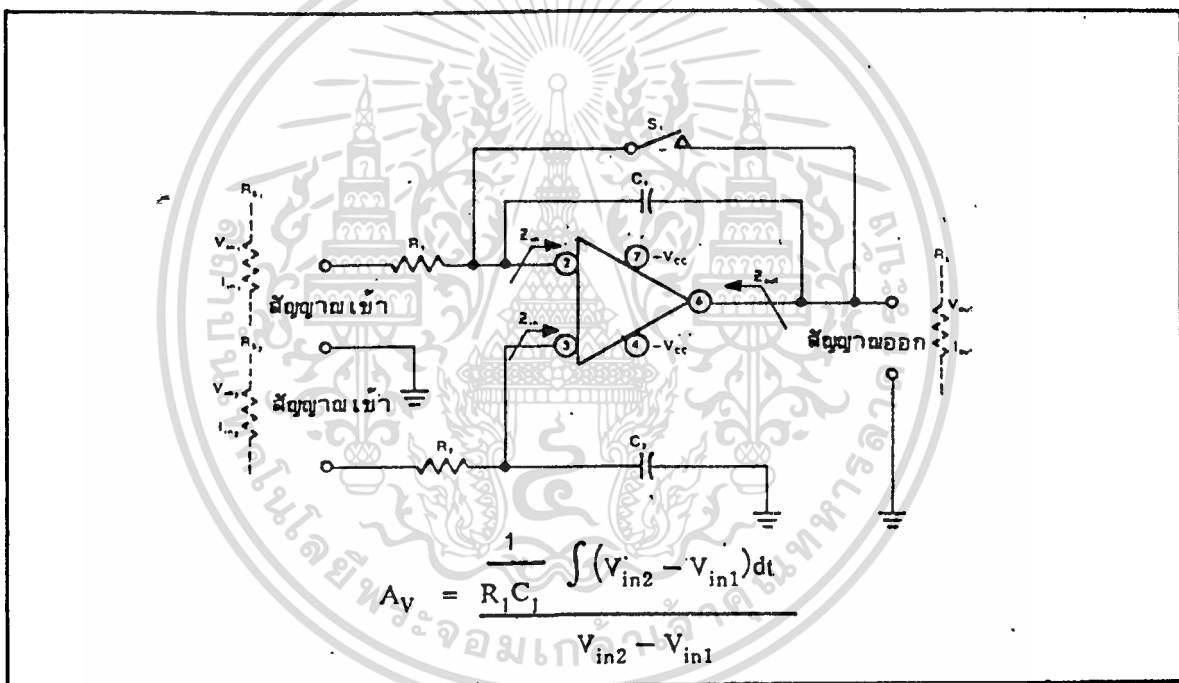
ดีซี ดิฟเฟอเรนเชียล อินทิเกรเตอร์

วงจรดีซี ดิฟเฟอเรนเชียล อินทิเกรเตอร์ (DC Differential Integrator) ที่ใช้ออปแอมป์นี้ สามารถให้อัตราขยายกระแสที่สูงมาก (โดยทั่วไป 25000 ถึง 75000) และอัตราการขยายแรงดันราว 100 สำหรับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าวงจรอินทิเกรเตอร์คือเชิงต่ำ (ราว 100 ถึง 300 มิลลิโวลท์) อินพุตอินดิแคนซ์สูงมาก (ราว 1 เม็กโอห์ม) ส่วนเอาต์พุตอินดิแคนซ์นั้นมีค่าเกือบเป็นศูนย์ (โดยทั่วไป 25 ถึง 50 โอห์ม)

ตามวงจรตัวเก็บประจุ C_1 (ซึ่งเป็นแบบไม่มีขั้วและการรั่วไหลต่ำ) เป็นตัวป้อนกลับจากเอาต์พุตขา 6 เข้าที่อินพุตแบบกลับขา 2 ตัวต้านทาน R_1 และตัวเก็บประจุ C_1 ประกอบเป็นตัวแบ่งแรงดันสำหรับอินพุตแบบกลับ ส่วนตัวต้านทาน R_2 และตัวเก็บประจุ C_2 (ซึ่งเป็นแบบเดียวกับ C_1) ประกอบเป็นตัวแบ่งแรงดันสำหรับอินพุตแบบไม่กลับ กำลังสำหรับวงจรนี้ป้อนเข้าที่ขา 4 และขา 7 ในการออกแบบนี้เอาต์พุตจะมีค่าสูงสุดใน 20 วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ความหมาย
 ไม่ว่าจะผิดใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- I_{in} = กระแสผ่านแหล่งจ่าย
- V_{in} = แรงดันอินพุต
- A_v = อัตราขยายแรงดัน
- R_s = ความต้านทานแหล่งกำเนิด
- Z_{in} = อินพุต อิมพีแดนซ์
- $R1 \& C1$ = ตัวแบ่งแรงดันอินพุตและป้อนกลับ
- $S1$ = สวิตช์ รีเซ็ต อินทิเกรเตอร์
- I_{out} = กระแสผ่านโหลด
- A_i = อัตราขยายกระแส
- $R1$ = ความต้านทานโหลด
- V_{cc} = แหล่งจ่ายกำลัง
- Z_{out} = เอาท์พุท อิมพีแดนซ์
- L = เครื่องหมายอินทิกรอล



รูปที่ 7 ค่ายี ดิฟเฟอเรนเชียล อินทิเกรเตอร์

วิธีการออกแบบ

1. เลือกแหล่งจ่ายกำลังไฟตรง โดยให้แน่ใจว่า V_{out} สูงสุดน้อยกว่า $V_{cc} - 3$ โวลต์

2. หาค่าอัตราขยายแรงดันที่ต้องการ (A_v) จาก

$$A_v = V_{out} / (V_{in2} - V_{in1})$$

3. เลือกค่า $R1$ และ $R2$ (โดยทั่วไปไม่มีค่า 100 กิโลโอห์ม)

4. หาค่ากระแสเข้า (I_{in}) จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{in1} = \frac{V_{in1}}{R1 + Z_{in}}$$

$$I_{in2} = \frac{V_{in2}}{R2 + Z_{in}}$$

5. หากระแสออก (I_{out}) จาก $I_{out} = \frac{V_{out}}{R_L}$

6. หาอัตราขยายกระแสที่ต้องการ (A_i) จาก $A_i = I_{out} / (I_{in2} - I_{in1})$

7. เลือกออปแอมป์ที่ให้ได้ผลตามที่หาได้ในข้อ 2 และ ข้อ 6

8. หาค่า $C1 = C2$ (เนื่องจาก $A_v = \frac{1}{R1C1} \int_{t_0}^t (V_{in2} - V_{in1}) dt$)

$$C1 = \frac{\int_0^{20} (V_{in2} - V_{in1}) dt}{A_v R1 (V_{in2} - V_{in1})}$$

การตรวจสอบ

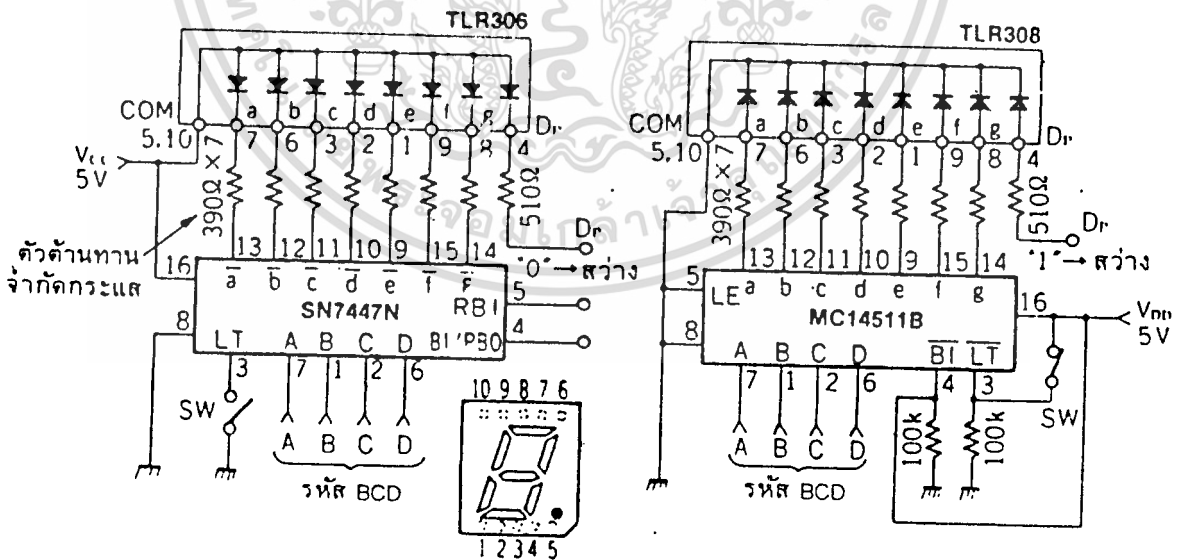
1. null สัญญาณ V_{in} และปรับออฟเซ็ท โฟเท้นท์โอมิเตอร์ให้ได้ null ที่
 เอาท์พุทเมื่อตั้งสวิทช์ $S1$ ที่ " on "
2. ตั้งสวิทช์ $S1$ ที่ " off " และป้อนแรงดันไฟตรง 0.1 โวลท์ที่ V_{in1} และ
 0.2 โวลท์ที่ V_{in2} พร้อมๆกัน
3. ตรวจสอบเอาท์พุทด้วย ดิจี โวลท์มิเตอร์ ภายหลัง 20 วินาทีได้แรงดันไฟตรง
 10 โวลท์
4. ตั้งสวิทช์ $S1$ ที่ " on " สักครู่ เอาท์พุทของวงจรรินทิกเกรเตอร์จะตกลง
 เป็นศูนย์แล้วมันจะข้่านิ่งก่ขึ้นของมันอีกครั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. .2 วงจรแสดงผล

วงจรแสดงผลในโครงงานนี้ สามารถอธิบายเป็นหัวข้อ ได้ดังต่อไปนี้
การใช้งาน LED 7 ซิต

การใช้งาน LED 7 ซิตนั้น ปกติมักใช้ร่วมกับไอซีถอดรหัสที่มีชื่อว่า BCD to 7 segment decoder/driver คือ เป็นไอซีที่ทำหน้าที่ทั้งเป็นตัวแปลงรหัสจากรหัส BCD เป็นรหัส 7 ซิต และในขณะเดียวกันจะเป็นตัวขับกระแสให้ LED ด้วย ไอซีนี้ก็มี 2 แบบเหมือนกันคือ ชนิดที่ใช้กับ LED 7 ซิต ชนิดแคโทดร่วมกับแบบที่ใช้กับชนิดแอนโอดร่วม แบบที่ใช้กับชนิดแคโทดร่วมนั้นจะให้เอาต์พุตเป็น "0" เมื่อต้องการให้ LED ซิตที่อยู่สว่าง วิธีการใช้จะต้องต่อขั้วร่วมของ LED กับแหล่งจ่ายไฟและต่อขาของ LED แต่ละซิตมาที่เอาต์พุตของไอซีที่มีชื่อตรงกันดังแสดงในรูปที่ 8 (ก) การต่อแบบนี้เรียกว่าเป็นแบบการรับกระแสไหลเข้าไอซีที่นิยมใช้กันคือ ไอซี TTL เบอร์ SN7447N



TLR306, TLR308 มงด้านบน
 (ก) การขับ LED 7 ซิตแบบแอนโอดร่วม (ข) การขับ LED 7 ซิตแบบแคโทดร่วม

รูปที่ 8 การขับ LED 7 ซิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการขับ LED 7 ซิตชนิดแคโทดร่วมมักจะใช้วิธีจ่ายกระแสออก (source current) ตามในรูปที่ ๒ (ข) คราวนี้ไอซีจะให้เอาต์พุตเป็น "1" และจ่ายกระแสออกขับ LED แต่ละซิตโดยตรง เมื่อต้องการให้ LED ติดสว่างสังเกตว่าขั้วร่วมของ LED จะต่อลงกราวด์ เป็นการให้กระแสเดินครบวงจรไอซีที่นิยมมาใช้เป็นไอซี CMOS เบอร์ MC 14511B สามารถจ่ายกระแสได้สูงกว่า 20 มิลลิแอมป์

รูปที่ แสดงรายละเอียดการต่อวงจรขับ LED 7 ซิตทั้งสองแบบไอซีถอดรหัสเหล่านี้จะแปลงรหัส BCD ที่ป้อนเข้ามาทางขั้วเข้าเป็นตัวเลขที่ตรงกับรหัสนั้นแสดงบน LED 7 ซิต เช่น ถ้าป้อนรหัส 0110 ซึ่งตรงกับเลข 6 ไอซีจะให้เอาต์พุต a b c d e f g ติดสว่าง เพื่อให้มองเห็นเป็นเลข 6

อาจจะหาซื้อ LED 7 ซิตตามท้องตลาดมาได้ แต่ถ้าไม่ทราบว่าเป็นเบอร์อะไรหรือรายละเอียดของขาต่อกันอย่างไร ก็มีวิธีทดสอบง่ายๆเพื่อให้รู้ชนิดและรู้ว่าขาไหนต่อกับซิตอะไร ให้ทดสอบเป็นขั้นตอนดังนี้

1. ครั้งแรกให้หาขั้วร่วม (ขา COMMON) ของ LED ให้ได้เสียก่อนปกติ LED 7 ซิตจะมีขาประมาณ 10 ขา และมีขั้วร่วมที่ภายในต่อถึงกันให้ 2 ขา เราใช้มัลติมิเตอร์ตรวจเช็คโอห์มดูว่ามีขาไหนลัดวงจรถึงกันบ้าง ถ้าพบคู่ไหนลัดวงจรถึงกันแสดงว่าเป็นขั้วร่วมทั้งคู่

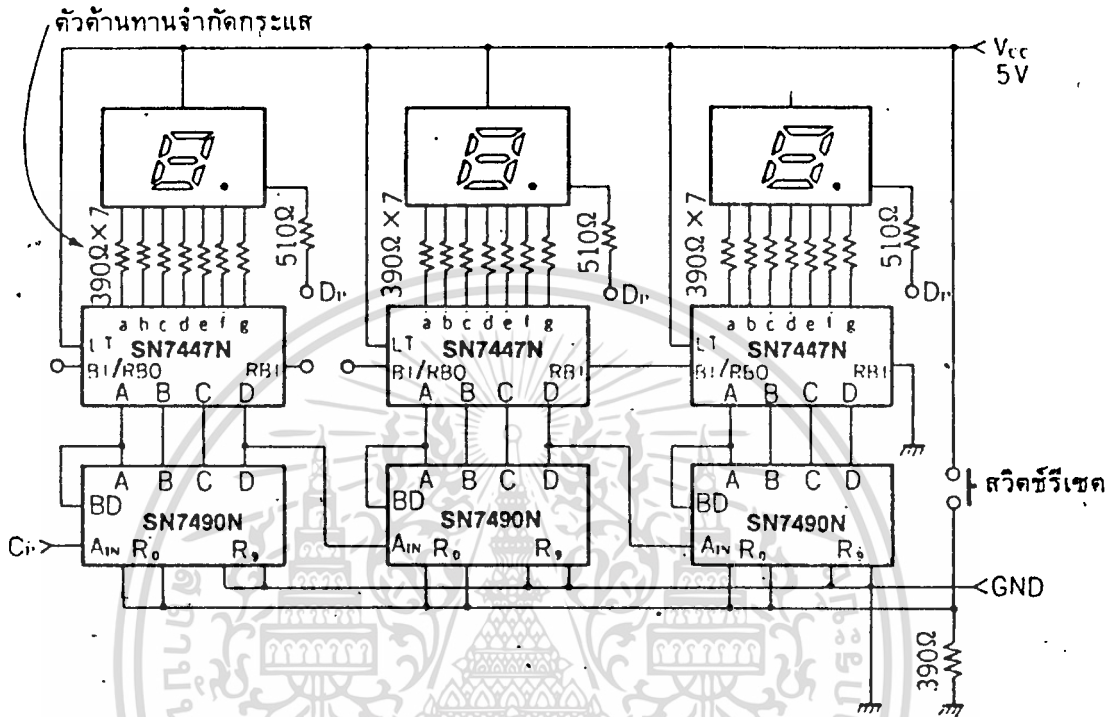
2. ต่อไปตรวจดูว่าเป็นแบบแคโทดร่วมหรือแอนโอดร่วม โดยใช้มัลติมิเตอร์วัดโอห์มอีก เช่นกัน ใช้โพรบข้างหนึ่งแตะที่ขั้วร่วม อีกโพรบหนึ่งแตะที่ขาอื่น ถ้าเห็น LED ซิตใดติดสว่างแสดงว่ามีกระแสไหล ถ้าไม่ติดลองสลับโพรบดูมัลติมิเตอร์ที่ใช้กันมีหลายยี่ห้อ แต่ละยี่ห้อจะจ่ายกระแสออกแตกต่างกัน ถ้าเป็นยี่ห้อ SANWA จะจ่ายกระแสจากขั้วลบไปขั้วบวกในขณะที่วัดโอห์ม ในขณะที่ทดลองต้องระวังในจุดนี้ด้วย

แต่เพื่อให้มั่นใจเราก็ใช้แหล่งจ่ายไฟ 5 โวลต์ ต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน 390 ถึง 560 โอห์ม ในการทดสอบจะไม่สับสนเลยและสามารถทดสอบ LED ขนาดใหญ่ที่มีแรงดันตกคร่อมมากกว่า 1.5 โวลต์ได้อีกด้วย

3. เมื่อรู้ชนิดของ LED และรู้ตำแหน่งของขั้วร่วมแล้ว ที่เหลือจะหาตำแหน่งของขาที่ต่อกับ LED ซิตต่างๆก็ทำได้ง่ายแล้ว ใช้แหล่งจ่ายไฟ 5 โวลต์ กับตัวต้านทานต่ออนุกรมกัน

เอกสารนี้เป็นเหมือนเดิมที่ส่ง ถ้า LED เป็นเซมิคอนดักเตอร์ร่วมก็ใช้ขั้วลบของแหล่งจ่ายไฟแตะที่ขั้วร่วม ขาแล้วใช้ขาตัวไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตำแหน่งที่ต่อกับขั้วบวกและกับขาอื่นที่เหลือ จะเห็น LED ชิดต่างชนิดสว่าง ก็ให้บันทึกตำแหน่งขา เหล่านั้นไว้



รูปที่ 9 การขับ LED ตัวเลข 3 หลักแบบสแตติก

เมื่อต้องการแสดงตัวเลขด้วย LED 7 ชิดมากกว่า 2 ตัวขึ้นไป ก็ต้องใช้ไอซีถอดรหัสกับ LED 7 ชิดทุกตัวคู่กันไปตามที่แสดงในรูปที่ ในรูปเราใช้วงจรรีบเบอร์ SN 7490N นับพัลส์ Cp ที่เข้ามา ค่าที่นับได้เป็นรหัส BCD ส่งออกขาที่ A , B , C และ D รหัสนี้จะถูกแปลงเป็นตัวเลขด้วยไอซีถอดรหัส SN 7447 N และ LED 7 ชิด เราใช้วงจรรีบ 3 ตัว เพื่อนับและแสดงตัวเลขได้ 3 หลัก แต่ละหลักก็ต้องมีไอซีถอดรหัสและ LED 7 ชิด ของตนเอง ให้สังเกตว่าหลักหน่วยจะอยู่ทางซ้ายมือ ส่วนหลักร้อยจะอยู่ทางขวามือ การขับ LED 7 ชิด โดยตรงแบบนี้เราเรียกว่า "การขับแบบสแตติก(static drive)"

การต่อวงจรที่ไอซี SN 7447 N ในรูปที่ 9 อีกครั้งจะพบว่ามิชิว LT RBI และ BI/RBO ที่เรายังไม่ได้กล่าวถึง จะขออธิบายหน้าที่ของมิชิวเหล่านี้

มิชิว LT ซึ่งย่อมาจาก lamp test หรือการทดสอบหลอด LED นั้น ถ้าได้สัญญาณ

เอกสารนี้ถูกแก้ไข "0" จะทำให้ขาเอาต์พุต a ถึง g ทั้ง 7 ขาให้สัญญาณเป็น "0" หมดทำให้ LED 7 ชาติไม่สว่างใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

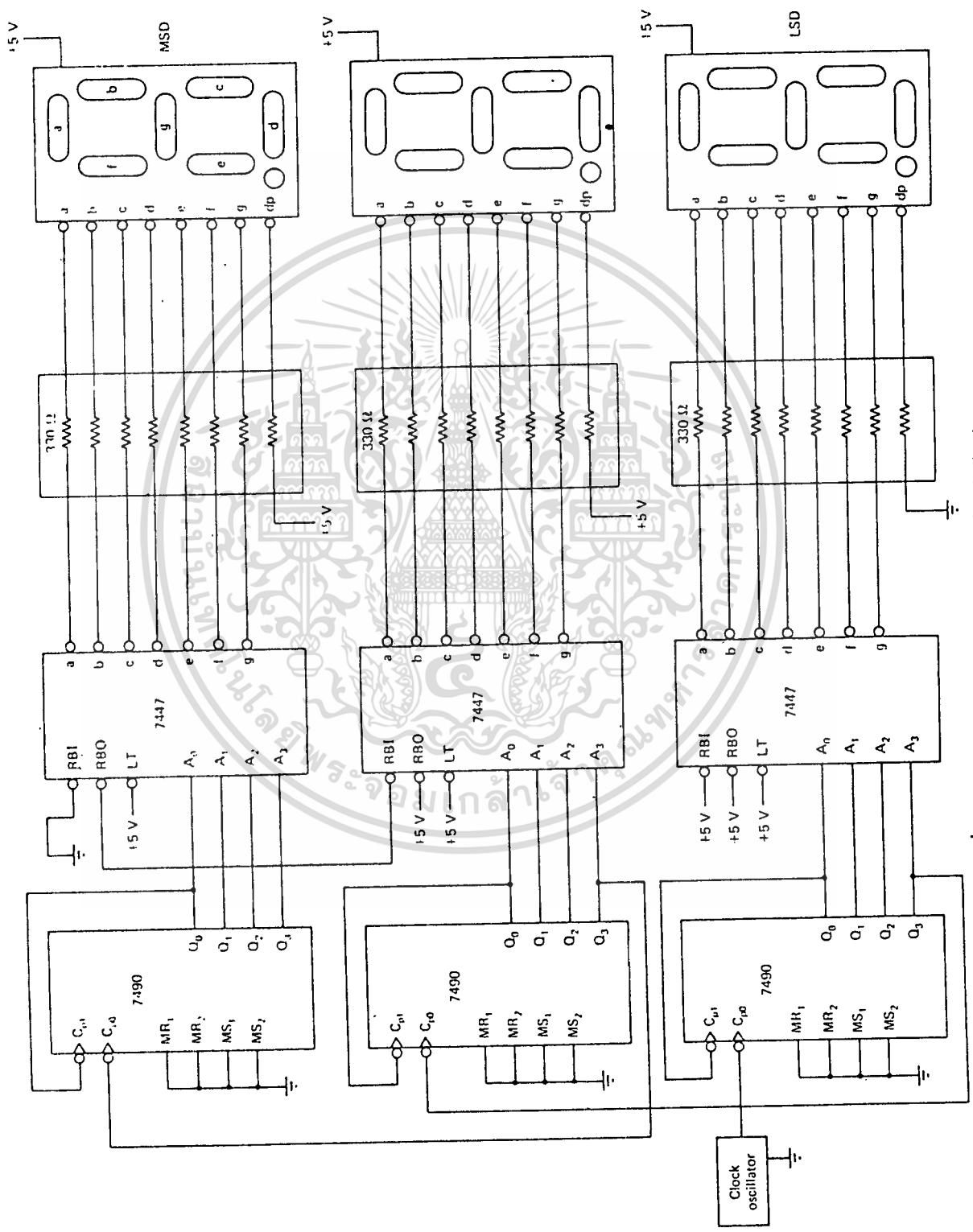
ทุกดวงติดสว่างหมด โดยไม่ขึ้นกับรหัส BCD ที่ป้อนเข้ามาในขณะนั้น เป็นฟังก์ชันในการทดสอบหลอด LED ทุกขีดว่าอยู่ในสภาพใช้งานได้หรือไม่ ชั่วนี้ถ้าเราไม่ใช้งานต้องป้อนสัญญาณ "1" ให้เสมอ

ขั้ว RBI และ BI/RBO นั้น มีหน้าที่การทำงานที่ซับซ้อนหน่อย RBI ย่อมาจาก ripple blanking input และ BI/RBO ย่อมาจาก blanking input/ripple blanking output มีไว้สำหรับใช้งานดังนี้ สมมติว่าเรามี LED 7 ขีดอยู่ 6 หลัก เมื่อแสดงตัวเลข 207 วงจร ถอดรหัสจะให้ตัวเลข "000207" ปรากฏที่ LED 6 ตัวนั้น จะเห็นว่ามี 0 อยู่ด้านหน้าตัวเลขถึง 3 ตัว 0 นี้เกิดจากการถอดรหัสออกมาในขณะนั้น การแสดงตัวเลขแบบนี้ไม่เป็นธรรมชาติทำให้อ่านลำบาก ที่ถูกต้องเราอยากให้แสดง "207" เท่านั้นก็พอ คือดับศูนย์ที่อยู่ด้านหน้าตัวเลขให้หมดนั่นเอง

การดับศูนย์ที่อยู่ด้านหน้าตัวเลขนี้เบ้หน้าที่ของ RBI และ BI/RBO นี้เราจะต่อขั้ว RBI ของตัวเลขหลักสูงสุดลงกราวด์ จากนั้นต่อขั้ว BI/RBO ไปยังขั้ว RBI ของตัวเลขหลักถัดมา และต่ออนุกรมกันแบบนี้ไปเรื่อยๆจนถึงหลักรองสุดท้าย หลักสุดท้ายจะปล่อยขาเหล่านี้ว่างไว้ เพื่อให้สามารถแสดง "0" ได้หลักเดียว กรณีที่ตัวเลขเป็นศูนย์หมดขา BI/RBO จะเป็น "0" ถ้าไอซีถอดรหัสบรหัส BCD ที่เป็น "0" และขั้ว RBI มีสัญญาณ "0" ดังนั้นการดับศูนย์จากหลักสูงสุดจึงถ่ายทอดลงไปยังหลักถัดมาที่อยู่ต่ำกว่าได้

การถ่ายทอดการดับศูนย์ด้านหน้าตัวเลขนี้ในไอซีถอดรหัสบางตัว เช่น MC 14511B ก็ไม่มี จะมีเพียงขั้ว BI ซึ่งทำหน้าที่ตรงกับ RBI เพียงขั้วเดียวเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 10 Complete three-digit-decimal display system.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. 3 วงจรอะอสเตเบิล (Astble Multivibrator)

การทำงานของไอซี 555

- ขา 1 : เป็นขากราวด์ (Ground)
- ขา 2 : เป็นขาทริกเกอร์ (Trigger) เมื่อแรงดันไฟที่ขาทริกเกอร์ลดต่ำกว่า $1/3$ ของแหล่งจ่ายแรงดัน จะทำให้วงจรภายในตัวไอซีพลิกผลอบทำงาน และได้เอาท์พุทที่ขา 3 อยู่ในสภาวะแรงดันสูง
- ขา 3 : เป็นขาเอาท์พุท (output) แรงดันขาเอาท์พุท จะเปลี่ยนแปลงอยู่ในสภาวะแรงดันต่ำหรือสูงได้ตามการทำงานของวงจรภายใน และสามารถจ่ายหรือดึงกระแสได้ประมาณ 200 มิลลิแอมป์
- ขา 4 : เป็นขารีเซต (Reset) ถ้าแรงดันไฟฟ้าขา 4 นี้ต่ำกว่า 0.4 โวลต์ วงจรภายในตัวไอซีจะไม่สามารถทำงานได้ไม่ว่าจะมีการกระตุ้นอย่างไรก็ตาม
- ขา 5 : เป็นขาควบคุมแรงดัน (Control Voltage) เป็นขาที่ต่ออยู่กับจุดเปรียบเทียบกับแรงดัน (วงจรคอมพาราเตอร์) ภายในตัวไอซีจึงสามารถใช้ตัวต้านทานต่อที่ขา 5 นี้เพื่อให้แรงดันไฟฟ้าที่จุดเปรียบเทียบกับเปลี่ยนแปลงไป เมื่อไม่ใช้ขา 5 นี้ควรวางคาปาซิเตอร์ที่มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 0.1 μF เพื่อช่วยลดสัญญาณความถี่สูงที่เข้ากับทางแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า
- ขา 6 : เป็นขาเทรชโฮลด์ (Threshold) ถ้าแรงดันที่ขา 6 นี้สูงกว่า $2/3$ ของแหล่งจ่ายแรงดัน วงจรพลิกผลอบภายในจะถูกรีเซตทำให้ที่เอาท์พุทของไอซีอยู่ในสภาวะแรงดันต่ำ
- ขา 7 : เป็นขาดีสชาร์จ (Discharge) ใช้สำหรับควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ภายในตัวไอซีให้อยู่ในภาวะปิดหรือเปิด ซึ่งจะทำให้แรงดันไฟฟ้าที่เอาท์พุทเปลี่ยนแปลงอยู่ในสภาวะแรงดันสูงหรือต่ำตามการทำงานของทรานซิสเตอร์ด้วย ปกติขา 7 นี้จะมีคาปาซิเตอร์ต่ออยู่เพื่อใช้ในการดีสชาร์จของคาปาซิเตอร์ ไปควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์
- ขา 8 : เป็นขาแหล่งจ่ายแรงดัน (Supply) ที่สามารถป้องกันแรงดันผ่านขา 8 นี้ได้ตั้งแต่ 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารถึง 16 โวลต์หรือวงจรภายในตัวไอซีจึงจะสามารถทำงานได้ นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานไอที 555

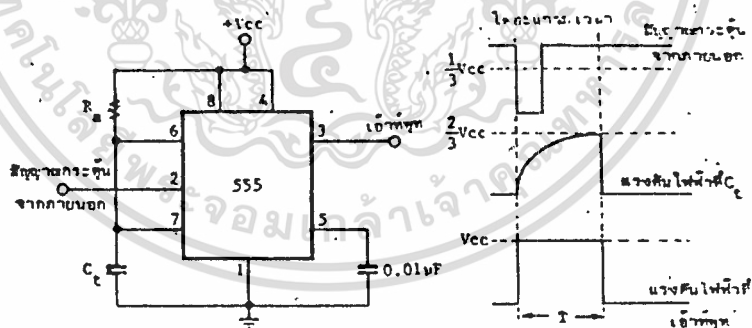
เมื่อนำไอที 555 มาใช้งานจะมีการต่อวงจรเป็นแบบโมโนสเตเบิล (Monostable) หรือออสเตเบิล (Astable) อย่างใดอย่างหนึ่ง วงจรทั้งสองต่างก็มีคุณสมบัติเฉพาะตัวที่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้แตกต่างกัน

วงจรโมโนสเตเบิล

เป็นวงจรที่ให้คลื่นสี่เหลี่ยมออกมาที่เอาต์พุทในแต่ละครั้งที่มีการกระตุ้นด้วยสัญญาณจากภายนอก สัญญาณกระตุ้นจะป้อนที่ขา 2 ซึ่งเป็นขาทรigger เมื่อแรงดันไฟฟ้าของสัญญาณที่ขา 2 ลดลงต่ำกว่า $1/3 V_{cc}$ จะทำให้ที่ขา 3 ซึ่งเป็นขาเอาต์พุทมีแรงดันไฟฟ้าสูงเกือบเท่าแหล่งจ่ายแรงดัน ช่วงความกว้างของคลื่นสี่เหลี่ยมที่ได้ทางเอาต์พุทจะขึ้นอยู่กับค่า R_a และ C_t โดยมีสูตรความสัมพันธ์กันดังนี้

$$T = 1.1 R_a C_t$$

เมื่อ T คือ ช่วงความกว้างของคลื่นสี่เหลี่ยมทางเอาต์พุท มีหน่วยเป็นวินาที



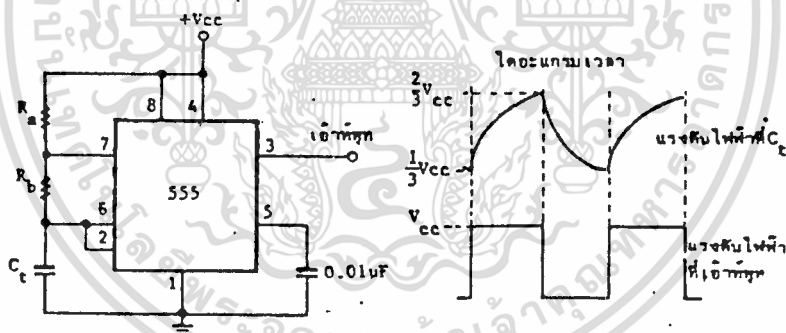
รูปที่ ๓ วงจรโมโนสเตเบิล โดยใช้ไอที 555

วงจรออสเตเบิล

เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม โดยใช้การกระตุ้นจากการชาร์จคาปาซิเตอร์ที่ขา 2 ดังนั้นวงจรนี้ไม่ต้องใช้สัญญาณจากภายนอกมากระตุ้น การกระตุ้นจะเกิดจากการชาร์จ

ของคาปาซิเตอร์ C_t ผ่าน R_a, R_b เมื่อแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์มีค่าถึงสองในสามของ V_{cc} ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายแรงดัน ($2/3 V_{cc}$) จะทำให้วงจรเปรียบเทียบแรงดันชุดบน (Upper comp) ทำงานไปกระตุ้นให้วงจรควบคุมผลิบผลอบทำงานอีกต่อหนึ่ง เป็นผลให้คาปาซิเตอร์ต้องคายประจุผ่าน R_b และขา 7 (ผ่าน Q_1 ในไอซี) ลงกราวด์ ช่วงนี้เอาท์พุทที่ขา 3 จะมีแรงดันไฟฟ้าต่ำเมื่อแรงดันไฟฟ้าที่คาปาซิเตอร์ลดลงมาถึงหนึ่งในสามของแหล่งจ่ายแรงดัน ($1/3 V_{cc}$) ก็จะไปกระตุ้นให้วงจรเปรียบเทียบแรงดันชุดล่าง (Lower comp) ทำงานไปกระตุ้นวงจรควบคุมผลิบผลอบอีก ทำให้แรงดันไฟฟ้าที่เอาท์พุทมีค่าสูง และคาปาซิเตอร์จะไม่สามารถคายประจุได้อีก เพราะทรานซิสเตอร์ภายในตัวไอซีซึ่งทำหน้าที่เป็นสวิทช์จะอยู่ในภาวะ "OFF" ดังนั้นคาปาซิเตอร์จึงเริ่มชาร์จใหม่อีกจนแรงดันไฟฟ้ามาถึง $2/3 V_{cc}$ ก็จะเริ่มการทำงานแบบเดิมอีก ช่วงที่คาปาซิเตอร์ชาร์จนี้แรงดันไฟฟ้าที่เอาท์พุทจะยังมีค่าสูงอยู่ จนกว่าคาปาซิเตอร์จะคายประจุแรงดันที่เอาท์พุทจึงจะมีค่าต่ำลง ซึ่งจะมีจาวรณาได้จากโดยแกรมเวลา



รูปที่ ๒ วงจรอสเตเบิลโดยไอซี 555

จากลักษณะการทำงานของวงจรอสเตเบิลนี้ จะเห็นได้ว่าช่วงกว้างของคลื่นสี่เหลี่ยมที่ได้ทางเอาท์พุทจะขึ้นอยู่กับการชาร์จ และดิสชาร์จของคาปาซิเตอร์ C_c ต้องชาร์จผ่าน R_a, R_b และดิสชาร์จผ่าน R_b อย่างเดียว จึงได้สูตรความสัมพันธ์ของ T_1 และ T_2 กับค่า R_a, R_b และ C_c ออกมาดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภาคที่ ๑.๖๙๓ ($R_a + R_b$) C_c ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_2 = 0.693RbCt$$

$$f = 1/(T_1+T_2)$$

ดังนั้นเราสามารถกำหนดช่วงเวลา T_1 และ T_2 ได้จาก Ra, Rb และ Ct เมื่อต้องการทราบความถี่ของคลื่นที่ได้จากวงจรอะอสเตเบิลก็ให้นำช่วงเวลา T_1 และ T_2 มารวมกัน และนำไปหารเลขหนึ่งก็จะได้ความถี่ f ของคลื่นออกมาตามสมการข้างบน

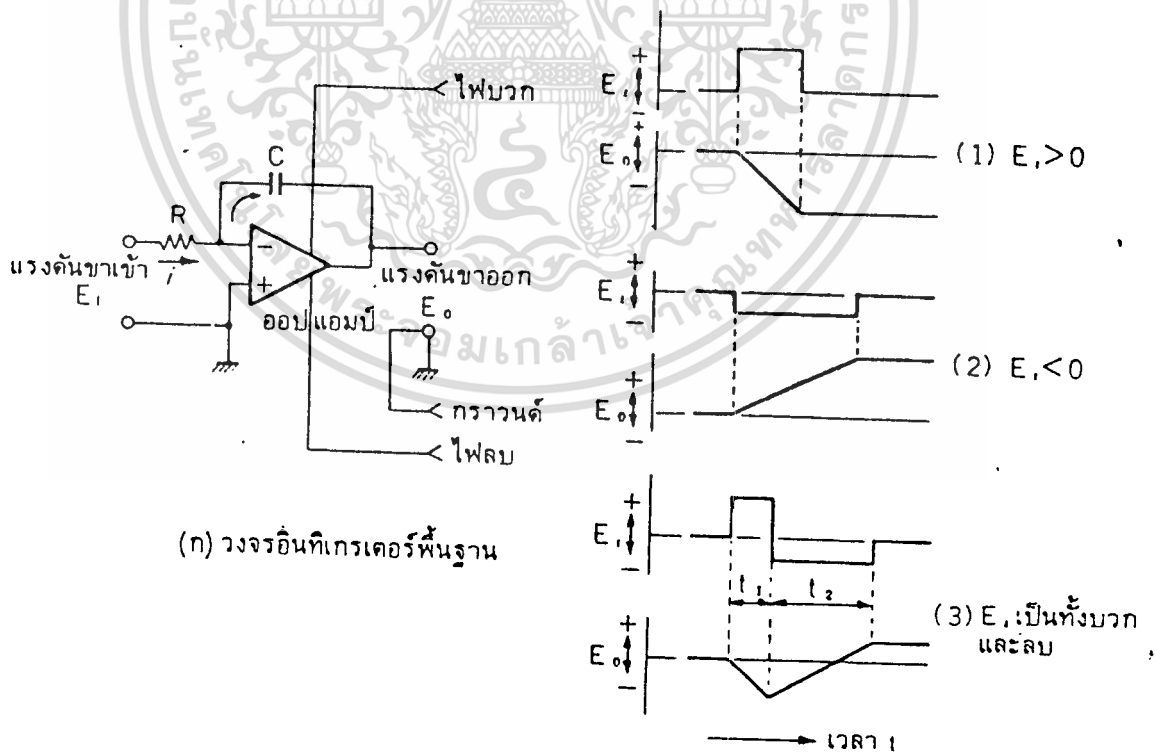


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. 2.1 วงจร A/D แบบสไลด์

วงจรในรูปที่ 13 (ก) ซึ่งเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator Circuit) แบบพื้นฐานอุปกรณ์ที่มีสัญลักษณ์เป็นสามเหลี่ยมนั้นเป็นออปแอมป์ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณแตกต่าง R และ C ในวงจรเป็นอุปกรณ์สำคัญที่ทำให้เกิดการชาร์จประจุเข้าไปใน C ทำให้ได้รูปคลื่นแรงดันขาออก ซึ่งเท่ากับเป็นการอินทิเกรตสัญญาณอินพุต

สมมติว่ามีแรงดัน E_1 บ้อนเข้าทางอินพุต จะเกิดมีกระแส i ซึ่งมีค่า E_1/R ไหลผ่าน R เข้าไปในวงจร กระแสนี้จะไม่ไหลเข้าออปแอมป์ เพราะออปแอมป์มีความต้านทานขาเข้าสูง แต่จะไหลผ่านไปชาร์จตัวเก็บประจุ C ทั้งหมดเป็นผลให้แรงดันคร่อม C สูงขึ้นเรื่อยๆ ที่ขั้วลบของออปแอมป์จะมีศักย์ไฟฟ้าเป็น θ โวลต์ เท่ากับจำนวนที่ต่อลงกราวด์ ดังนั้นแรงดันคร่อม C จึงเป็นแรงดันลบเมื่อเทียบกับกราวด์ แรงดันขาออก E_0 ซึ่งเท่ากับแรงดันคร่อม C



รูปที่ 13 การทำงานของวงจรอินทิเกรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงเป็นลบ แรงดันนี้ก็จะค่อยๆเพิ่มขึ้นเรื่อยๆเป็นเส้นตรงแรงดันขาออกของวงจรจึงเหมือนกับเป็นการอินทิเกรตแรงดันขาเข้า เพราะเมื่อเราอินทิเกรตค่าคงที่จะได้เส้นตรงที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา

รูปที่ 13 (ข) แสดงรูปคลื่นขาออกของวงจรอินทิเกรเตอร์ เมื่อป้อนแรงดันอินพุตค่าต่างๆ เช่น กรณีนินพุตเป็นบวก กรณีนินพุตเป็นลบ และกรณีที่อินพุตเป็นทั้งบวกและลบโดยเป็นบวกนาน t_1 วินาที และเป็นลบนาน t_2 วินาที จะเห็นว่าถ้าอินพุตเป็นบวกเอาต์พุตจะเป็นาเส้นตรงที่มีสโลปเป็นลบ และถ้าอินพุตเป็นลบจะได้เส้นตรงที่มีสโลปเป็นบวก การให้วงจรอินทิเกรเตอร์ทำการอินทิเกรตขึ้นและลงแบบนี้จะได้เส้นตรงสโลปคู่

คราวนี้ลองมาดูรูปที่ 14 เป็นรูปแสดงหลักการทำงานของวงจร A/D แบบสโลปคู่ อินพุตของวงจรอินทิเกรเตอร์เป็นแรงดันไฟที่จะวัด E_i และมีอีกอินพุตหนึ่งเป็นแรงดันไฟมาตรฐาน E_{ref} อินพุตทั้งสองนี้จะมีขั้วสลับกันเสมอและจะผลัดกันต่อเข้ากับวงจรอินทิเกรเตอร์ ทำให้มีการอินทิเกรตขึ้นและลงเป็นจังหวะอยู่ตลอดเวลา เอาต์พุต E_0 ของวงจรอินทิเกรเตอร์จะต่อเข้ากับวงจรเปรียบเทียบ ซึ่งจะทำหน้าที่ตรวจจับว่าแรงดัน E_0 เมื่อใดเป็น 0 โวลต์

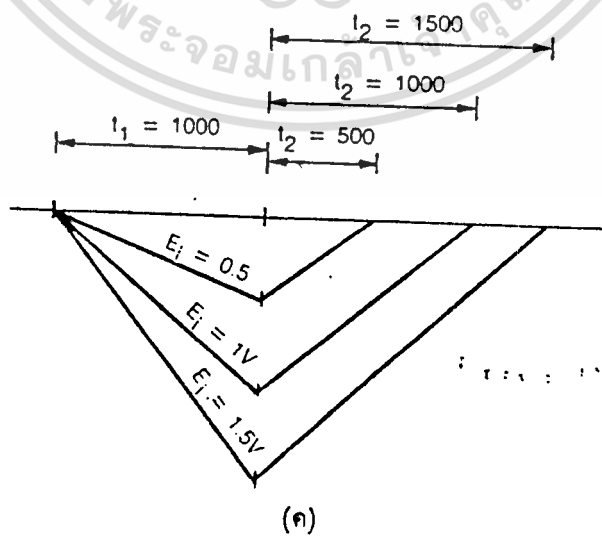
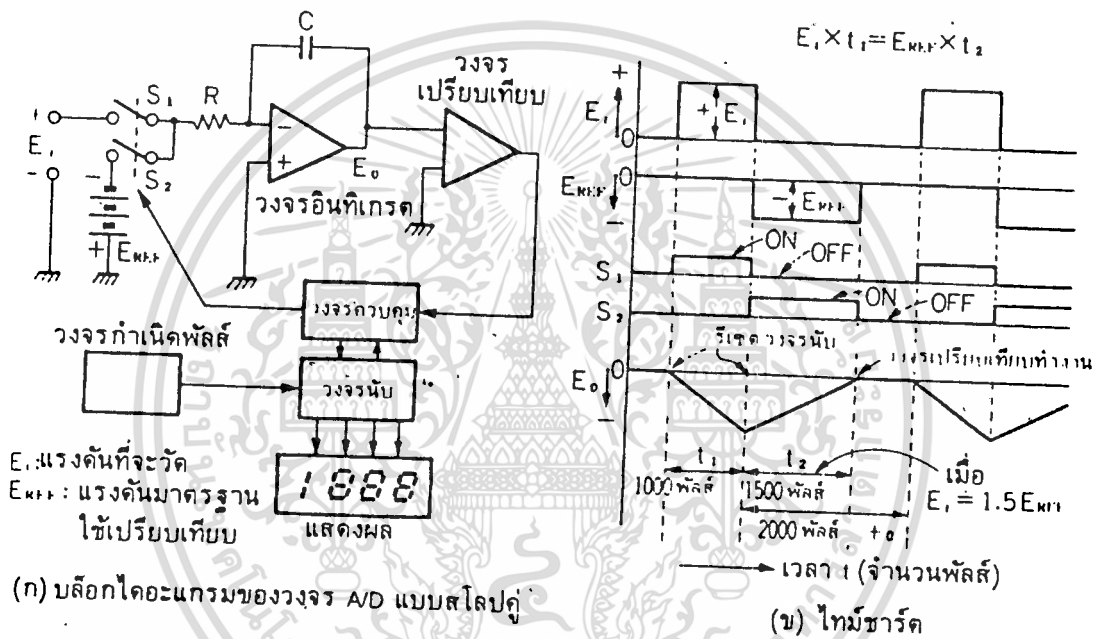
วงจรควบคุมในวงจร A/D นี้เป็นวงจรดิจิทัล ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรทั้งหมด ที่สำคัญจะควบคุมสวิตช์ S_1 และ S_2 เพื่อต่ออินพุตให้กับวงจรอินทิเกรเตอร์

การทำงานของวงจรเริ่มจาก เมื่อแรงดัน $E_0 = 0$ โวลต์ วงจรควบคุมจะปิดสวิตช์เพื่อให้แรงดันที่จะวัด E_i ต่อเข้ากับวงจรอินทิเกรเตอร์ วงจรควบคุมจะปล่อยให้วงจรอินทิเกรเตอร์ทำการอินทิเกรตสัญญาณ E_i เป็นระยะเวลา t_1 วินาที การจับเวลา t_1 นี้ทำได้ไม่ยากนัก โดยทั่วไปจะใช้วงจรรนับ นับพัลส์ที่มีความถี่คงที่จนได้ค่าที่กำหนดไว้ เช่น นับพัลส์ความถี่ 10 กิโลเฮิรตซ์ให้ได้ 1000 ลูก ก็จะใช้เวลา 0.1 วินาที เป็นต้น

เมื่อครบเวลา t_1 วงจรควบคุมจะเปิดสวิตช์ S_1 ในขณะนั้นแรงดันเอาต์พุตของอินทิเกรเตอร์ E_0 จะมีค่าแปรผันกับแรงดัน E_i เช่น ถ้า $E_i = 1$ โวลต์ ให้ $E_0 = -1.5$ โวลต์ ถ้า $E_i = 2$ โวลต์ ก็จะได้ $E_0 = -3.0$ โวลต์ เป็นต้น จากนั้นวงจรควบคุมจะปิดสวิตช์ S_2 เพื่อต่อแรงดันไฟมาตรฐาน E_{ref} เข้ากับวงจรอินทิเกรเตอร์ และรีเซ็ตวงจรรนับ แรงดัน

เอกสารนี้ E_{ref} ก็จะมีขั้วตรงข้ามกับ E_i ใช้ สมมติให้ E_{ref} เท่ากับเป็นแรงดันลบ คราวนี้วงจรอินทิเกรตจะอินทิเกรตค่าลบออกมาอีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกรตสัญญาณทำให้เกิดเส้นตรงที่มีสโลปตรงข้าม แรงดัน E_0 จะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนในที่สุด $E_0 = 0$ โวลต์ ในช่วงเวลานี้สมมติว่าใช้เวลา t_2 ขณะเดียวกันวงจรมับจะนับพัลส์ไปเรื่อยๆเมื่อ $E_0 = 0$ โวลต์ วงจรเปรียบเทียบจะตรวจจับเหตุการณ์นี้แล้วส่งสัญญาณไปยังวงจรควบคุม วงจรควบคุมจะเปิดสวิตช์ S_2 และให้วงจรมับหยุดนับพัลส์ ค่าที่นับได้ในวงจรมับขณะนั้นจะเท่ากับค่าแรงดันที่ต้องการวัดพอดี



รูปที่ 14 หลักการทำงานของวงจร A/D แบบสโลปคู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เป็นเช่นนี้เพราะแรงดัน E_{ref} มีค่าคงที่ ช่วงเวลา t_2 ในการอินทิเกรตสัญญาณแรงดันเป็นศูนย์ จะแปรผันกับแรงดันขาเข้า E_i ถ้า E_i มีค่ามากกว่า E_0 หลังจากการอินทิเกรตครั้งแรกจะมากตาม จึงใช้เวลา t_2 ในการอินทิเกรตครั้งที่สองมากตามไปด้วย สมมติให้ $E_i = 1$ โวลต์ และ $E_{ref} = -1$ โวลต์ จะได้ $t_1 = t_2$ เท่ากับการนับพัลส์ 1000 ลูก ถ้าให้ $E_i = 1.5$ โวลต์ จะได้ $t_2 = 1.5t_1$ หรือเท่ากับการนับพัลส์ 1500 ลูก จะสังเกตเห็นว่าค่านับพัลส์นี้ตรงกับค่าแรงดัน E_i ซึ่งเป็นค่าแรงดันที่ต้องการวัด เช่น $E_i = 1.000$ โวลต์ ได้ค่านับ 1000 และ $E_i = 1.500$ โวลต์ ได้ค่านับ 1500 เป็นต้น

ค่านับของวงจรนับนี้สามารถส่งออกไปที่แลตซ์และถอดรหัสเพื่อแสดงผลด้วย LED 7 ซิต อีกทีหนึ่ง ทำให้เราสามารถอ่านค่าแรงดันเป็นตัวเลขได้โดยตรง

ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ที่มีขายตามท้องตลาดทั่วไป มักแสดงผลสูงสุดเป็น 1999 แสดงว่า t_2 จะเท่ากับการนับพัลส์ไม่เกิน 2000 ลูก ถ้าในวงจรเราใช้พัลส์ความถี่ 10 กิโลเฮิรตซ์ ในการวัดหนึ่งครั้งจะต้องมีการอินทิเกรต 2 ครั้ง กินเวลา $t_1 + t_2$ หรือเท่ากับการนับพัลส์จำนวนสูงสุดไม่เกิน 1000 + 2000 ลูก ซึ่งจะกินเวลา 0.3 วินาที นับว่าเป็นเวลาที่ยาวนานพอสมควร ในหนึ่งวินาทีจะวัดได้ไม่เกิน 3 ครั้งเท่านั้น ถ้าเป็นดิจิตอลมัลติมิเตอร์ที่แสดงผลสูงสุดเป็น 19999 ก็ยังมีการนับพัลส์เป็นจำนวนมากขึ้นถึง 10 เท่า ถ้าใช้พัลส์ความถี่ 10 กิโลเฮิรตซ์เท่าเดิม จะต้องใช้เวลาถึง 3 วินาทีในการวัดหนึ่งครั้งซึ่งยาวนานเกินไป ดังนั้นคงต้องเพิ่มความถี่ของพัลส์ให้สูงขึ้น เช่น เป็น 100 กิโลเฮิรตซ์ เป็นต้น

ไอซีที่เป็นวงจร A/D แบบสโลปคู่นี้มีด้วยกันหลายเบอร์ และผลิตกันหลายบริษัท เช่น เบอร์ ICL 7106 ของบริษัทอินเตอร์ซิล (Intersil), เบอร์ MC 14433 ของบริษัทโมโตโลรา เป็นต้น บางเบอร์ก็ให้ไอซีเพียงตัวเดียว บางเบอร์ก็ใช้ไอซี 2-3 ตัวต่อเป็นชุด ปกติมักใช้อุปกรณ์ภายนอก เช่น R C ต่อเพิ่มอีกเพียงเล็กน้อยก็สามารถใช้งานได้ดี แต่ในโครงการนี้ใช้อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ธรรมดาตามาต่อ ซึ่งจะทำให้สามารถศึกษาบบต่างๆของวงจรได้ดี

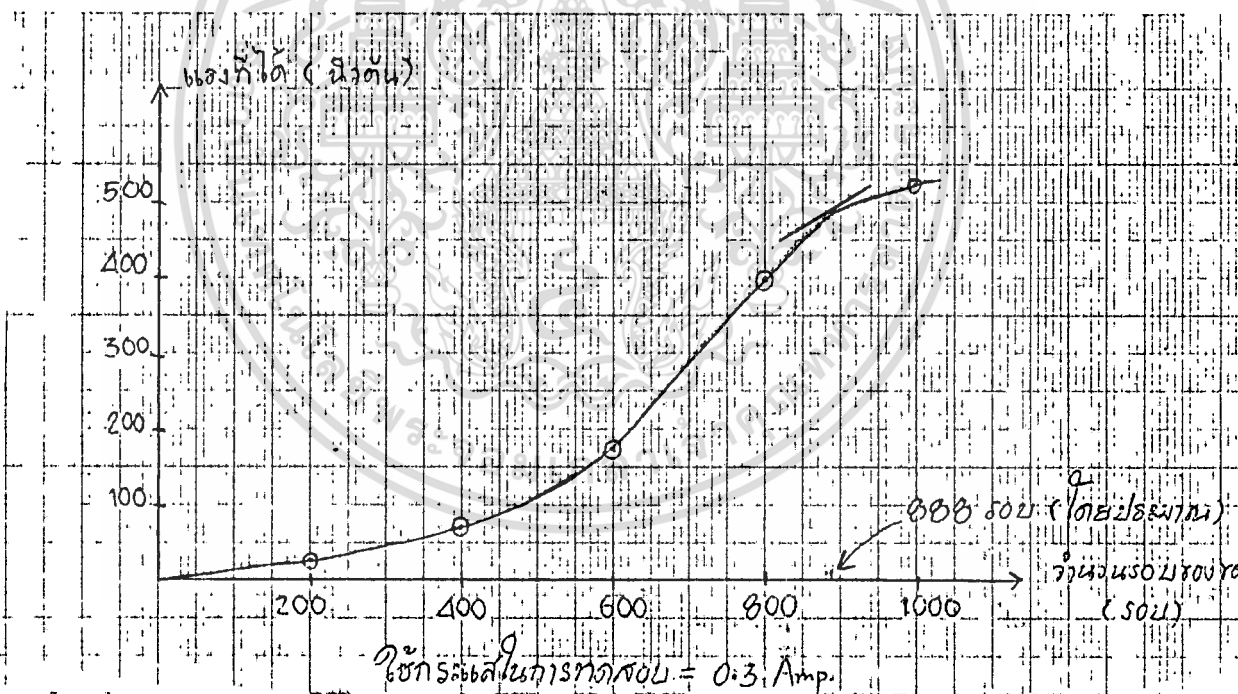
มาก

บทที่ 3

การออกแบบ และการสร้าง

3.1 การทดลอง และการเลือกใช้ลวดในการพันหัวแม่เหล็ก

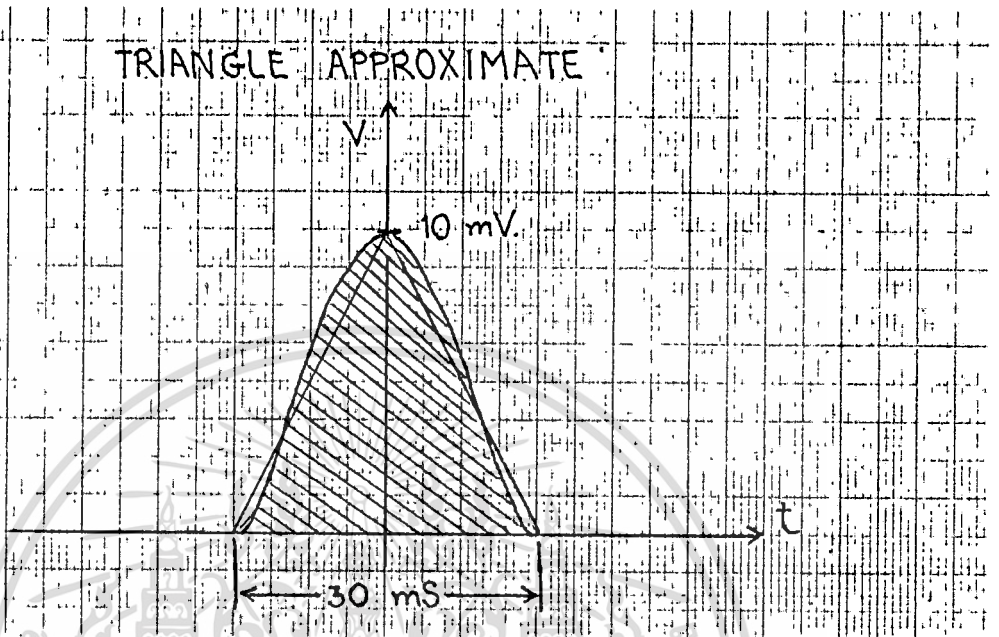
จากการทดลองเบื้องต้นทราบค่ากระแสที่สามารถยกน้ำหนักได้ คือ 50 กรัม ต้องใช้กระแสประมาณ 0.3 แอมแปร์ ดังนั้นจากตารางการใช้ลวด (S.W.G.) จะเห็นว่าลวดเบอร์ S.W.G. 25 สามารถทนกระแสได้ 0.628 แอมแปร์ ขณะที่ความหนาแน่นกระแสเท่ากับ 2000 แอมแปร์ต่อตารางนิ้ว ซึ่งอยู่ในช่องที่ 4 ดังนั้นเราจะเลือกใช้ลวดเบอร์ 25 ในการพันหัวแม่เหล็ก



รูปที่ 15 กราฟจำนวนรอบของขดลวด กับแรงที่เกิดขึ้น

จากกราฟในรูปที่ 15 เป็นกราฟที่วาดขึ้นจากการทดลอง เพื่อต้องการทราบอัตราการเพิ่มขึ้นของจำนวนรอบของขดลวด โดยให้อัตราที่เพิ่มขึ้นนี้มีผลต่อการเพิ่มแรงในการยกเอกสารน้ำหนักกึ่ง ซึ่งมีอัตราการเพิ่มเพิ่มขึ้นจนถึงจุดที่มีอัตราการเพิ่มของแรงที่ไ้ช้ยกเริ่มลดลง ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การคำนวณค่าความเข้มสนามแม่เหล็กถาวร



รูปที่ การทดลองหาค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก

การคำนวณ

จากข้อมูลในการวัดเราทราบค่าต่าง ๆ ดังนี้

1. จำนวนขดลวด (n) = 8 รอบ
2. พื้นที่ใต้กราฟของสัญญาณที่เกิด (θ) = $1/2 (30 \times 10^{-3} \times 10^{-5})$
 $= 1.5 \times 10^{-4}$

3. พื้นที่หน้าตัดของขดลวด (a) = $(22/7)$ (รัศมีกำลังสอง)

จากสมการ $V = d\theta/dt$ ----- (1)

และ $\theta = Bna$

เพราะฉะนั้น $B = \theta/na$ ----- (2)

แทนค่าหา B จากสมการ (2) ได้ $B = \theta/na$

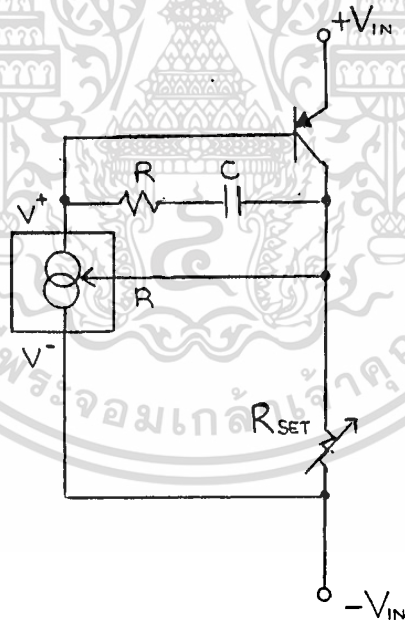
เพราะฉะนั้น $B = (1.5 \times 10^{-4}) / (8 (2.4 \times 10^{-4}))$ เทสลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา 0.078125 กรุณาให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านเทสล่า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรจ่ายกระแสคงที่

วงจรจ่ายกระแสคงที่ เป็นวงจรที่ใช้สำหรับจ่ายกระแสผ่านขดลวด เพื่อสร้างสนามแม่เหล็กที่ขดลวดให้เกิดแรง ผลัก-ดูด กับแท่งแม่เหล็กถาวรในการยกน้ำหนักที่ต้องการจะชั่ง ซึ่งจะเห็นได้ว่า วงจรจ่ายกระแสคงที่นี้ต้องมีความละเอียดและความถูกต้องสูงมาก

ในโครงการนี้เลือกใช้ตัวควบคุมกระแสคงที่เบอร์ LM 334 (3 Terminal Adjustable Current Sources) ซึ่งเป็นตัวจ่ายกระแสคงที่ที่ใช้งานง่ายและมีความถูกต้องเพียงพอในการใช้งานในโครงการนี้ กล่าวคือจะมีช่วงทำงานของกระแส (Operating Current) ถึง 10,000 ต่อ 1 และสามารถเรกกูเลตกระแส (Regulation) โดยมีเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดตอนเริ่มจ่ายกระแสประมาณเพียง 3 % เท่านั้น



รูปที่ 16 วงจรจ่ายกระแสคงที่

รูปที่ 16 เป็นวงจรจ่ายกระแสคงที่ให้แก่ขดลวดโดยอาศัย LM 334 และการต่ออุ

ปรกรณ์เพิ่มอีกเล็กน้อย คือ ตัวต้านทานปรับค่าได้ (RSET) ต่อไว้เพื่อปรับแต่งกระแสที่ต้องการโดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นประโยชน์ของเอกสารนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

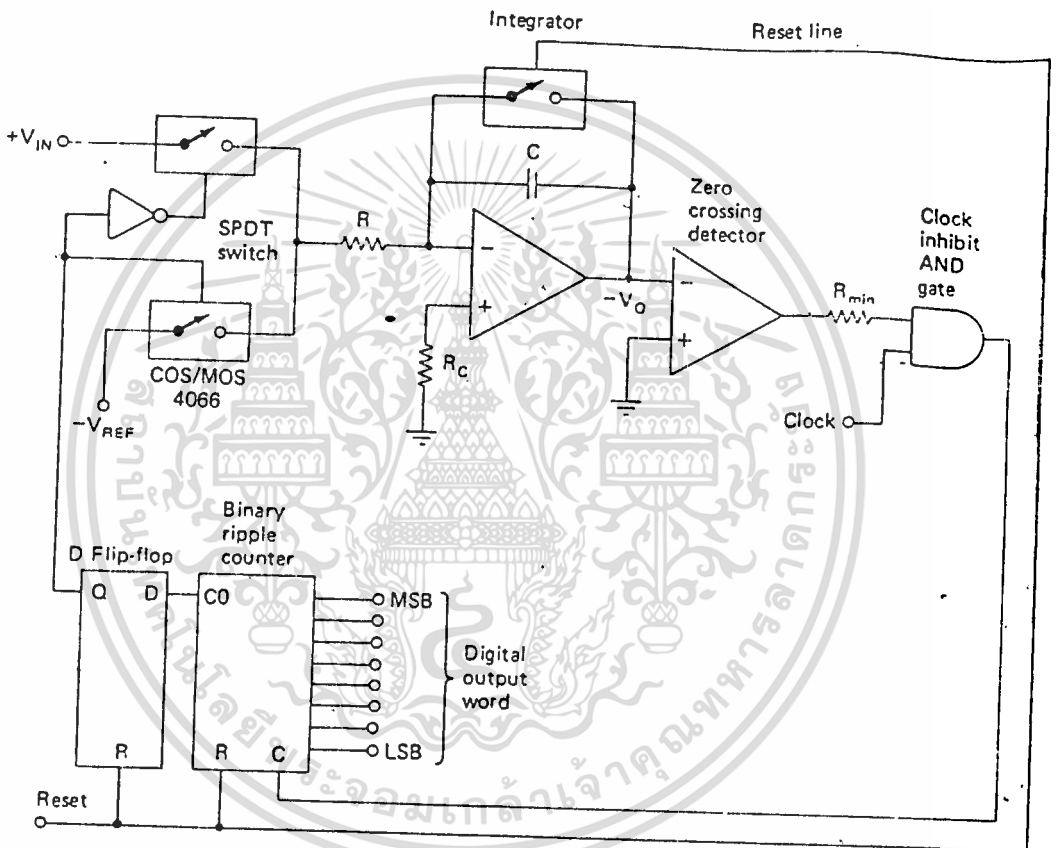
มีหลักการว่า โวลเตจที่ตกคร่อมระหว่างขา R และ V- จะมีค่าประมาณเท่ากับ 26 mv ดังนั้น ในการปรับค่า RSET จะเป็นการปรับค่ากระแสที่จะจ่ายให้แก่ขดลวดนั่นเอง ส่วนทรานซิสเตอร์ (2N 2905) ที่ต่อไว้เพื่อว่าตัว LM 334 จริงแล้วสามารถจ่ายกระแสผ่านตัวเพียง 10 mA เท่านั้น ดังนั้นทรานซิสเตอร์ตัวนี้จะเป็นตัวทำให้งจรสามารถจ่ายกระแสได้สูงขึ้น ซึ่งในโครงงานนี้ ต้องให้กระแสถึง 300 mA ส่วนตัวต้านทาน R1 และตัวเก็บประจุ C1 ที่ต่อคร่อมระหว่างขาอิมิตเตอร์ (Collector) ของทรานซิสเตอร์มีไว้สำหรับปรับแต่งเพื่อควมมีเสถียรภาพสูงสุดของวงจร กล่าวคือ เมื่อนำทรานซิสเตอร์มาคร่อมระหว่างขา R และ V+ ของ LM 334 จะทำให้เกิดการออสซิลเลต (Oscillate) เนื่องจากการไม่สมดุลย์ (Matching) กันของทรานซิสเตอร์ 2N 2905 กับทรานซิสเตอร์ภายในของวงจร ขณะที่วงจรถ่ายกระแสสูงขึ้น



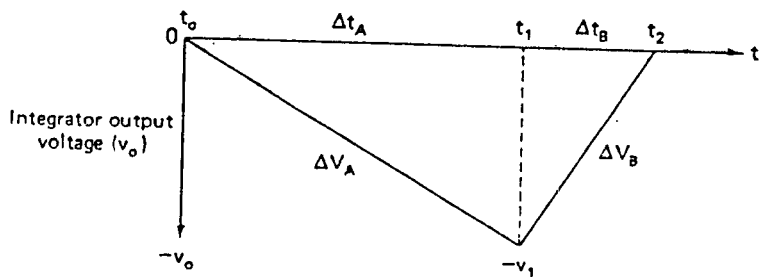
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 วงจร A/D แบบสไลป์คู่

วงจรแปลงสัญญาณอะนาล็อกเป็นดิจิทัลแบบสไลป์คู่ หรือ อินทิเกรตติ้งอะนาล็อก (Dual-slope or Integrating ADC) ที่ใช้งานจริงในโครงงานนี้ แสดงในรูปที่ 17 โดยมีขั้นตอนการทำงานดังต่อไปนี้



() Dual slope ADC circuit



() Integrator output voltage waveform

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการรูปที่ 17 ที่วงจร A/D แบบสไลป์คู่ ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. วงจรส่วนอินทิเกรเตอร์ เริ่มต้นด้วยการรีเซ็ต (Reset) คาปาซิเตอร์ และ วงจรส่วนเคาน์เตอร์ก็ถูกรีเซ็ต ให้ทำการเริ่มนับเช่นเดียวกันจาก " ๐๐๐๐ "

2. วงจรอินทิเกรเตอร์จะถูกอะนาล็อกสวิตช์ (Analog switch) CMOS 4๐66 ป้อนสัญญาณ Vin เข้าไปโดยไอซี 4๐66 ถูกต่ออยู่ในลักษณะของ SPDT เพื่อสลับสวิตช์ทั้งสองให้ สลับกันทำงาน ซึ่งถูกควบคุมด้วย ดี-ฟลิปฟลอป (D-FlipFlop) ดังนั้นวงจรอินทิเกรเตอร์จะ เริ่มอินทิเกรตพร้อมๆกับการนับจำนวนพัลส์ที่ถูกรับเข้าไปที่วงจรเคาน์เตอร์จากวงจรอะอสเตเบิล (Astable Multivibrator) โดยอาศัยไอซี 555 ในการสร้างพัลส์

3. วงจรเคาน์เตอร์จะนับจนกระทั่งถึง 5๐๐๐ ลูก (ตั้งไว้โดยอาศัย แอนด์เกต) แล้วจะส่งสัญญาณไปทำหน้าที่ดังนี้

-รีเซ็ตเคาน์เตอร์ให้มีค่าเท่ากับ " ๐๐๐๐ "

-รีเซ็ตฟลิปฟลอป ซึ่งส่งผลให้เกิดการทำงานของ SPDT ทำให้สวิตช์ค่าแรงดันไฟ มาตราฐาน Eref ไปยังอินพุตของวงจรอินทิเกรเตอร์ โดยค่า Eref จะมีค่าเท่ากับขนาดของ ค่าแรงดันไฟที่จะวัด Ein สูงสุดแต่มีขั้วตรงกันข้าม

4. วงจรอินทิเกรเตอร์จะเริ่มอินทิเกรตเพิ่มขึ้นจาก Eref ไปยังศูนย์โวลต์ และขณะเดียวกันวงจรเคาน์เตอร์จะเริ่มนับใหม่จากค่า " ๐๐๐๐ " ขึ้นไป

5. เมื่อเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรเตอร์ อินทิเกรตจนถึงค่าศูนย์โวลต์แล้ววง จรเซ็นส์สัญญาณศูนย์โวลต์ (Zero Crossing Detector) จะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณระ ลับต่ำสำหรับไอซี ทิกเก็ตแอล (อาศัย Rmin เป็นตัวตัดสัญญาณ)

6. จำนวนพัลส์ที่เคาน์เตอร์นับได้นี้จะเป็นสัดส่วนที่พอดีกับสัดส่วนของ Ein พอดี จากรูป (ข) เป็นรูปกราฟที่ได้จากวงจร A/D แบบสไลด์คีย์ ซึ่งเราสามารถจะ คำนวณค่าต่างๆในวงจรได้โดยอาศัยรูปกราฟดังนี้

$$\Delta t_a = t_1 - t_0 = 2^n \text{ counts} / \text{clock rate}$$

และ

$$\Delta t_b = t_2 - t_1 = \text{digital magnitude} / \text{clock rate}$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta E_B = [0 - (-E_1)] = +E_1$$

$$E_O = (-1/RC)(E_{in})(\Delta t)$$

และ

$$-\Delta E_A = E_1 = (-1/RC)(E_{in})(\Delta t_A)$$

$$\text{Digital magnitude} = 2^N (E_{in}/-E_{ref})$$

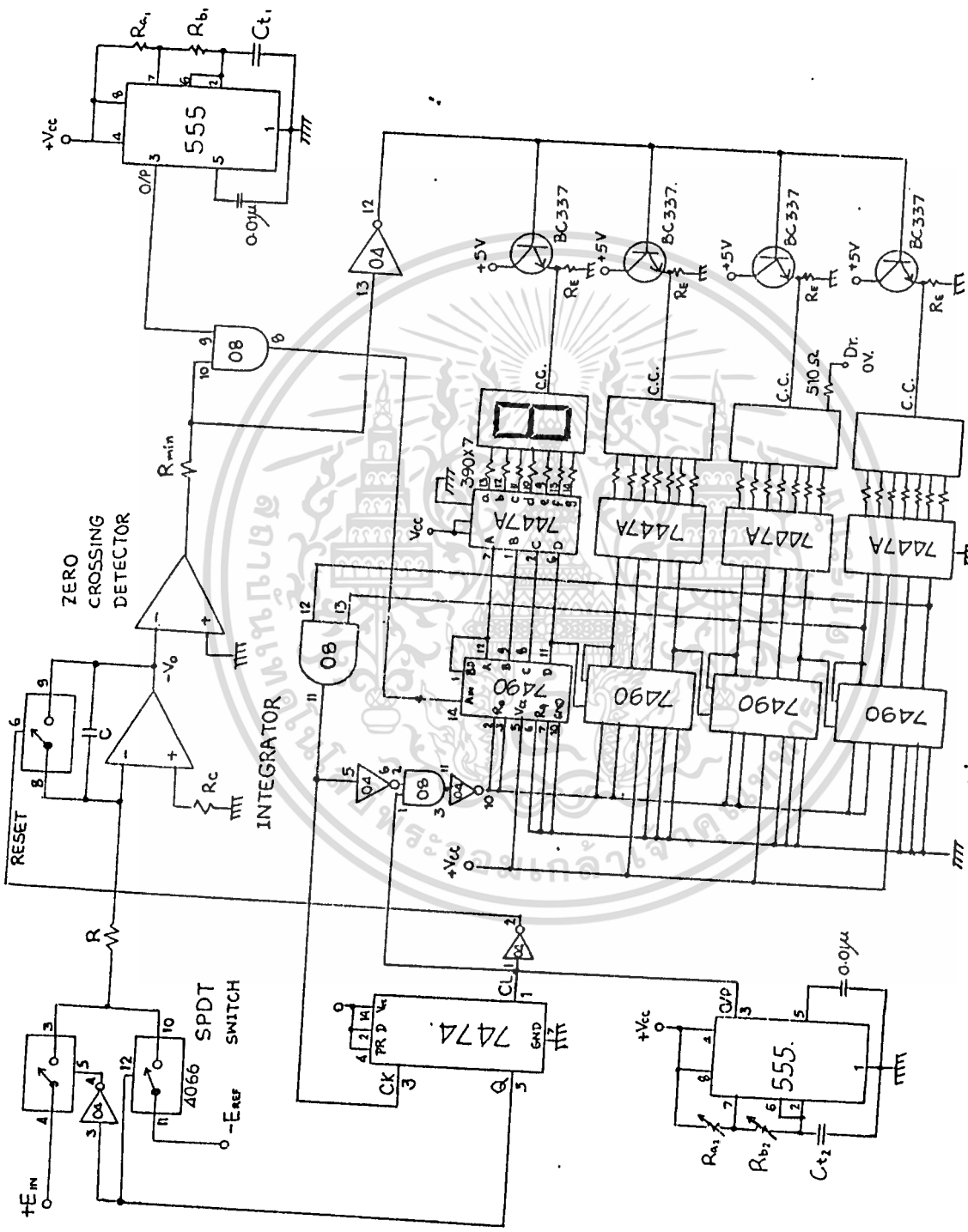
$$\Delta E_B = E_1 = (-1/R_C)(-E_R)(\Delta t_B)$$

ดังนั้นเราจะได้อ่า

$$RC = -(E_{in}/E_1)\Delta t_A$$

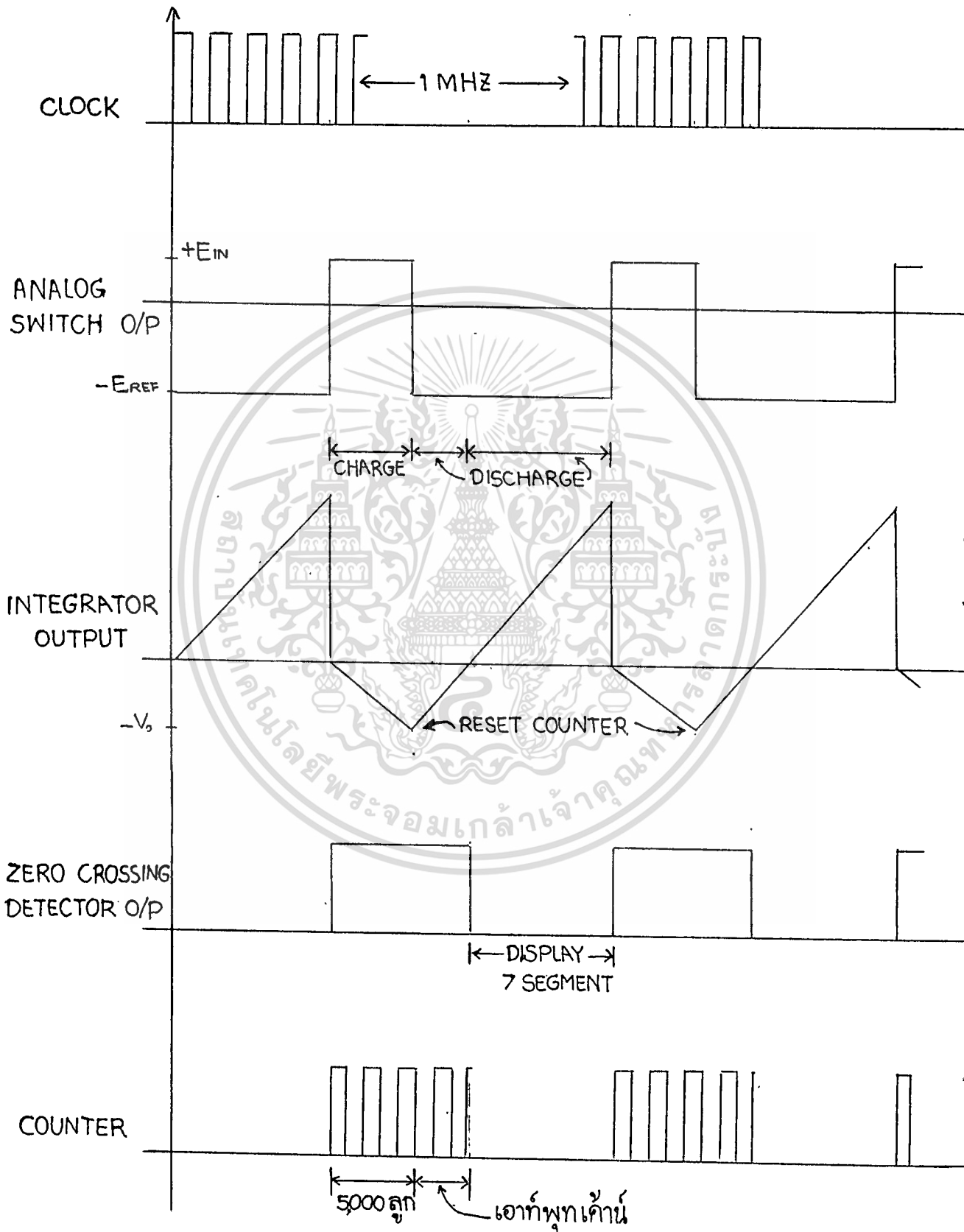


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 18 วงจร A/D ที่ใช้ทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



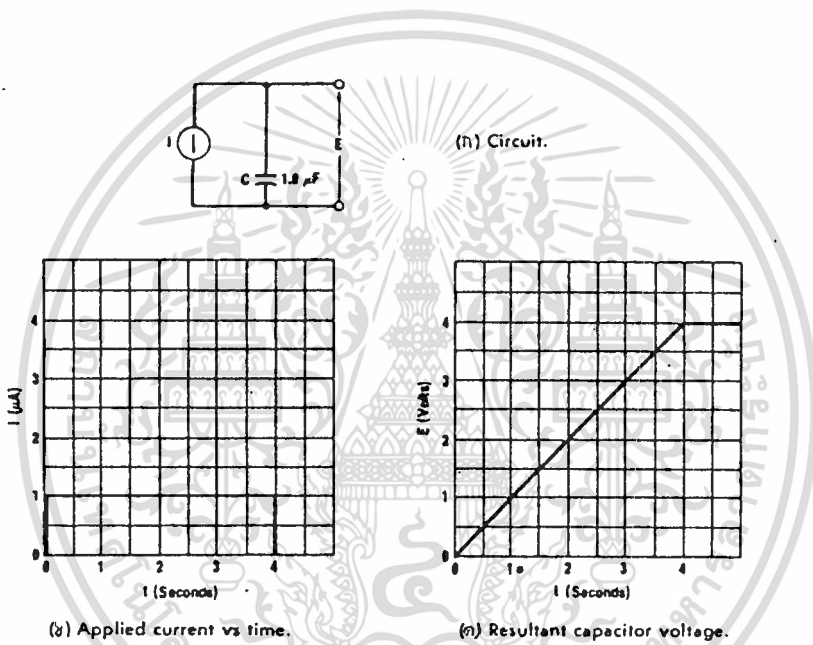
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 10 ลักษณะที่จดต่างไว้ในวงจรรูปที่ 10
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การพิจารณาวงจรอินทิเกรเตอร์

จากรูป 7.1 เป็นวงจรในอุดมคติของวงจรอินทิเกรเตอร์ ถ้าค่ากระแส I คงที่ ถูกจ่ายให้กับคาปาซิเตอร์ C จะมีค่าโวลเตจตกคร่อมคาปาซิเตอร์อย่างเชิงเส้นดังสมการ

$$\Delta E / \Delta t = I / C \quad \text{โวลต์ต่อวินาที}$$

ดังนั้น กระแส 1.0 ไมโครแอมป์ จะชาร์จคาปาซิเตอร์ที่มีค่า 1.0 ไมโครฟารัดด้วยอัตราเร็วเท่ากับ 1.0 โวลต์ต่อวินาที เป็นต้น



รูปที่ 20 ความสัมพันธ์ของตัวเก็บประจุ กับ โวลเตจ และกระแส

จากรูปที่ 20 (ข) บ้อนกระแส 1.0 ไมโครแอมป์ เป็นเวลา 4.0 วินาที จะได้โวลเตจที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ ดังรูป 20 (ค) ซึ่งคุณสมบัตินี้สามารถแทนได้ด้วยวงจรที่ใช้ ออปแอมป์ ดังแสดงในรูปที่ 21 กล่าวคือ คาปาซิเตอร์คร่อมเอาท์พุทกับขาลบของอินพุท ดังนั้น โวลเตจคร่อมคาปาซิเตอร์มีค่าเท่ากับเอาท์พุทโวลเตจ โดยออปแอมป์จะทำตัวเสมือนกับเป็นวงจรจ่ายกระแสคงที่ (อุดมคติ) คือ มีเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ต่ำมากพอ ดังนั้น ขณะที่มีความคงที่ที่ผ่านคาปาซิเตอร์จะเสมือนว่าเป็นการบ้อนโวลเตจคร่อมคาปาซิเตอร์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ

เราสามารถจะคำนวณค่าต่างๆในวงจร 21 โดยกำหนดให้อัตราการเปลี่ยนแปลงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลงโวลเตจเอาต์พุตในเทอมของกระแสย้อนกลับ (I_f) คือ

$$E_0 / t = I_f / C$$

หรือ $E_0 = I_f t / C$

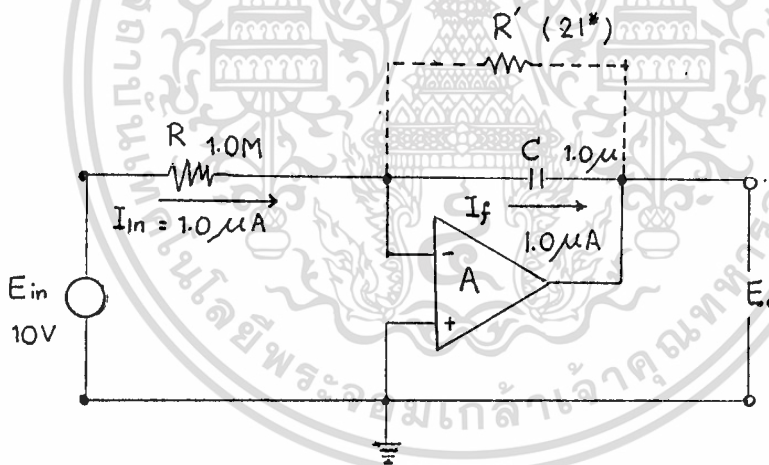
ถ้า $I_f = I_{in}$ และ $I_{in} = -E_{in} / R$ ดังนั้น

$$E_0 = -E_{in} t / RC$$

หลังจากการอินทิเกรตจากช่วงเวลาเท่ากับศูนย์ถึง t วินาที แล้งจะได้

$$E_0 = -1/RC E_{in} t ,$$

ซึ่งเป็นเอาต์พุตโวลเตจของวงจรอินทิเกรตแบบกลับ (inverting integrator) โดย $1/RC$ เป็นค่าอัตราขยาย (gain) ที่แสดงถึงความชัน(slope)ของกราฟเอาต์พุต



รูปที่ 21 วงจรพื้นฐานอินทิเกรเตอร์

วงจรอินทิเกรเตอร์ที่แสดงในรูป 21* เป็นวงจรที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานจริงได้ โดยแตกต่างจากวงจร รูป 21 คือ เพิ่มรีซิสเตอร์คร่อมคาปาซิเตอร์ (Gain stop resistor) เพื่อลดอัตราขยายของการอินทิเกรตซึ่งมีค่าเท่ากับ อัตราขยายวงจรเปิด (Open

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า -loop gain) โดยอัตราส่วนของรีซิสเตอร์นี้เทียบกับ R ควรจะสูงพอที่จะไม่ทำให้เกิดโวลไม่ว่าการณ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตจคงเหลือ ในขณะที่คาปาซิเตอร์คายประจุ ผ่านตัวรีซิสเตอร์นี้ (ขณะรีเซทวงจร) ซึ่งเป็นสาเหตุของการเกิดความไม่เสถียร และเพื่อป้องกันการอิมพัลส์ของวงจรรีเซ็ตเตอร์ด้วย

ข้อผิดพลาดที่เกิดจากวงจรรีเซ็ตเตอร์

การออกแบบวงจรรีเซ็ตเตอร์ที่ใช้ในโครงงานนี้ จะต้องคำนึงถึงความถูกต้องในการอินทิเกรตแต่ละครั้งเป็นหลัก ดังนั้นข้อผิดพลาดต่างๆจะทำให้การอินทิเกรตไม่สมบูรณ์เพียงพอจะต้องแก้ไข ซึ่งมีดังต่อไปนี้

1. กระแสรั่วไหลที่เกิดจากคาปาซิเตอร์ โดยเฉพาะในกรณีที่กระแสรั่วไหลมีค่าต่ำกว่ากระแสไบอัส (Bias current) ออปแอมป์ ดังนั้น จะต้องเลือกใช้คาปาซิเตอร์ที่มีคุณภาพสูง เช่น เทฟลอน (Teflon) , โพลีสเตอรีน (Polystyrene) หรือ ไมกา (Mica) เป็นต้น

2. อินพุทออฟเซทโวลเตจและกระแสไบอัสของออปแอมป์ โดยเฉพาะในกรณีที่เวลาในการอินทิเกรตมีค่ามาก (R_t และ C_t มีค่ามาก) จะทำให้กระแสอินทิเกรตมีค่าลดลง และทำให้ข้อผิดพลาดที่เกิดจากกระแสอินพุทไบอัสเมื่อเทียบกับเดิมมีค่ามากขึ้น ยังผลให้การอินทิเกรตมีความผิดพลาดขึ้น เราสามารถแก้ไขได้ 2 ลักษณะดังนี้ คือ

2.1. การลดค่าอินพุทออฟเซทโวลเตจ (V_{io}) จะต้องทำให้มีค่าต่ำที่สุด โดยการเลือกคุณสมบัติของออปแอมป์ หรือ ใช้วิธีการปรับนัล (null) ของออปแอมป์ด้วยวิธีต่างๆ

2.2. ลดค่ากระแสอินพุทไบอัส (I_{ib}) โดยการเลือกออปแอมป์ที่มีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์สูงๆ หรือ อาจจะใช้วิธีการจ่ายกระแสชดเชย (compensate) ให้กับวงจรถูกได้

การออกแบบวงจร และคำนวณค่า R และ C

วงจร A/D แบบสไลป์ค็อกที่ใช้งานเป็นแบบ 16 บิต และใช้ความถี่ 1 เมกกาเฮิรท์ (MHz) กำหนดให้ค่าอินพุทโวลเตจสูงสุดมีค่าเท่ากับ +3 โวลท์ ถ้ากำหนดให้เอาต์พุทของวงจรอินทิเกรเตอร์มีค่าเท่ากับ -1.5 โวลท์ เมื่อวงจรเคอร์เนเตอร์นับจนถึง 5000 ลูก

การพิจารณาค่าของตัวต้านทาน (R) และตัวเก็บประจุ (C)

จากสมการ $\Delta t_A = 2^N \text{ counts} / \text{clock rate}$

$$= 5000 / 1 \text{ MHz} = 5 \text{ ms}$$

ดังนั้น

$$RC = -(3V / -1.5V)(5ms)$$

เพราะฉะนั้น

$$R = 10 \text{ ms} / 0.1 \mu\text{F} \quad \text{โดยเลือกค่า C เท่ากับ } 0.1 \mu\text{F}$$

$$= 100 \text{ k}\Omega$$

การพิจารณาโอเพนลูปเกน สลูลเรท และค่าออฟเซท

จาก

$$V_{in} = V_n = +3 \text{ V}$$

$$V_{LEB} = 3 \text{ V} / 5000$$

$$= 600 \mu\text{V}$$

ต้องการให้ค่า V_{LEB} มีผลต่อการอินทิเกรท ดังนั้นเอาต์พุทออฟเซทโวลเตจของออปแอมป์ควรจะมีค่าเท่ากับ 0 โวลท์ ในช่วง -60 ถึง $+60 \mu\text{V}$ วงจร Zero Crossing Detector ต้องทำงานระหว่าง $\pm 1/4 V_{LEB}$ หรือเท่ากับ $150 \mu\text{V}$ ซึ่งถ้าเอาต์พุทของวงจรถูกนำไปขับวงจร TTL เกตแล้ว เอาต์พุทจะต้องขึ้นถึง $+2 \text{ V}$ ดังนั้นค่าอัตราขยายเปิดวงจรของออปแอมป์ต้องเท่ากับ $A_{VOL} = 2.0 \text{ V} / 150 \mu\text{V} = 13,333$ และวงจรเปรียบเทียบก็ยกต้องขึ้นถึง $+2 \text{ V}$ ใน $1/4$ ของสัญญาณคล็อก (clock cycle) หรือ 250 ns ดังนั้นสลูลเรทต้องมีค่าเท่ากับ

$$2.0 \text{ V} / 250 \text{ ns} = 8 \text{ V}/\mu\text{s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

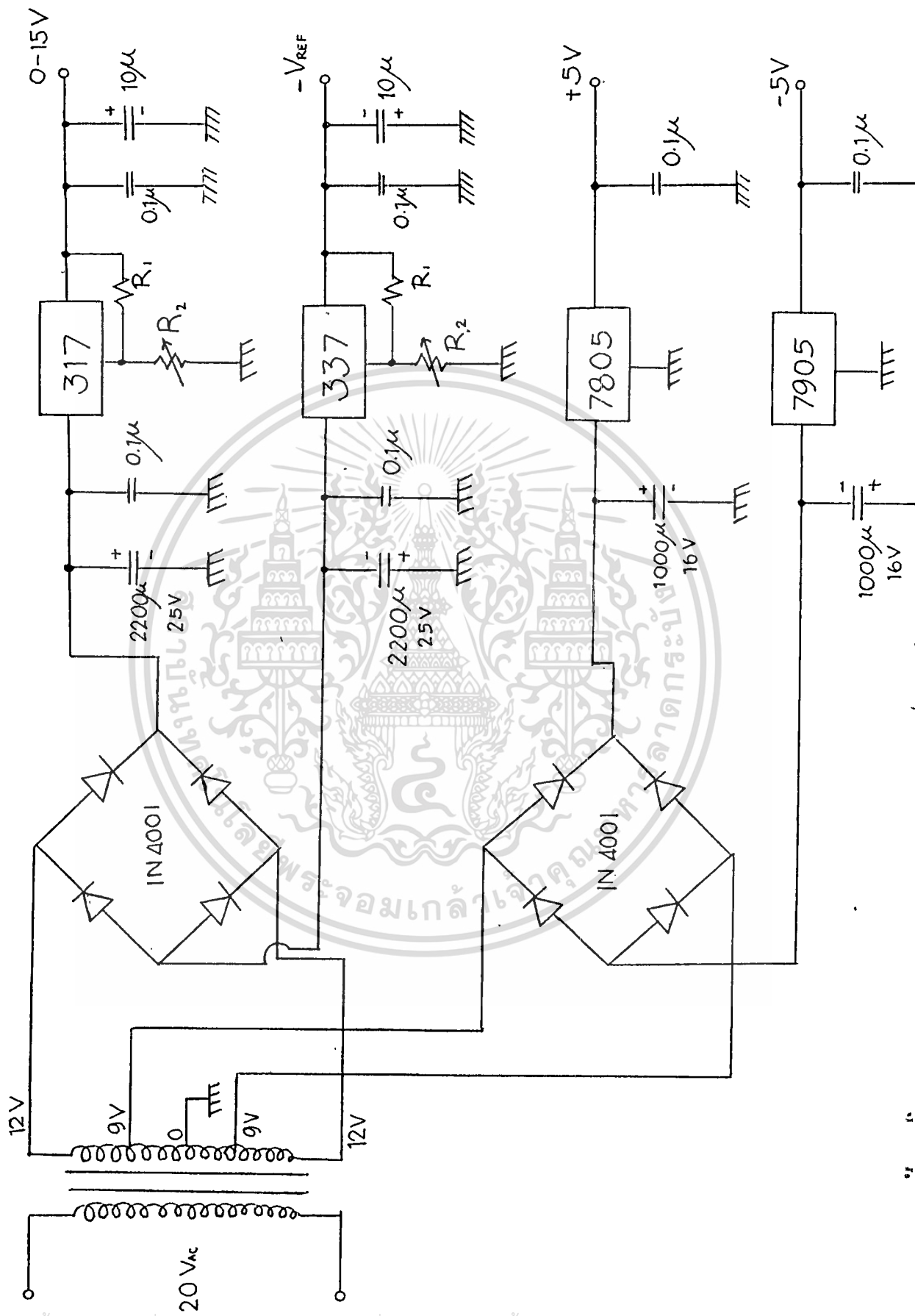
3.5 วงจรภาคจ่ายไฟ (Power Supply)

ในโครงงานนี้จำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายไฟหลายชุด เนื่องจากอุปกรณ์ต่างๆต้องใช้ไฟเลี้ยงหลายระดับ ตลอดจนโวลเตจอ้างอิง (Eref) ที่ใช้ในวงจร A/D แบบสไลด์คีย์ ดังนั้นจึงใช้ เรกูเลเตอร์ หลายแบบเพื่อความคุมแรงดันให้คงที่ ซึ่งเป็นส่วนสำคัญเพื่อป้องกันการเกิดปัญหาของไฟเลี้ยงตก หรือ โวลเตจอ้างอิงตกซึ่งนับว่าสำคัญมาก

การใช้งานนี้จะต่อตัวเก็บประจุค่าต่างๆ เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและเพื่อทำให้ไฟเลี้ยงเรียบมากขึ้น ส่วนตัวต้านทานที่ต่อคร่อมขาปรับแต่ง (Adjust) ลงกราวด์ของเรกูเลต LM 7805 และ LM 7809 นั้นเพื่อปรับโวลเตจเอาต์พุต นั้นเอง



รูปที่ 22 วงจรจ่ายไฟในระบบ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

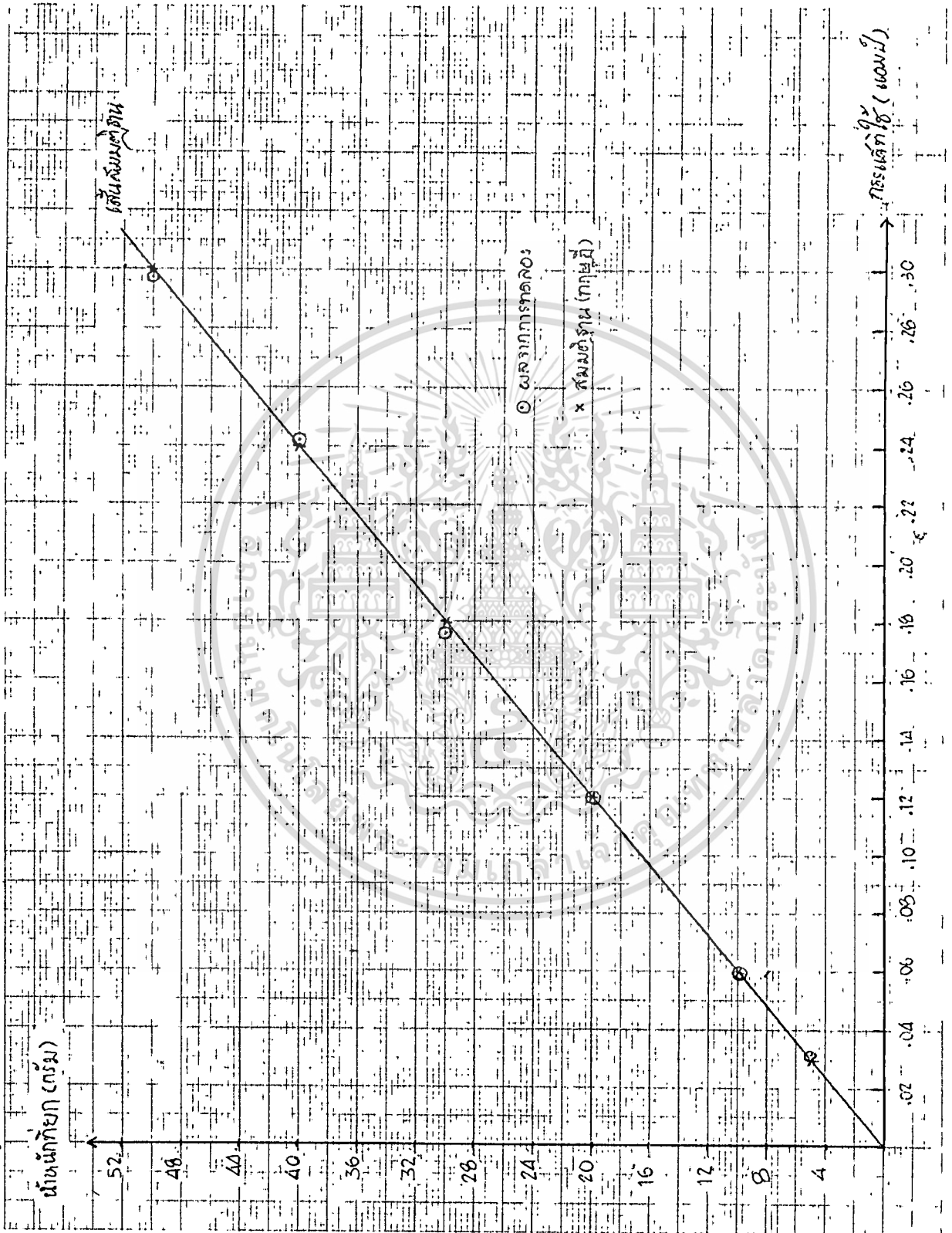
การทดลอง และผลการทดลอง

จากการทดลองวัดค่ากระแสที่ใช้ในการยกน้ำหนัก แสดงดังในรูปที่ 23

น้ำหนักที่ยก (กรัม)	โวลเตจที่ตกคร่อม R1 (มิลลิโวลต์)					จำนวนกระแสที่ใช้ในครั้งที่ (มิลลิแอมป์)						สมมติฐาน (มิลลิแอมป์)
	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5	เฉลี่ย	
10 มิลลิกรัม	0.๕	0.6	0.6	0.9	0.7	.08	.06	.06	.09	.06	.07	.06
30 มิลลิกรัม	1.๕	1.7	1.9	2.1	1.๘	.18	.17	.19	.21	.18	.19	.18
50 มิลลิกรัม	3.0	3.2	3.2	3.5	3.2	.30	.32	.32	.35	.32	.32	.30
๑.1 กรัม	6.0	6.1	6.0	6.0	6.0	.60	.61	.60	.60	.60	.60	.60
๑.5 กรัม	30	31	31	30	31	3.0	3.1	3.1	3.0	3.1	3.1	3.0
1.๑ กรัม	59	60	61	58	57	5.9	6.0	6.1	5.8	5.7	5.9	6.0
5.๑ กรัม	310	310	300	310	320	31.0	31.0	30.0	31.0	32.0	31.0	30.0
10 กรัม	595	585	600	600	610	59.5	58.5	60.0	60.0	61.0	59.8	60.0
20 กรัม	1205	1200	1200	1250	1200	120	120	120	122	120	120.4	120.0
30 กรัม	1750	1690	1800	1800	1780	175	169	180	180	178	176.4	180.0
40 กรัม	2410	2410	2410	2400	2410	241	241	241	240	241	240.8	240.0
50 กรัม	3050	2880	2880	3000	3150	305	288	288	300	315	299	300.0

รูปที่ 23 ตารางการทดลอง

ซึ่งเมื่อนำค่าในตารางข้างต้นมาวาดกราฟ จะได้กราฟดังแสดงในรูปที่ 24



รูปที่ 24 กราฟการทดลอง

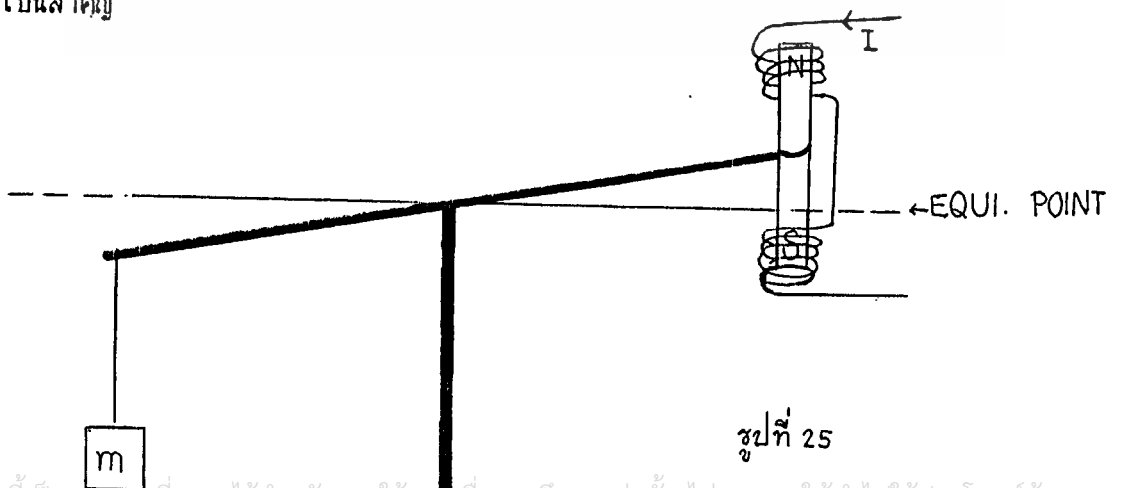
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
บทสรุปและวิจารณ์

จากการทดสอบเครื่องซึ่งดิจิทัลเครื่องนี้ ปรากฏว่า พบข้อเสียหลายประการที่จะต้องปรับปรุงและแก้ไขหลายประการ เพื่อให้ใช้งานได้จริง เช่น ความไม่เป็นเชิงเส้น (Non Linearity) ระหว่างน้ำหนักที่ยกและกระแสที่ไชยก , สภาพของเครื่องซึ่งแขวนที่มีความผิดและมีความไวจำกัด ตลอดจนการเริ่มยกน้ำหนักของแขนเครื่องซึ่งโดยแรงที่กระทำระหว่างขั้วจะน้อยกว่า ∞ จุดสมตลย์แล้ว เนื่องจากขั้ว ใต้ อยู่ห่างขดลวดล่าง แรงที่เกิดขึ้นจึงน้อยกว่าความเป็นจริงตามที่คำนวณดังแสดงในรูปที่ 25 ซึ่งปัญหาเหล่านี้ทำให้เป็นการยากในการใส่วงจรควบคุม (Sensor Control) ทำให้ต้องใช้โวลุ่มปรับแต่งค่ากระแส ซึ่งเป็นการไม่เหมาะสมในการนำไปใช้งานจริง

แต่ถ้ามองในแง่เศรษฐศาสตร์แล้ว จะเห็นว่าวิธีการนี้สามารถลดต้นทุนการผลิต โดยเครื่องซึ่งดิจิทัลในปัจจุบันมีราคาสูงกว่าถึง 10 เท่า และเครื่องซึ่งนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้เพื่อพิสูจน์วัตถุต่างๆได้ โดยทฤษฎีที่ว่า น้ำหนักของวัตถุต่างชนิดกันที่มีน้ำหนักในอากาศเท่ากัน แต่เมื่อชั่งในน้ำแล้วจะได้น้ำหนักที่แตกต่างกันโดยขึ้นอยู่กับชนิดของวัตถุนั้นๆ ซึ่งสามารถพิสูจน์ได้ว่าวัตถุนั้นเป็นของจริงหรือไม่ เช่น เพชร หรือ อัตราสวนของทองที่ผสมระหว่าง ทองคำ , ทองแดง และ เงินได้โดยอาศัยการชั่งน้ำหนักของวัตถุในน้ำอีกครั้งหนึ่ง โดยแขนที่สามารถจุ่มลงน้ำได้แล้วคำนวณความแตกต่างของน้ำหนักในน้ำและอากาศ โดยอาศัย ไมโครโปรเซสเซอร์ (Microprocessor) ก็จะสามารถอัตราสวนได้

สำหรับในส่วนของวงจรคือ วงจรจ่ายกระแสคงที่ และ วงจรแปลงสัญญาณอะนาลอกเป็นดิจิทัลนั้น ส่วนที่เป็นวงจร A/D แบบสโลปคู้ ยังมีข้อจำกัดอยู่มาก กล่าวคือยังไม่สามารถที่จะให้ความถูกต้องได้ในทศนิยมตำแหน่งที่ 2 ซึ่งปัญหาที่เกิดขึ้นมีสาเหตุจากความสามารถของอุปกรณ์ คือ กระแสรั่วไหลของตัวเก็บประจุ และความสามารถของออปแอมป์ เป็นสำคัญ





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1 ลวดเบอร์ S.W.G.	2 เส้นผ่านศูนย์กลาง มิล. (MIL)	3 พื้นที่หน้าตัด ตารางนิ้ว	4 ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าเป็นซอมแปร์ต่อตารางนิ้ว				
			4 2000แอมป์.	5 2500แอมป์.	6 3000แอมป์.	7 3500แอมป์.	8 4000แอมป์.
20	36	0.001018	2.04	2.55	3.05	3.56	4.065
	35.9	0.001013	2.026	2.535	3.039	3.55	4.052
21	32	0.000804	1.61	2.01	2.41	2.81	3.21
	28.5	0.000636	1.276	1.595	1.914	2.235	2.552
22	28	0.000615	1.23	1.54	1.841	2.15	2.46
	25.3	0.000504	1.01	1.257	1.575	1.76	2.1
23	24	0.000452	0.905	1.13	1.359	1.58	1.82
	22.6	0.0004	0.838	1.002	1.2057	1.405	1.6076
24	22	0.00038	0.761	0.95	1.14	1.33	1.57
25	20	0.000314	0.628	0.786	0.94	1.1	1.25
26	18	0.0002545	0.509	0.636	0.76	0.89	1.01
	17.9	0.00025	0.503	0.628	0.7545	0.88	1.0
27	16.4	0.00021	0.423	0.528	0.634	0.739	0.845
	15.9	0.000199	0.3976	0.4955	0.5988	0.695	0.795
28	14.8	0.00017	0.344	0.43	0.516	0.601	0.69
	14.2	0.000158	0.32	0.397	0.47	0.55	0.62
29	13.6	0.000145	0.291	0.363	0.436	0.508	0.581
	12.6	0.000125	0.25	0.3125	0.375	0.4375	0.5
30	12.4	0.00012	0.241	0.302	0.362	0.428	0.483
31	11.6	0.000105	0.212	0.264	0.317	0.37	0.42
	11.3	0.000099	0.2	0.248	0.3	0.348	0.4024
32	10.8	0.000091	0.183	0.229	0.275	0.32	0.365
33	10	0.000078	0.157	0.196	0.235	0.275	0.314
34	9.2	0.000066	0.133	0.166	0.2	0.233	0.266
	8.9	0.000062	0.1244	0.155	0.186	0.2175	0.2488
35	8.4	0.000055	0.111	0.139	0.176	0.194	0.22
	8	0.00005	0.105	0.1255	0.1507	0.174	0.21
36	7.6	0.000045	0.0907	0.113	0.138	0.158	0.181
	7.1	0.000039	0.07937	0.099	0.119	0.138	0.158
37	6.8	0.000036	0.0726	0.0908	0.101	0.127	0.145
	6.3	0.000031	0.0624	0.078	0.0936	0.109	0.1248

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

μA741

FREQUENCY-COMPENSATED OPERATIONAL AMPLIFIER

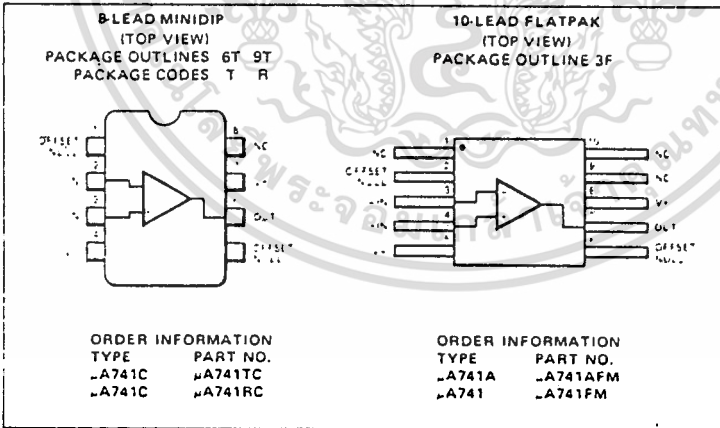
FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

GENERAL DESCRIPTION - The μA741 is a high performance monolithic Operational Amplifier constructed using the Fairchild Planar* epitaxial process. It is intended for a wide range of analog applications. High common mode voltage range and absence of latch-up tendencies make the μA741 ideal for use as a voltage follower. The high gain and wide range of operating voltage provides superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications. Electrical characteristics of the μA741A and E are identical to MIL-M-38510 10101.

- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- LARGE COMMON MODE AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGES
- LOW POWER CONSUMPTION
- NO LATCH-UP

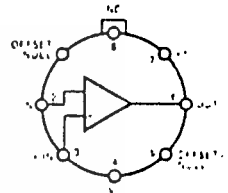
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage		
μA741A, μA741, μA741E		+22 V
μA741C		+18 V
Internal Power Dissipation (Note 1)		
Metal Can	500 mW	
Molded and Hermetic DIP	670 mW	
Mini DIP	310 mW	
Flatpak	570 mW	
Differential Input Voltage		+30 V
Input Voltage (Note 2)		+15 V
Storage Temperature Range		
Metal Can, Hermetic DIP, and Flatpak	-65°C to +150°C	
Mini DIP, Molded DIP	-55°C to +125°C	
Operating Temperature Range		
Military (μA741A, μA741)	-55°C to +125°C	
Commercial (μA741E, μA741C)	0°C to +70°C	
Lead Temperature (Soldering)		
Metal Can, Hermetic DIPs, and Flatpak (60 s)	300°C	
Molded DIPs (10 s)	260°C	
Output Short Circuit Duration (Note 3)		Indefinite



*Notes on following pages.

CONNECTION DIAGRAMS
B-LEAD METAL CAN
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE 5B

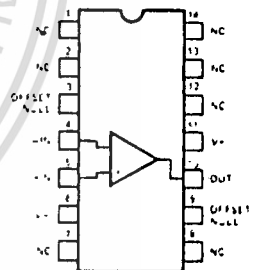


Note: Pin 4 connected to case

ORDER INFORMATION

TYPE	PART NO.
μA741A	μA741AHM
μA741	μA741HM
μA741E	μA741EHC
μA741C	μA741HC

14-LEAD DIP
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE 6A, 9A



ORDER INFORMATION

TYPE	PART NO.
μA741A	μA741ADM
μA741	μA741DM
μA741E	μA741EDC
μA741C	μA741DC
μA741C	μA741PC

*Planar is a patented Fairchild process

FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS • $\mu A741$

$\mu A741A$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise specified)

PARAMETERS (see definitions)	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S < 50\Omega$		0.8	3.0	mV
Average Input Offset Voltage Drift				15	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current			3.0	30	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5	nA/°C
Input Bias Current			30	80	nA
Power Supply Rejection Ratio	$V_S = +10, -20, V_S = +20, -10V, R_S = 50\Omega$		15	50	$\mu V/V$
Output Short Circuit Current		10	25	35	mA
Power Dissipation	$V_S = \pm 20V$		80	150	mW
Input Impedance	$V_S = \pm 20V$	1.0	6.0		M Ω
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 20V, R_L = 2k\Omega, V_{OUT} = \pm 15V$	50			V/mV
Transient Response (Unity Gain)	Rise Time		0.25	0.8	μs
	Overshoot		6.0	20	%
Bandwidth (Note 4)		437	1.5		MHz
Slew Rate (Unity Gain)	$V_{IN} = \pm 10V$	0.3	0.7		V/ μs
The following specifications apply for $-55^\circ C < T_A < +125^\circ C$					
Input Offset Voltage				4.0	mV
Input Offset Current				70	nA
Input Bias Current				210	nA
Common Mode Rejection Ratio	$V_S = \pm 20V, V_{IN} = 15V, R_S = 50\Omega$	80	81		dB
Adjustment For Input Offset Voltage	$V_S = \pm 20V$	10			mV
Output Short Circuit Current		10		40	mA
Power Dissipation	$V_S = \pm 20V$			165	mW
	$-55^\circ C$ $+125^\circ C$			135	mW
Input Impedance	$V_S = \pm 20V$		6.5		M Ω
	$R_L = 10k\Omega$ $R_L = 2k\Omega$		1.6		V
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20V$		-15		V
	$R_L = 2k\Omega$		-15		V
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 20V, R_L = 2k\Omega, V_{OUT} = \pm 15V$		35		V/mV
	$V_S = 5V, R_L = 2k\Omega, V_{OUT} = \pm 2V$		10		V/mV

NOTES

1. Rating applies to ambient temperatures up to $70^\circ C$. At the $70^\circ C$ ambient, derate linearly at $0.3mW/^\circ C$ for the metal can, $0.3mW/^\circ C$ for the DIP and $7mW/^\circ C$ for the Flatpack.
2. For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
3. Short circuit may be to ground or either supply. Rating applies to $+125^\circ C$ case temperature or $75^\circ C$ ambient temperature.
4. Calculated value from $BW = \frac{0.35}{Rise\ Time}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น. ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น. อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM134/LM234/LM334 3-Terminal Adjustable Current Sources

General Description

The LM134/LM234/LM334 are 3-terminal adjustable current sources featuring 10,000:1 range in operating current, excellent current regulation and a wide dynamic voltage range of 1V to 40V. Current is established with one external resistor and no other parts are required. Initial current accuracy is $\pm 3\%$. The LM134/LM234/LM334 are true floating current sources with no separate power supply connections. In addition, reverse applied voltages of up to 20V will draw only a few microamperes of current, allowing the devices to act as both a rectifier and current source in AC applications.

LM134-3/LM234-3 and LM134-6/LM234-6 are specified as true temperature sensors with guaranteed initial accuracy of $\pm 3^\circ\text{C}$ and $\pm 6^\circ\text{C}$, respectively. These devices are ideal in remote sense applications because series resistance in long wire runs does not affect accuracy. In addition, only 2 wires are required.

The LM134 is guaranteed over a temperature range of -55°C to $+125^\circ\text{C}$, the LM234 from -25°C to $+100^\circ\text{C}$ and the LM334 from 0°C to $+70^\circ\text{C}$. These devices are available in TO-46 hermetic and TO-92 plastic packages.

The sense voltage used to establish operating current in the LM134 is 64 mV at 25°C and is directly proportional to absolute temperature ($^\circ\text{K}$). The simplest one external resistor connection, then, generates a current with $\approx +0.33\%/^\circ\text{C}$ temperature dependence. Zero drift operation can be obtained by adding one extra resistor and a diode.

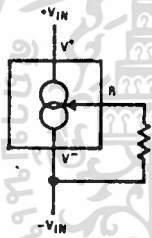
Applications for the new current sources include bias networks, surge protection, low power reference, ramp generation LED driver, and temperature sensing. The

Features

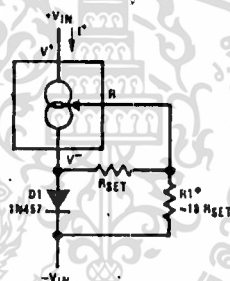
- Operates from 1V to 40V
- 0.02%/V current regulation
- Programmable from 1 μA to 10 mA
- True 2-terminal operation
- Available as fully specified temperature sensor
- $\pm 3\%$ initial accuracy

Typical Applications

Basic 2-Terminal Current Source

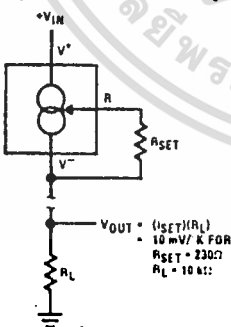


Zero Temperature Coefficient Current Source



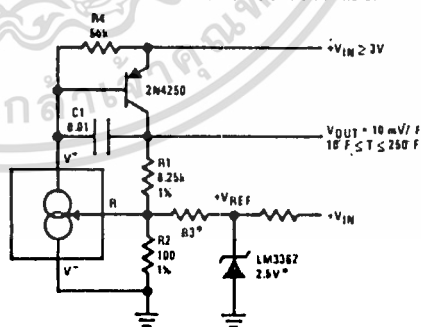
Select ratio of R1 to RSET to obtain zero drift. $I^ \approx 2 I_{SET}$

Terminating Remote Sensor for Voltage Output



$$V_{OUT} = \frac{(I_{SET})(R_L)}{10 \text{ mV/}^\circ\text{K FOR } R_{SET} = 230\Omega, R_L = 10 \text{ k}\Omega}$$

Ground Referred Fahrenheit Thermometer



*Select $R_3 = V_{REF}/583 \mu\text{A}$. V_{REF} may be any stable positive voltage $\geq 2\text{V}$. Trim R3 to calibrate.

Absolute Maximum Ratings

V ⁺ to V ⁻ Forward Voltage	40V
LM134/LM234	
LM334/LM134-3/LM134-6/LM234-3/LM234-6	30V
V ⁺ to V ⁻ Reverse Voltage	20V
R Pin to V ⁻ Voltage	5V
Set Current	10 mA
Power Dissipation	200 mW
Operating Temperature Range	
LM134/LM134-3/LM134-6	-55°C to +125°C
LM234/LM234-3/LM234-6	-25°C to +100°C
LM334	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Electrical Characteristics (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	LM134/LM234			LM334			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Set Current Error, V ⁺ = 2.5V, (Note 2)	10 μA ≤ I _{SET} ≤ 1 mA			3			6	%
	1 mA < I _{SET} ≤ 5 mA			5			8	%
	2 μA ≤ I _{SET} < 10 μA			8			12	%
Ratio of Set Current to V ⁻ Current	10 μA ≤ I _{SET} ≤ 1 mA	14	18	23	14	18	26	
	1 mA < I _{SET} ≤ 5 mA		14			14		
	2 μA ≤ I _{SET} ≤ 10 μA		18	23	14	18	26	
Minimum Operating Voltage	2 μA ≤ I _{SET} ≤ 100 μA		0.8			0.8		V
	100 μA < I _{SET} ≤ 1 mA		0.9			0.9		V
	1 mA < I _{SET} ≤ 5 mA		1.0			1.0		V
Average Change in Set Current with Input Voltage	1.5 ≤ V ⁺ ≤ 5V		0.02	0.05		0.02	0.1	%/V
	2 μA ≤ I _{SET} ≤ 1 mA							
	5V ≤ V ⁺ ≤ 40V		0.01	0.03		0.01	0.05	%/V
	1.5V ≤ V ≤ 5V		0.03			0.03		%/V
	1 mA < I _{SET} ≤ 5 mA							
Temperature Dependence of Set Current (Note 3)	5V ≤ V ≤ 40V		0.02			0.02		%/V
	25 μA ≤ I _{SET} ≤ 1 mA	0.96T	T	1.04T	0.96T	T	1.04T	
Effective Shunt Capacitance			15			15		pF

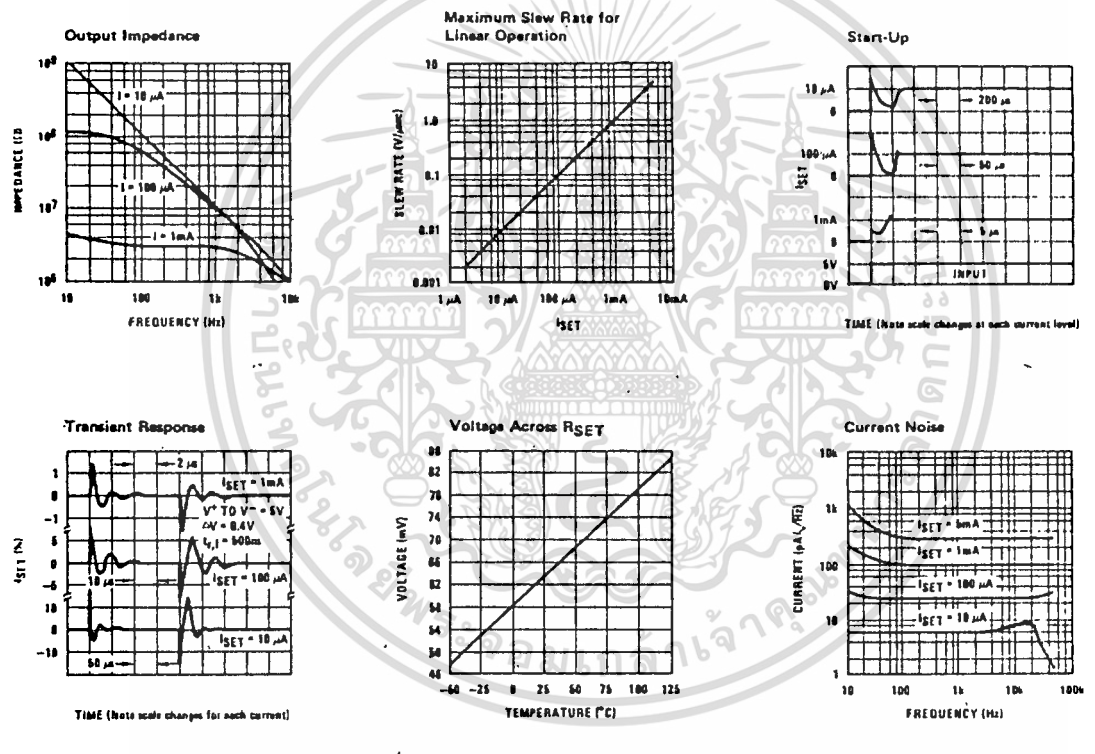
Note 1: Unless otherwise specified, tests are performed at T_J = 25°C with pulse testing so that junction temperature does not change during test.
 Note 2: Set current is the current flowing into the V⁺ pin. It is determined by the following formula: I_{SET} = 67.7 mV/R_{SET} (@ 25°C). Set current error is expressed as a percent deviation from this amount. I_{SET} increases at 0.336%/°C @ T_J = 25°C.
 Note 3: I_{SET} is directly proportional to absolute temperature (°K). I_{SET} at any temperature can be calculated from: I_{SET} = I₀ (T/T₀) where I₀ is I_{SET} measured at T₀ (°K).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued) (Note 1)

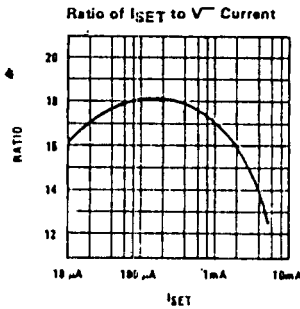
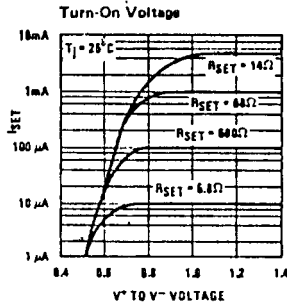
PARAMETER	CONDITIONS	LM134-3, LM234-3			LM134-6, LM234-6			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Set Current Error, $V^+ = 2.5V$, (Note 2)	$100 \mu A \leq I_{SET} \leq 1 mA$ $T_j = 25^\circ C$			± 1			± 2	%
Equivalent Temperature Error				± 3			± 6	$^\circ C$
Ratio of Set Current to V^- Current	$100 \mu A \leq I_{SET} \leq 1 mA$	14	18	26	14	18	26	
Minimum Operating Voltage	$100 \mu A \leq I_{SET} \leq 1 mA$		0.9			0.9		V
Average Change in Set Current with Input Voltage	$1.5 \leq V^+ \leq 5V$ $100 \mu A \leq I_{SET} \leq 1 mA$ $5V \leq V^+ \leq 30V$		0.02	0.05		0.02	0.1	%/V
Temperature Dependence of Set Current (Note 3) and Equivalent Slope Error	$100 \mu A \leq I_{SET} \leq 1 mA$	0.98T	T	1.02T	0.97T	T	1.03T	%
Effective Shunt Capacitance			15			15		pF

Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)



Application Hints

The LM134 has been designed for ease of application, but a general discussion of design features is presented here to familiarize the designer with device characteristics which may not be immediately obvious. These include the effects of slewing, power dissipation, capacitance, noise, and contact resistance.

SLEW RATE

At slew rates above a given threshold (see curve), the LM134 may exhibit non-linear current shifts. The slewing rate at which this occurs is directly proportional to ISET. At ISET = 10 μA, maximum dV/dt is 0.01V/μs; at ISET = 1 mA, the limit is 1V/μs. Slew rates above the limit do not harm the LM134, or cause large currents to flow.

THERMAL EFFECTS

Internal heating can have a significant effect on current regulation for ISET greater than 100 μA. For example, each 1V increase across the LM134 at ISET = 1 mA will increase junction temperature by ≈ 0.4°C in still air. Output current (ISET) has a temperature coefficient of ≈ 0.33%/°C, so the change in current due to temperature rise will be (0.4)(0.33) = 0.132%. This is a 10:1 degradation in regulation compared to true electrical effects. Thermal effects, therefore, must be taken into account when DC regulation is critical and ISET exceeds 100 μA. Heat sinking of the TO-46 package or the TO-92 leads can reduce this effect by more than 3:1.

SHUNT CAPACITANCE

In certain applications, the 15 pF shunt capacitance of the LM134 may have to be reduced, either because of loading problems or because it limits the AC output impedance of the current source. This can be easily accomplished by buffering the LM134 with an FET as shown in the applications. This can reduce capacitance to less than 3 pF and improve regulation by at least an order of magnitude. DC characteristics (with the exception of minimum input voltage), are not affected.

NOISE

Current noise generated by the LM134 is approximately 4 times the shot noise of a transistor. If the LM134 is used as an active load for a transistor amplifier, input

referred noise will be increased by about 12 dB. In many cases, this is acceptable and a single stage amplifier can be built with a voltage gain exceeding 2000.

LEAD RESISTANCE

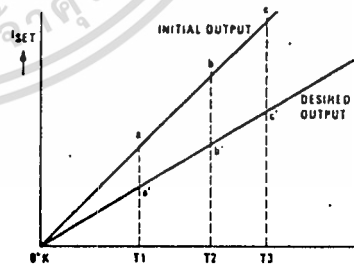
The sense voltage which determines operating current of the LM134 is less than 100 mV. At this level, thermocouple or lead resistance effects should be minimized by locating the current setting resistor physically close to the device. Sockets should be avoided if possible. It takes only 0.7Ω contact resistance to reduce output current by 1% at the 1 mA level.

SENSING TEMPERATURE

The LM134 makes an ideal remote temperature sensor because its current mode operation does not lose accuracy over long wire runs. Output current is directly proportional to absolute temperature in degrees Kelvin, according to the following formula:

$$I_{SET} = \frac{(227 \mu V^{\circ}K)(T)}{R_{SET}}$$

Calibration of the LM134 is greatly simplified because of the fact that most of the initial inaccuracy is due to a gain term (slope error) and not an offset. This means that a calibration consisting of a gain adjustment only will trim both slope and zero at the same time. In addition, gain adjustment is a one point trim because the output of the LM134 extrapolates to zero at 0°K, independent of RSET or any initial inaccuracy.



This property of the LM134 is illustrated in the accompanying graph. Line abc is the sensor current before

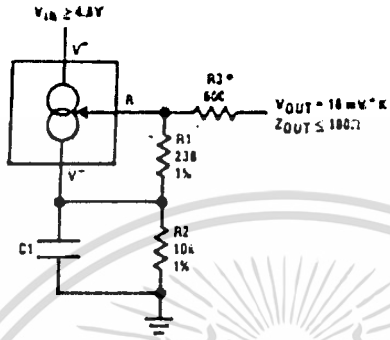
Application Hints (Continued)

trimming. Line a'b'c' is the desired output. A gain trim done at T2 will move the output from b to b' and will simultaneously correct the slope so that the output at T1 and T3 will be correct. This gain trim can be done on RSET or on the load resistor used to terminate the LM134. Slope error after trim will normally be less than ±1%. To maintain this accuracy, however, a low temperature coefficient resistor must be used for RSET.

A 33 ppm/°C drift of RSET will give a 1% slope error because the resistor will normally see about the same temperature variations as the LM134. Separating RSET from the LM134 requires 3 wires and has lead resistance problems, so is not normally recommended. Metal film resistors with less than 20 ppm/°C drift are readily available. Wire wound resistors may also be used where best stability is required.

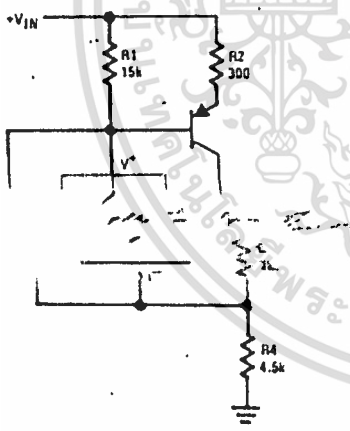
Typical Applications (Continued)

Low Output Impedance Thermometer

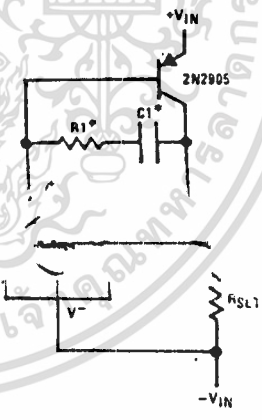


*Output impedance of the LM134 at the "R" pin is approximately $\frac{-R_O \Omega}{16}$, where R_O is the equivalent external resistance connected to the V^- pin. This negative resistance can be reduced by a factor of 5 or more by inserting an equivalent resistor in series with the output.

Low Output Impedance Thermometer



Higher Output Current

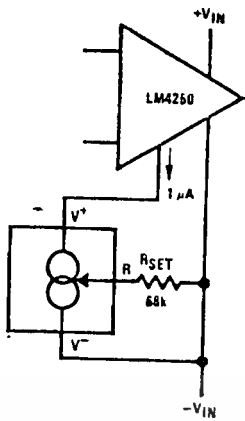


*Select R1 and C1 for optimum stability

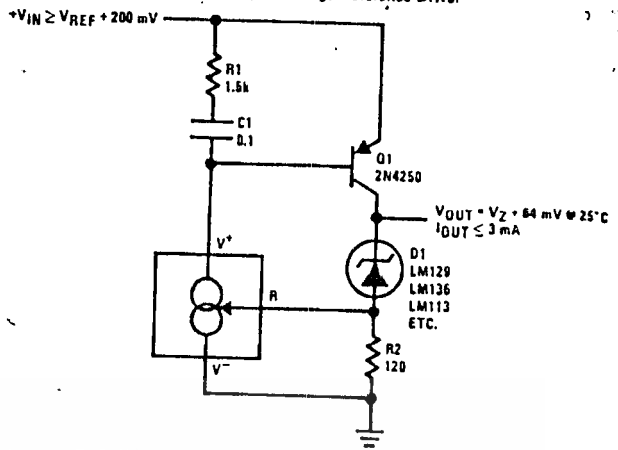
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

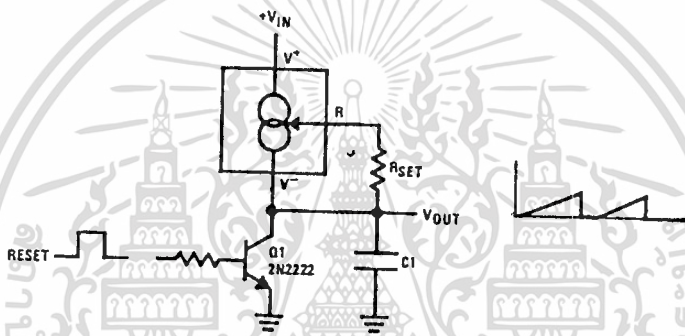
Micropower Bias



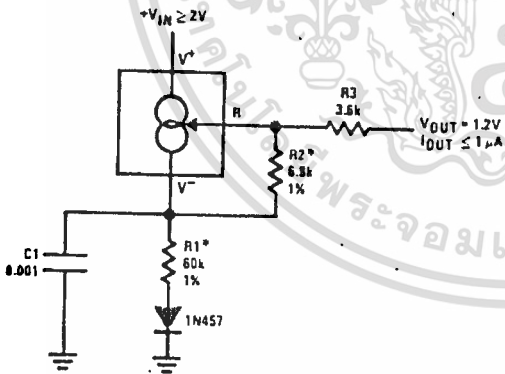
Low Input Voltage Reference Driver



Ramp Generator

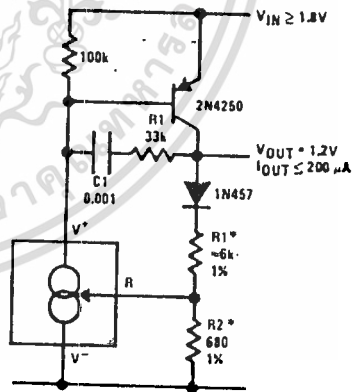


1.2V Reference Operates on 10 μA and 2V



*Select ratio of R1 to R2 to obtain zero temperature drift

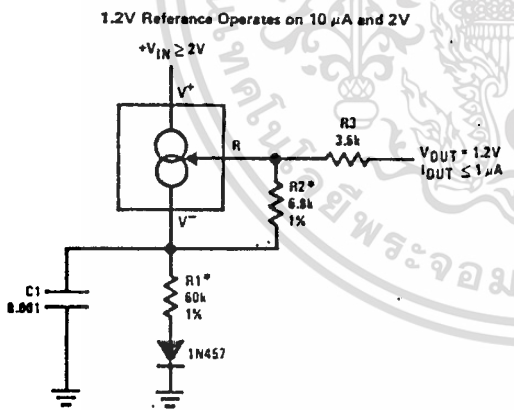
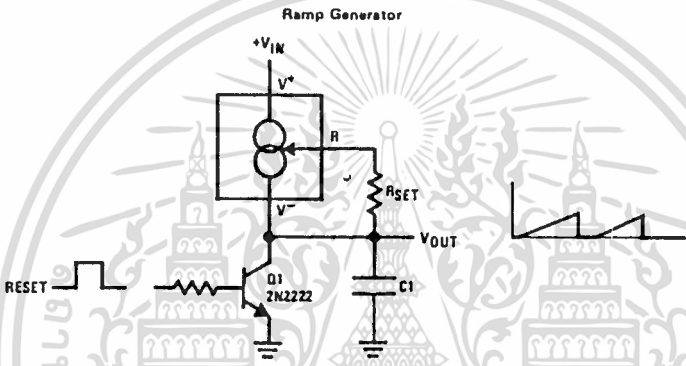
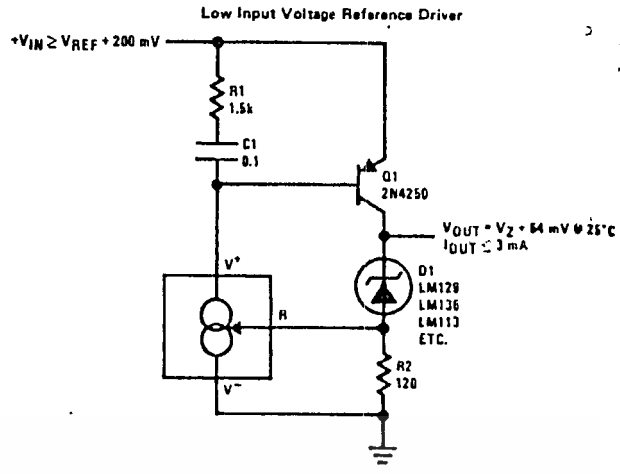
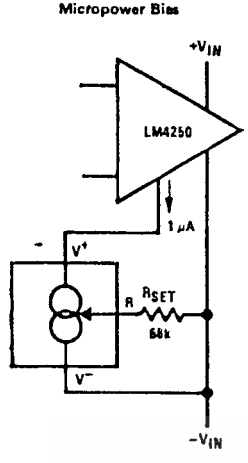
1.2V Regulator with 1.8V Minimum Input



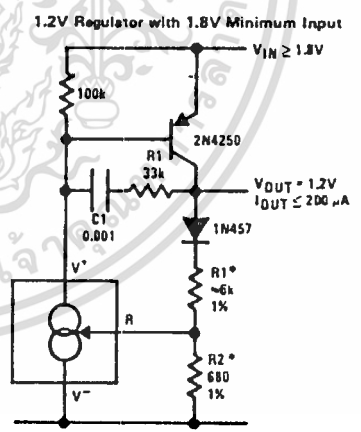
*Select ratio of R1 to R2 for zero temperature drift

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)



*Select ratio of R1 to R2 to obtain zero temperature drift

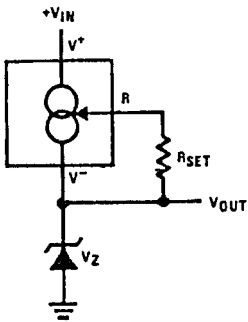


*Select ratio of R1 to R2 for zero temperature drift

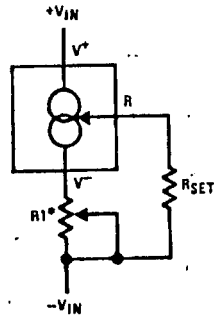
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Zener Biasing

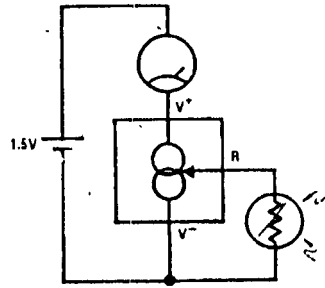


Alternate Trimming Technique

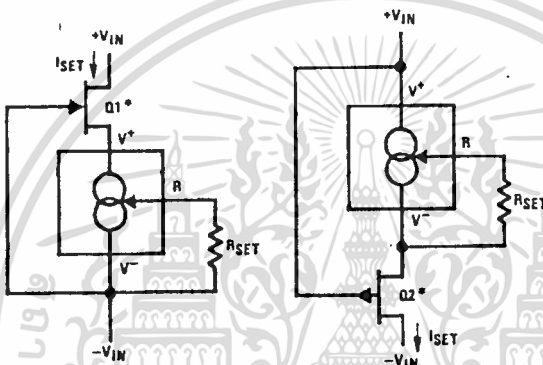


* For $\pm 10\%$ adjustment, select R_{SET} 10% high, and make $R1 \approx 3 R_{SET}$

Buffer for Photoconductive Cell

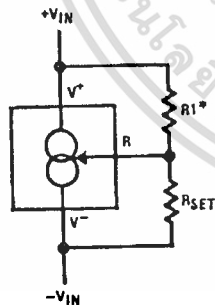


FET Cascoding for Low Capacitance and/or Ultra High Output Impedance



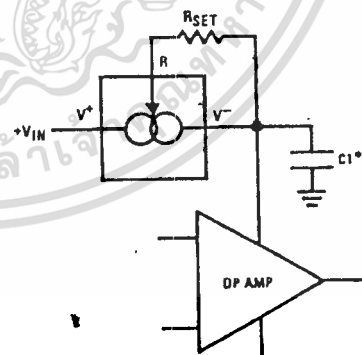
* Select Q1 or Q2 to ensure at least 1V across the LM134. $V_p (1 - I_{SET}/I_{DSS}) \geq 1.2V$.

Generating Negative Output Impedance



* $Z_{OUT} = -16 \cdot R1$ ($R1/V_{IN}$ must not exceed I_{SET})

In-Line Current Limiter

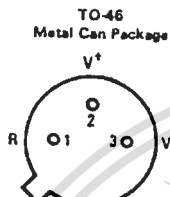
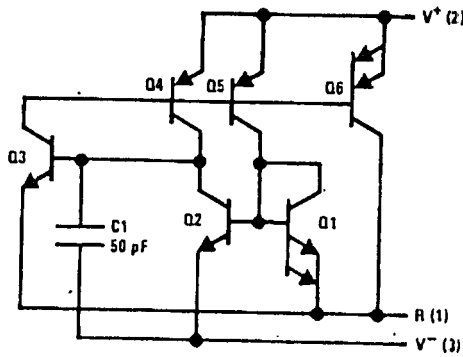


* Use minimum value required to ensure stability of protected device. This minimizes inrush current to a direct short.

9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

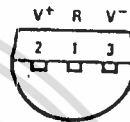
Schematic and Connection Diagrams



BOTTOM VIEW

Pin 3 is electrically connected to case

TO-92
Plastic Package



BOTTOM VIEW

Order Number LM134H, LM134H-3, LM134H-6, LM234H,
LM234H-3, LM234H-6 or LM334H
See NS Package H03H

Order Number LM334Z, LM234Z-3 or LM234Z-6
See NS Package Z03A

SCL4066B



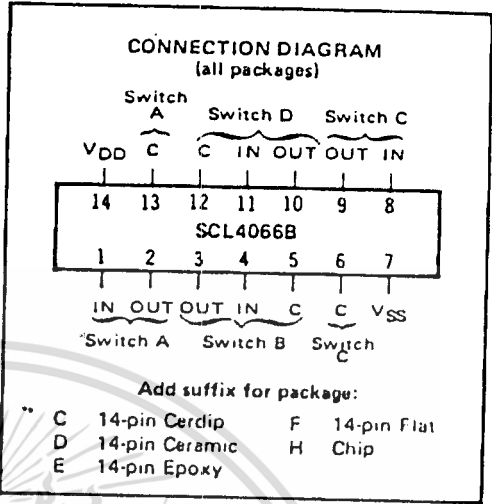
CMOS QUAD ANALOG SWITCH

FEATURES

- ◆ Transmission or Multiplexing of Analog or Digital Signals
- ◆ 80Ω Typical ON-Resistance for 15-Volt operation
- ◆ Switch ON-Resistance Matched to within 5Ω over 15-Volt Signal-Input Range
- ◆ ON-Resistance Flat over Full Peak-to-Peak Signal Range
- ◆ High Degree of Linearity:
 - ≤ 0.5% Distortion (typ) @ $f_{is} = 1\text{kHz}$, $V_{is} = 5\text{V}_{p-p}$, $V_{DD} - V_{SS} \geq 10\text{V}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$
- ◆ Extremely Low OFF switch Leakage Resulting in very Low Offset Current and High Effective OFF Resistance:
 - 10pA (typ) @ $V_{DD} - V_{SS} = 10\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$
- ◆ Extremely High Control Input Impedance (Control Circuit Isolated from Signal Circuit):
 - $10^{12}\Omega$ (typ)
- ◆ Low Crosstalk between Switches:
 - 50dB (typ) @ $f_{is} = 0.9\text{MHz}$, $R_L = 1\text{k}\Omega$
- ◆ Matched Control-Input to Signal-Output Capacitance Reduces Output Signal Transients
- ◆ Frequency Response, Switch ON = 40MHz (typ)

DESCRIPTION

The SCL4066B is a Quad Bilateral Switch intended for the transmission or multiplexing of analog or digital signals. It is pin-for-pin compatible with the SCL4016B, but exhibits a much lower ON-resistance. In addition, the ON-resistance is relatively constant over the full input signal range. The SCL4066 consists of four independent bilateral switches. A single control signal is required per switch. Both the P and the N device in a given switch are biased ON or OFF simultaneously by the control signal. As shown below, the well of the N-channel device on each switch is either tied to the input when the switch is ON or to V_{SS} when the switch is OFF. This configuration minimizes the variation of the switch-transistor threshold



RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

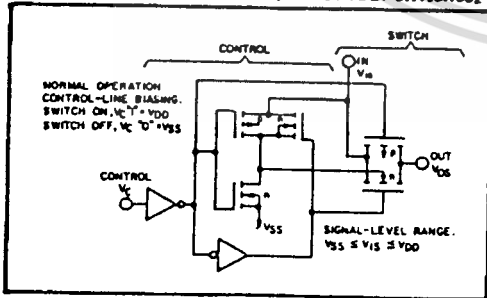
For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	T_A		
C, D, F, H Device		-55 to +125	°C
E Device		-40 to +85	°C

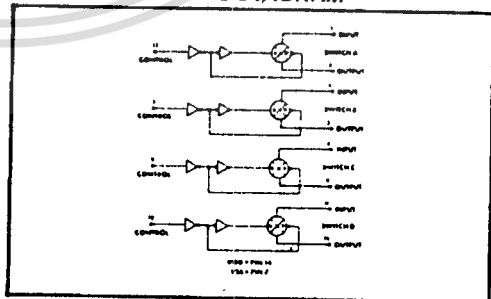
voltage with input-signal, and thus keeps the ON-resistance low over the full operating range.

The advantages over single-channel switches include peak input-signal voltage swings equal to the full supply voltage, and more constant ON-impedance over the input-signal range. For sample-and-hold applications, however, the SCL4016 is recommended.

SCHEMATIC DIAGRAM (one of four switches)



LOGIC DIAGRAM



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS^{1,2}

PARAMETER	CONDITIONS	V _{SS} (Vdc)	V _{DD} (Vdc)	T _{LOW} ²		25°C			T _{HIGH} ²		Units		
				Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.			
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I _{DD} V _{IN} = V _{SS} or V _{DD} All valid input combinations	0	5	-	0.05	-	0.0005	0.05	-	1.5	μA _{dc}		
		0	10	-	0.1	-	0.001	0.1	-	3.0			
		0	15	-	0.2	-	0.002	0.2	-	5.0			
MINIMUM INPUT HIGH VOLTAGE (Control Input)	V _{IH} V _{IS} = V _{SS} V _{OS} = V _{DD} I _{OS} = 10μA	0	5	-	4.0	-	2.75	4.0	-	4.0	V _{dc}		
		0	10	-	8.0	-	5.5	8.0	-	8.0			
		0	15	-	12.0	-	8.25	12.0	-	12.0			
MAXIMUM INPUT LOW VOLTAGE (Control Input)	V _{IL} V _{IS} = V _{SS} V _{OS} = V _{DD} I _{OS} = 10μA	0	5	1.0	-	1.0	2.25	-	1.0	-	V _{dc}		
		0	10	2.0	-	2.0	4.5	-	2.0	-			
		0	15	3.0	-	3.0	6.75	-	3.0	-			
SWITCH INPUT/OUTPUT LEAKAGE	I _{OFF} V _C = V _{SS} V _{IS} = ±7.5V _{dc}	-7.5	+7.5	-	±100	-	±0.01	±100	-	±200	nA _{dc}		
ON-RESISTANCE C,D,F,H device	R _{ON} V _C = V _{DD} V _{SS} < V _{IS} < V _{DD} R _L = 10kΩ	-7.5	+7.5	-	220	-	80	280	-	320	Ω		
		0	+15	-	-	-	-	-	-	-			
		-5	+5	-	310	-	120	400	-	550			
		E device	R _{ON} V _C = V _{DD} V _{SS} < V _{IS} < V _{DD} R _L = 10kΩ	0	+10	-	2000	-	270	2500	-	3500	Ω
				-2.5	+2.5	-	-	-	-	-	-	-	
				0	+5	-	-	-	-	-	-	-	
ON-RESISTANCE MATCH (Same package)	ΔR _{ON} V _C = V _{DD} V _{SS} < V _{IS} < V _{DD} R _L = 10kΩ	-7.5	+7.5	-	-	-	5	-	-	-	Ω		
		0	+15	-	-	-	-	-	-	-			
		-5	+5	-	-	-	10	-	-	-			
		ON-RESISTANCE MATCH (Same package)	ΔR _{ON} V _C = V _{DD} V _{SS} < V _{IS} < V _{DD} R _L = 10kΩ	0	+10	-	-	-	-	-	-	-	Ω
				-2.5	+2.5	-	-	-	10	-	-	-	
				0	+5	-	-	-	-	-	-	-	

NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications"

² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
= -40°C for E device.

T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
= + 85°C for E device.

³ This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

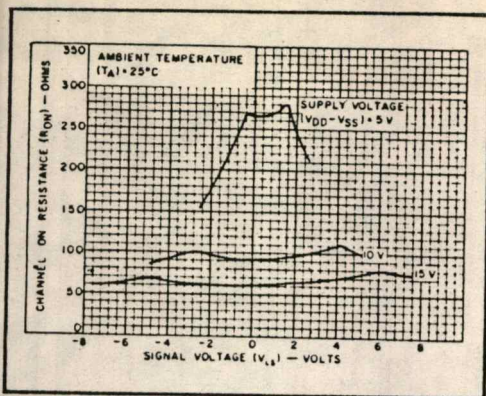
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

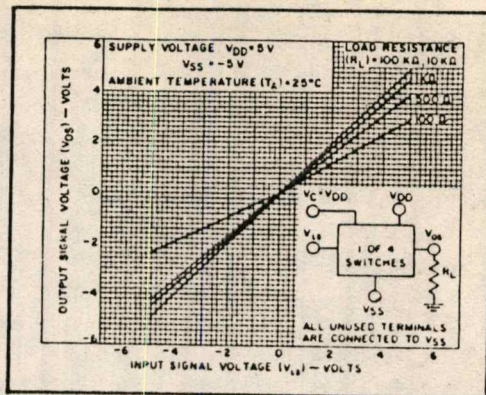
DYNAMIC CHARACTERISTICS ($C_L = 50\text{pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

PARAMETER	CONDITIONS	V _{SS} (Vdc)	V _{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units	
SIGNAL INPUTS (V_{is}) AND OUTPUTS (V_{os})								
PROPAGATION DELAY TIME Signal Input to Signal Output	t _{PLH} , t _{PHL}	V _c =V _{DD} V _a =Square Wave R _L = 10kΩ	0	5	—	20	ns	
			0	10	—	10		
			0	15	—	7.5		
BANDWIDTH (-3dB) (Sine Wave)	BW	V _c =V _{DD} V _a =5V _{pp} centered @ 0.0Vdc R _L	1kΩ	-5	+5	—	54	MHz
			10kΩ	—	—	—	40	
			100kΩ	—	—	—	38	
			1MΩ	—	—	—	37	
INSERTION LOSS (= 20 log ₁₀ $\frac{V_{os}}{V_b}$)		V _c =V _{DD} V _a =5V _{pp} centered @ 0.0Vdc R _L	1kΩ	-5	+5	—	2.3	dB
			10kΩ	—	—	—	0.2	
			100kΩ	—	—	—	0.1	
			1MΩ	—	—	—	0.05	
SIGNAL DISTORTION (Sine Wave)		V _c =V _{DD} V _a =5V _{pp} centered @ 0.0Vdc f _{is} =1.0kHz R _L = 10kΩ	-5	+5	—	0.16	%	
FEEDTHROUGH (-50dB)		V _c =V _{SS} V _a =5V _{pp} centered @ 0.0Vdc R _L	1kΩ	-5	+5	—	1250	kHz
			10kΩ	—	—	—	140	
			100kΩ	—	—	—	18	
			1MΩ	—	—	—	2	
CROSSTALK (-50dB) Between two switches		V _c (A)=V _{DD} V _c (B)=V _{SS} V _a (A)=5V _{pp} centered @ 0.0Vdc R _L = 10kΩ	-5	+5	—	0.9	MHz	
CAPACITANCE Input Output Feedthrough	C _{in}				—	8	pF	
	C _{os}	V _c = V _{SS}	-5	+5	—	8	pF	
	C _{ios}				—	0.5	pF	
CONTROL INPUT (V_C)								
PROPAGATION DELAY TIME Turn on	t _{PC}	V _{SS} <V _a <V _{DD} R _L = 10kΩ	0	5	—	50	ns	
			0	10	—	25		
			0	15	—	20		
MAXIMUM INPUT FREQUENCY	f _c	V _{SS} <V _a <V _{DD} R _L = 1.0kΩ	0	5	—	5	MHz	
			0	10	—	10		
			0	15	—	12		
CROSSTALK (To signal port)		V _c = Square Wave R _L = 10kΩ R _{in} = 1.0kΩ	0	5	—	30	mV	
			0	10	—	50		
			0	15	—	100		

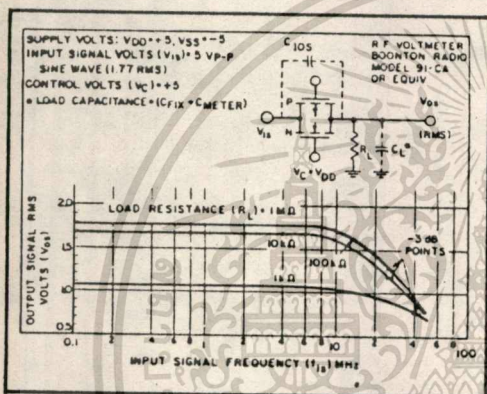
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



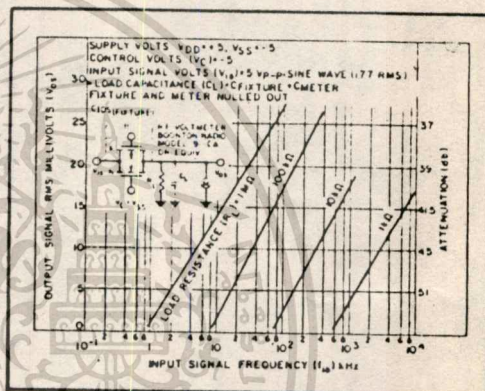
Typical channel ON resistance vs. signal voltage for three values of supply voltage ($V_{DD}-V_{SS}$)



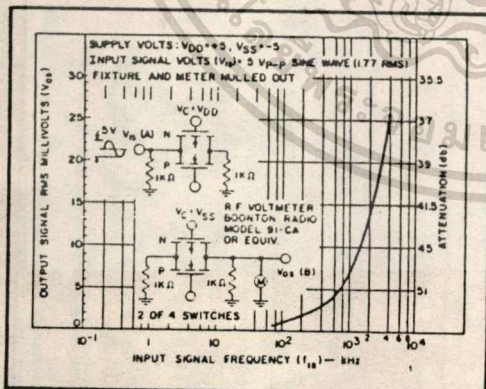
Typical ON characteristics for 1 of 4 channels.



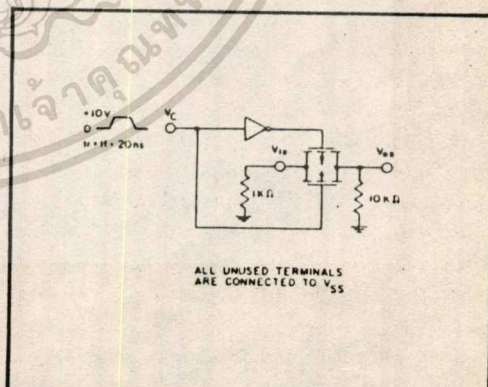
Typ. switch frequency response - switch "ON"



Typ. feedthru vs. freq. - switch "OFF"



Typ. crosstalk between switch circuits in the same package



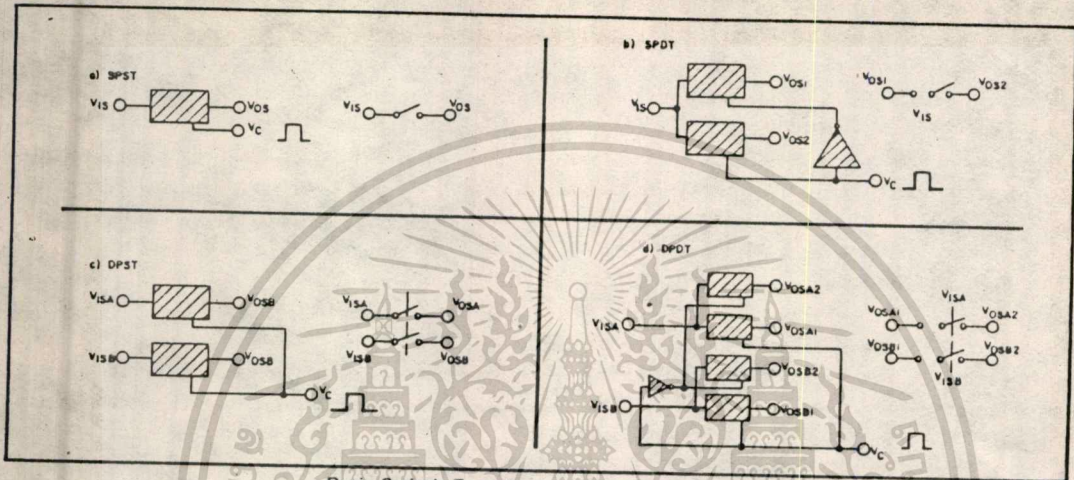
Test circuit, crosstalk-control input to signal output

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วารณใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

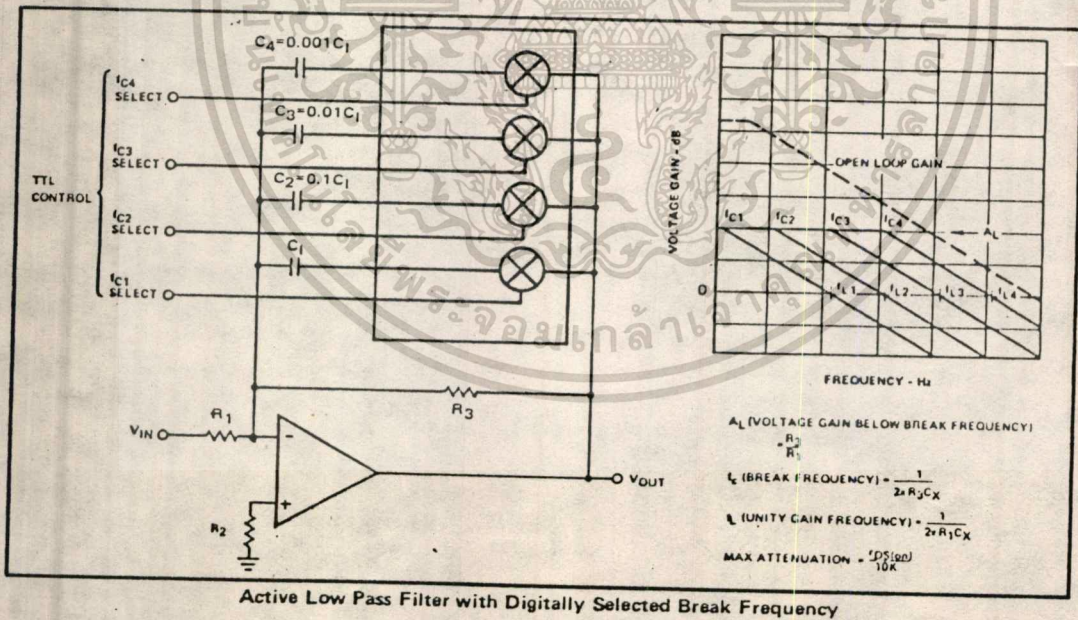
SPECIAL CONSIDERATIONS - SCL4066B

1. In applications where separate power sources are used to drive V_{DD} and the signal inputs, the V_{DD} current capability should exceed V_{DD}/R_L (R_L = effective external load of the 4 SCL4066B bilateral switches). This provision avoids any permanent current flow or clamp action on the V_{DD} supply when power is applied or removed from SCL4066B.
2. In certain applications, the external load-resistor current may include both V_{DD} and signal-line components. To avoid drawing V_{DD} current when switch current flows into terminals 1, 4, 8, or 11, the voltage drop across the bidirectional switch must not exceed 0.8 volt (calculated from R_{ON} values shown).
 - No V_{DD} current will flow through R_L if the switch current flows into terminals 2, 3, 9, or 10. Failure to observe this condition may result in distortion of the signal.

APPLICATIONS INFORMATION



Basic Switch Functions using the SCL4066B



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5404/7404 Hex Inverter

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL				
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		
	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	
T. I.	SN54S04	J	J	W	SN54H04	J	J	W	SN54LS04	J	J	W	SN5404	J	J	W	SN54L04	J	J	N	T
	SN74S04	J	J	N	SN74H04	J	J	N	SN74LS04	J	J	N	SN7404	J	J	N	SN74L04	J	J	N	T
FAIRCHILD	FM54S04	F	A	W	FM54H04	F	A	W	FM54LS04	F	A	W	FM5404	F	A	W	FM74L04	F	A	W	
	FC74S04	F	C	P	FC74H04	F	C	P	FC74LS04	F	C	P	FC7404	F	C	P					
MOTOROLA					MC3108	L	F	F					MC5404	L	F	F					
					MC3008	L	F	F	SN74LS04	P			MC7404	L	F	F					
N. S. C.	DM74S04				DM54H04	J	J	N	DMS4LS04	J	J	N	DM5404	J	J	N	DM54L04	J	J	N	T
					DM74H04	J	J	N	DM74LS04	J	J	N	DM7404	J	J	N	DM74L04	J	J	N	T
PHILIPS	N74S04	J			N74H04	J			N74LS04	J			FJM241 7404	J							
	SS4S04	F	A	W	SS4H04	F	A	W					SS404	F	A	W					
	N74S04	F	A	W	N74H04	F	A	W	N74LS04	F	A	W	N7404	F	A	W					
SIEMENS													FLH211								
FUJITSU									74LS04	M			MB418	J	M						
HITACHI	HD74S04	P							HD74LS04	P			HD7404	P			HD2522	P			
MITSUBISHI	M55004	M							M74LS04	F			M53204	F							
NEC	74S04	C							74LS04	C			FB235	D							
TOSHIBA													TD3404A	P							

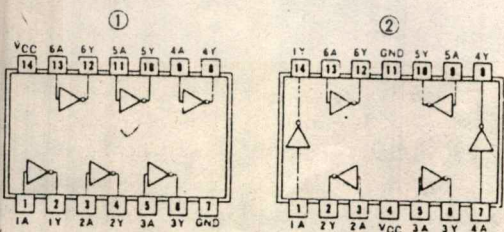
Electrical Characteristics SN54LS04 SN74LS04

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range				
Supply voltage V _{CC}	7V	Operating free-air temperature range	SN54LS -55°C to 125°C SN74LS 0°C to 70°C	
Input voltage	7V	Storage temperature range	-65°C to 150°C	
recommended operating conditions				
SN54LS04		SN74LS04		UNIT
MIN	NOM	MAX	MAX	
Supply voltage V _{CC}	4.5	5	5.5	V
High-level output current I _{OH}			-400	μA
Low-level output current I _{OL}			4	mA
Duration free-air temperature T _A	55	125	0	70

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

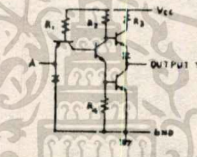
PARAMETER	TEST CONDITIONS 1	MIN	TYP 1	MAX	UNIT
V _{IH}	High-level input voltage		2		V
V _{IL}	Low-level input voltage			0.8	V
V _I	Input clamp voltage	V _{CC} - MIN, I _I = -18 mA		-1.5	V
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = V _{IH} max, I _{OH} = MAX	2.7	3.4	V
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2V, I _{OL} = 4mA		0.4	V
I _I	Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 7V		0.1	mA
I _{IH}	High-level input current	V _{CC} = MAX, V _{IH} = 2.7V		20	μA
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _{IH} = 0.4V		-0.4	mA
I _{OS}	Short-circuit output current *	V _{CC} = MAX	54LS Family: -20 74LS Family: -20	-100	mA
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = MAX	Total outputs high: 1.2 Total outputs low: 3.6	2.4 6.6	mA
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = 5V	Average per gate (50% duty cycle)	0.4	mA
1PLH	Propagation delay time, low-to-high-level output	V _{CC} = 5V, T _A = 25°C, CL = 15PF, RL = 2KΩ		9	15 ns
1PHL	Propagation delay time, high-to-low-level output			10	15 ns

Pin Assignments (Top View)



positive logic:
Y = \bar{A}

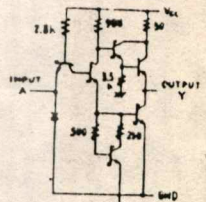
Schematics (each gate)



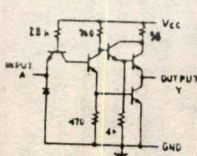
CIRCUIT RI R3 R3 R4
04 4K 1K 130 1K
104 40K 20K 500 12K

Input clamp diodes not on SN54LS74LS04 circuits.

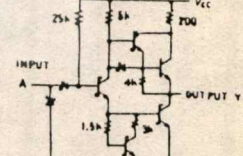
'04, 'L04, CIRCUITS



'04 CIRCUIT



'H04 CIRCUIT



'L304 CIRCUIT

Resistor values shown are nominal and in ohms.

1 For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
2 All typical values are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.

* Not more than one output should be shorted at a time, and for SN54H/SN74H and SN54S/SN74S, duration of short-circuit should not exceed 1 second.

5408/7408 Quadruple 2-Input Positive-AND Gate

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL			
	Device Type	Package			Device Type	Package			Device Type	Package			Device Type	Package			Device Type	Package		
		C	P	M		CF	C	P		M	CF	C		P	M	CF		C	P	M
T.I.	SN54S08 SN74S08	J	J	W1					SN54LS08 SN74LS08	J	J	W1	SN5408 SN7408	J	J	W1				
FAIRCHILD	FMS408 FMS508 FC7408 FC7508	D	D	F1	FM54H08 FM9H08 FC74H08 FC9H08	D	D	F1	FMS4LS08 / FMS5LS08 FC74LS08 / FC9LS08	D	D	F1	FMS408 FM9N08 FC7408 FC9N08	D	D	F1				
MOTOROLA					MC3101 MC3001	L	L	F1	SN74LS08	P	P		MC7408	P	P					
N.S.C.					DM54H08 DM74H08	J	J	N1	DM54LS08 DM74LS08	P	P		DM5408 DM7408	J	J	W1	DM54L08 DM74L08			
PHILIPS	N74S08				N74H08				N74LS08				N7408							
SIGNETICS	N74S08	A	A		S54H08 N74H08	F	F	A1	W1	N74LS08	Z	Z	N7408	F	F	A1	W1			
SIEMENS													FLH361							
FUJITSU									74LS08	M	M									
HITACHI									HD74LS08	P	P		HD7408 / HD7550	P	P					
MITSUBISHI									M74LS08	P	P		M53208	P	P					
NEC									74LS08	C	C		μPB234	D	D					
TOSHIBA													TC3408	P	P					

Electrical Characteristics SN54LS08 SN74LS08

Supply voltage VCC	5V	Operating free-air temperature range	SN54LS	-55°C to 125°C
Input voltage	7V	Operating free-air temperature range	SN74LS	0°C to 70°C
Maximum output current I _{OL}	5 mA	Storage temperature range		-65°C to 150°C

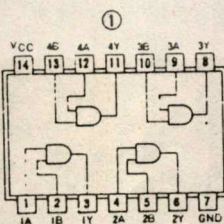
recommended operating conditions

	SN54LS08			SN74LS08			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage VCC	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current I _{OH}			-100			-100	μA
Low-level output current I _{OL}			4			4	mA
Operating free-air temperature T _A	-55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

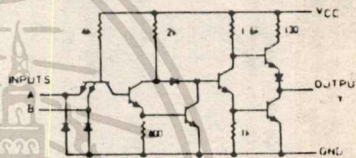
PARAMETER	TEST CONDITIONS †	MIN	TYP ‡	MAX	UNIT
V _{IH}	high-level input voltage		2		V
V _{IL}	low-level input voltage			0.8	V
V _I	input clamp voltage	VCC = MIN, I _I = -18 mA		-1.5	V
V _{OH}	high-level output voltage	VCC = MIN, V _{IH} = 2V, I _{OH} = MAX	2.7	3.4	V
V _{OL}	low-level output voltage	VCC = MIN, V _{IH} = 2V, I _{OL} = 4mA	0.25	0.4	V
I _I	input current at maximum input voltage	VCC = MAX, V _I = 7V		0.1	mA
I _{IH}	high-level input current	VCC = MAX, V _{IH} = 2.7V		20	μA
I _{IL}	low-level input current	VCC = MAX, V _{IL} = 0.4V		-0.4	mA
I _{OS}	short circuit output current †	VCC = MAX		-100	mA
I _{CC1}	supply current	VCC = MAX		2.4	mA
I _{CC2}	supply current	VCC = MAX		4.4	mA
I _{CC}	supply current	VCC = 5V, Average per gate (50% duty cycle)		0.85	mA
t _{PLH}	propagation delay time, low-to-high-level output	VCC = 5V, T _A = 25°C, C _L = 15pF, R _L = 2kΩ		8	ns
t _{PHL}	propagation delay time, high-to-low-level output	VCC = 5V, T _A = 25°C, C _L = 15pF, R _L = 2kΩ		10	ns

Pin Assignment (Top View)

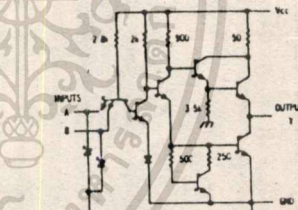


positive logic:
Y = AB

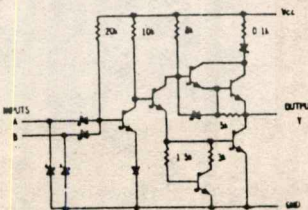
Schematics (each gate)



*08 CIRCUIT



*LS08 CIRCUIT



*LS08 CIRCUIT

Resistor values shown are nominal and in ohms.

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate values specified under recommended operating conditions.
‡ All typical values are at VCC = 5V, T_A = 25°C.
♦ Not more than one output should be shorted at a time, and for SN54S*/SN74S*, duration of output short circuit should not exceed one second.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5447A/7447A BCD-to-Seven Segment Decoder/Driver (15V Output)

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL																							
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package																					
	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF																				
T.I.									SN54LS47	J	J	W					SN5447A	J	J	W					SN5447	J	J	W					SN74LS47	J	J	W				
FAIRCHILD																	FMS447 FMS357B	D	I	F																				
MOTOROLA																	FC7447 FC9357B	D	I	F																				
N.S.C.									DM54LS47								MC5447	L	I	F																				
PHILIPS									DM74LS47							CM5447A																								
SIGNETICS																	N7447																							
SIEMENS																	N7447																							
FUJITSU									74LS47			M																												
HTACHI									HD74LS47			P											HD7447A/HD2532			IP														
MTSUBISHI																																								
NEC																	M53247																							
TOSHIBA																	TC5447A																							

Electrical Characteristics SN54LS47A/SN74LS47A

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range

Supply voltage, V _{CC}	7V	Operating free-air temperature range	SN54LS	-55°C to 125°C
Input voltage	7V	temperature range	SN74LS	0°C to 70°C
Current forced into any output in the off state	1 mA	Storage temperature range		-65°C to 150°C

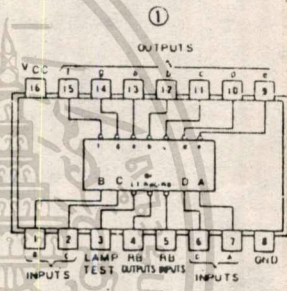
recommended operating conditions

	SN54LS47A			SN74LS47A			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
Off-state output voltage, V _O (off)	a thru g		15			15	V
On-state output current, I _O (on)	a thru g		12			24	mA
High-level output current, I _{OH}	B1/RBO		-50			-50	μA
Low-level output current, I _{OL}	B1/RBO		1.6			3.2	mA
Operating free-air temperature, T _A		-45	125	0		70	°C

electrical actics over recommended operating free-air temperature range

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	
V _{IH}	High-level input voltage		2		V	
V _{IL}	Low-level input voltage			0.8	V	
V _I	Input clamp voltage, any input except B1/RBO	V _{CC} =MIN, I _I =-18mA		-1.5	V	
V _{OH}	High-level output voltage	B1/RBO	V _{CC} =MIN, V _{IH} =2V, V _{IL} =0.8V, I _{OH} =-50μA	2.4	4.2	V
V _{OL}	Low-level output voltage	B1/RBO	V _{CC} =MIN, V _{IH} =2V, V _{IL} =0.8V, I _{OL} =1.6mA	0.25	0.4	V
I _O (off)	Off-state output current	a thru g	V _{CC} =MAX, V _{IH} =2V, V _{IL} =0.8V, V _O (off)=MAX		250	μA
V _O (on)	On-state output voltage	a thru g	V _{CC} =MAX, V _{IH} =2V, V _{IL} =0.8V, I _O (on)=12mA	0.25	0.4	V
I _I	Input current at maximum input voltage	Any input except B1/RBO	V _{CC} =MAX, V _I =7V		0.1	mA
I _{IH}	High-level input current	Any input except B1/RBO	V _{CC} =MAX, V _I =2.7V		20	μA
I _{IL}	Low-level input current	Any input except B1/RBO	V _{CC} =MAX, V _I =0.4V		-0.4	mA
I _{OS}	Short-circuit output current	B1/RBO	V _{CC} =MAX	-0.3	-2	mA
I _{CC}	Supply current	V _{CC} =MAX	SN54LS	7	13	mA
			SN74LS	7	13	mA
t _{off}	Turn-off time from A input				100	ns
t _{on}	Turn-on time from A input	V _{CC} =5V, T _A =25°C			100	ns
t _{off}	Turn-off time from RBI input	C _L =15pF, R _L =66Ω			100	ns
t _{on}	Turn-on time from RBI input				100	ns

Pin Assignment (Top View)



Positive logic - see function table

- NOTES:
- The blanking input (B1) must be open or held at a high logic level when output functions 0 through 15 are desired. The ripple-blanking input (RBI) must be open or high if blanking of a decimal zero is not desired.
 - When a low logic level is applied directly to the blanking input (B1), all segment outputs are off regardless of the level of any other input.
 - When ripple-blanking input (RBI) and inputs A, B, C, and D are at a low level with the lamp test input high, all segment outputs go off and the ripple-blanking output (RBO) goes to a low level (response condition).
 - When the blanking input/ripple blanking output (B1/RBO) is open or held high and a low is applied to the lamp-test input, all segment outputs are on.
 - B1/RBO is wire-AND logic serving as blanking input (B1) and/or ripple-blanking output (RBO).

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

‡ All typical values are at V_{CC}=5V, T_A=25°C

§ I_{CC} is measured with all outputs open and all inputs at 4.5V.

¶ t_{off} corresponds to t_{PLH} and t_{on} corresponds to t_{PHL}.

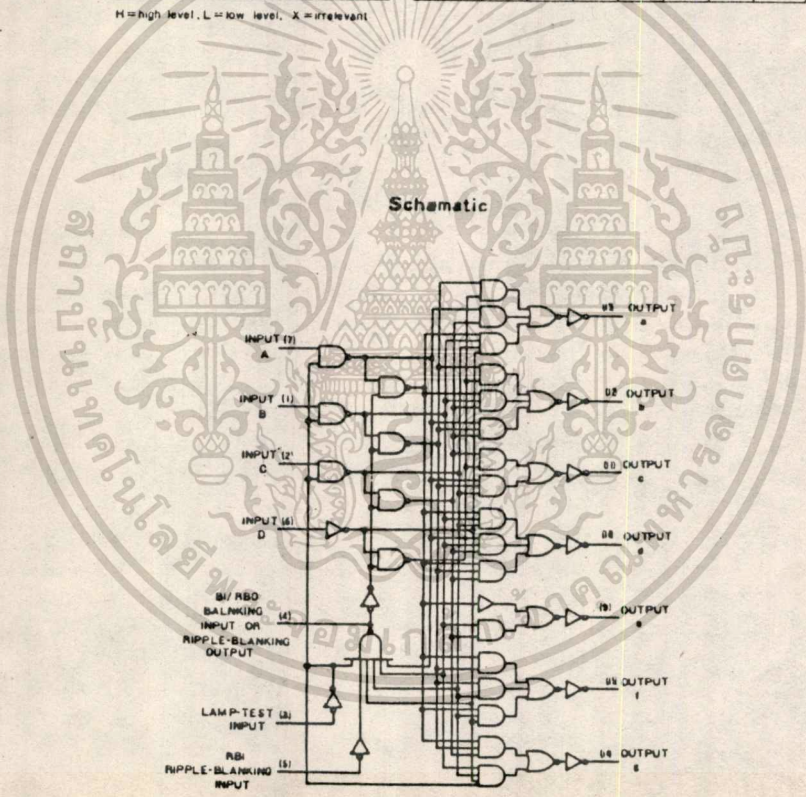
CONTINUED ON NEXT PAGE

5447A/7447A (CONTINUED)

Function Table

DECIMAL OR FUNCTION	INPUTS					BI/RBO #	OUTPUTS							NOTE				
	LT	RBI	D	C	B		A	a	b	c	d	e	f		g			
0	H	H	L	L	L	L	H	ON	ON	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	1
1	H	X	L	L	L	H	H	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	1
2	H	X	L	L	H	L	H	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON	
3	H	X	L	L	H	H	H	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	
4	H	X	L	H	L	L	H	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	ON	
5	H	X	L	H	L	H	H	ON	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON	ON	ON	ON	
6	H	X	L	H	H	L	H	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	
7	H	X	L	H	H	H	H	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	
8	H	X	H	L	L	L	L	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	
9	H	X	H	L	L	H	H	ON	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	ON	
10	H	X	H	L	H	L	H	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON	ON	ON	
11	H	X	H	L	H	H	H	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	
12	H	X	H	H	L	L	L	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	ON	
13	H	X	H	H	L	H	H	ON	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	
14	H	X	H	H	H	L	L	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	
15	H	X	H	H	H	H	H	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	
BI	X	X	X	X	X	X	L	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	2
RBI	H	L	L	L	L	L	L	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	3
LT	L	X	X	X	X	X	H	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON	4

H = high level, L = low level, X = irrelevant



'47A 'LS47 'LA7 BCD-TO-SEVEN-SEGMENT DECODER/DRIVER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

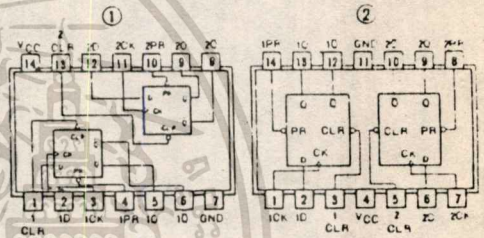
5474/7474 Dual D-Type Positive-Edge-Triggered Flip-Flop with Preset and Clear

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL			
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package	
	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF
T.I.	SN54S74	J	D	W	SN54H74	J	D	W	SN54LS74	J	D	W	SN5474	J	D	W	SN54L74	J	D	W
	SN74S74	J	D	W	SN74H74	J	D	W	SN74LS74	J	D	W	SN7474	J	D	W	SN74L74	J	D	W
FAIRCHILD	FM54S74/FM9S74	D	J		F54H74/FM9H74	D	J		FM54LS74/FM9LS74	D	J		FM5474/FM974	D	J		FM54L74/FM9L74	D	J	
	FC74S74/FC9S74	D	J		FC74H74/FC9H74	D	J		FC74LS74/FC9LS74	D	J		FC7474/FC974	D	J		FC74L74/FC9L74	D	J	
MOTOROLA									SN74LS74											
N.S.C.					DM54H74	J	D		DM54LS74	J	D		DM5474	J	D		DM54L74	J	D	
	DM74S74				DM74H74	J	D		DM74LS74	J	D		DM7474	J	D		DM74L74	J	D	
PHILIPS	N74S74				GJ131/74H74				N74LS74				FJ131/7474							
SIGNETICS	S54S74				S54H74	F	A		S54LS74	F	A		S5474	F	A		S54L74	F	A	
	N74S74				N74H74	F	A		N74LS74	F	A		N7474	F	A		N74L74	F	A	
SIEMENS													FLJ141							
FUJITSU									74LS74				MB420							
HITACHI	HD74S74								HD74LS74				HD7474/HD2510							
MITSUBISHI	M74S74								M74LS74				M5327/M5374							
NEC	74S74								74LS74				LPB214							
TOSHIBA													TC5474A							

Electrical Characteristics SN54LS74/SN74LS74			
absolute maximum ratings over operating free-air temperature range			
Supply voltage V _{CC}	TV	Operating/free-air temperature range	SN54LS-5
Input voltage	5V	Storage temperature range	SN74LS-5
			-55 to 150°C
recommended operating conditions			
	SN54LS74	SN74LS74	UNIT
Supply voltage V _{CC}	MIN 4.5	NOM 5	MAX 5.5
High-level output current I _{OH}	-400		mA
Low-level output current I _{OL}	4		mA
Pulse width t _p	Clock high	25	ns
	Preset or clear low	25	ns
Input setup time t _{su}	high-to-low data	25	ns
	Low-to-high data	20	ns
Input hold time t _{hd}		5	ns
Operating/free-air temperature T _A	-55	125	70
			°C
electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range			
PARAMETER*	TEST CONDITIONS 1	MIN TYP† MAX	UNIT
V _{IH}	High-level input voltage	2	V
V _{IL}	Low-level input voltage	0.8	V
V _I	Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -18 mA	-1.5
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2V, V _{IL} = 0.8V, I _{OH} = MAX	2.7 3.4
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2V, V _{IL} = 0.8V, I _{OL} = 4mA	0.25 0.4
I _I	Input current at maximum input voltage	D, J, K, Clear	0.1
		Preset	0.2
		Clear	0.2
		Clock	0.1
I _{IH}	High-level input current	D, J, K, Clear	20
		Preset	40
		Clear	40
		Clock	20
I _{IL}	Low-level input current	D, J, K, Clear	-0.4
		Preset	-0.8
		Clear	-0.8
		Clock	-0.4
I _{OS}	Short-circuit output current ‡	Series 54LS	-20 -100
		Series 74LS	-20 -100
I _{CC}	Supply current (Average per flip-flop)	V _{CC} = MAX, See Note 1	4 8
f	clock frequency	V _{CC} = 5V, T _A = 25°C, C _L = 15pF, R _L = 2kΩ	25 33
t _{PLH}	from clear, preset or clock (as appropriate) to Q or Q̄		13 25
t _{PHL}			25 40

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
 ‡ All typical values are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.
 § Not more than one output should be shorted at a time.
 ¶ t_{PLH} = propagation delay time, low-to-high-level output;
 t_{PHL} = propagation delay time, high-to-low-level output;
 § The arrow indicates the edge of the clock pulse used for reference: † for the rising edge

Pin Assignments (Top View)

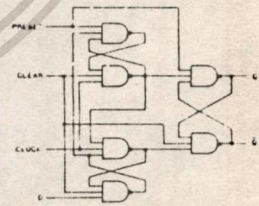


Functional Table

'74, 'H74, 'LS74, 'S74 (See Note 2)

PRESET CLEAR		CLOCK		D		Q	
L	H	X	X	H	L	H	L
L	H	X	X	L	X	L	H
L	L	X	X	H*	H*	H	L
H	H	1	1	H	L	L	L
H	H	1	0	L	L	L	H
H	H	0	X	Q ₀	Q ₀	Q ₀	Q ₀

Functional Block Diagram



'74, 'S74, 'H74, 'LS74, 'L74 DUAL D FLIP-FLOP WITH CLEAR AND PRESET

NOTES: 1 With all outputs open, I_{CC} is measured with the Q and Q̄ outputs high in turn.
 2 At the time of measurement, the clock input is grounded.
 * H = high level (steady state), L = low level (steady state), X = irrelevant.
 † = transition from low to high level.
 Q₀ = the level of Q before the indicated input conditions were established.
 ‡ This configuration is nonstable; that is, it will not persist when preset and clear inputs return to their inactive (high) level.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5490/7490 Decade Counter

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL			
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package	
	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF
T.I.																				
FAIRCHILD																				
MOTOROLA																				
N. S. C																				
PHILIPS																				
SIGNETICS																				
SIEMENS																				
FUJITSU																				
HITACHI																				
mitsubishi																				
NEC																				
TOSHIBA																				

Electrical Characteristics SN54LS/SN74LS90A

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range

Supply voltage, V _{CC}	7V	Operating free-air	SN54LS	-55°C to 125°C
input voltage	7V	temperature range	SN74LS	0°C to 70°C
intermittent voltage (see Note 1)	5.5V	Storage temperature range		-65°C to 150°C

recommended operating conditions

	SN54LS90A			SN74LS90A			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}						-400	μA
Low-level output current, I _{OL}						4	mA
Count frequency, f _{count}	A input	0	32	0	32		MHz
	B input	0	16	0	16		
Pulse width, t _w	A input	15	15	15			ns
	B input	30	30	30			
Reset inputs			15				
Reset inactive-state setup, t _{setup}		25	25				ns
Operating free-air temperature, T _A		-55	125	0	70		°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

PARAMETER*	TEST CONDITIONS†	MIN	TYP‡	MAX	UNIT
V _{IH}	High-level input voltage		2		V
V _{IL}	Low-level input voltage			0.8	V
V _I	Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -18mA		-1.5	V
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2V, V _{IL} = 0.5V, I _{OH} = -400μA	2.7	3.4	V
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2V, V _{IL} = 0.5V, I _{OL} = 8mA	0.35	0.5	V
I _I	Input current a maximum input voltage	Any reset	V _{CC} = MAX, V _I = 7V	0.1	
		A input	V _{CC} = MAX, V _I = 5.5V	0.2	
I _{IH}	High-level input current	Any reset		20	
		A input	V _{CC} = MAX, V _I = 2.7V	40	
I _{IL}	Low-level input current	Any reset		0.4	
		A input	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4V	2.4	
I _{OS}	Short-circuit output current*		V _{CC} = MAX	-20	
				-100	
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = MAX, See Note 2	9	15	mA
f _{max}	from A to output Q _A		32	42	MHz
		from B to output Q _B	16		
t _{PLH}	from A to output Q _A		10	16	ns
			12	18	
t _{PHL}	from A to output Q _D		32	48	ns
			34	50	
t _{PLH}	from B to output Q _B		10	16	ns
			14	21	
t _{PHL}	from B to output Q _C		21	32	ns
			23	35	
t _{PLH}	from B to output Q _D		21	32	ns
			23	35	
t _{PLH}	from Set-10-0 to Any output		26	40	ns
t _{PLH}	from Set-10-9 to output Q _A , Q _D		20	30	ns
t _{PHL}	from Set-10-9 to output Q _B , Q _C		26	40	ns

* V_{CC} = 5V, T_A = 25°C, C_L = 15pF, R_L = 2kΩ

Pin Assignment (Top View)

Function Table

BCD COUNT SEQUENCE				BI-QUINARY (3-2)				RESET COUNT									
74ALS90 LM (See Note 3)				74ALS90 LM (See Note 3)				74ALS90 LM (See Note 3)									
COUNT	OUTPUT	Q _A	Q _B	Q _C	Q _D	Q _A	Q _B	Q _C	Q _D	Rs1	Rs2	Rs1	Rs2	Q _A	Q _B	Q _C	Q _D
0	L	L	L	L	L	L	L	L	L	X	X	X	X	L	L	L	L
1	L	L	L	L	L	L	L	L	L	X	X	X	X	L	L	L	L
2	L	L	L	L	L	L	L	L	L	X	X	X	X	L	L	L	L
3	L	L	L	L	L	L	L	L	L	X	X	X	X	L	L	L	L
4	L	L	L	L	L	L	L	L	L	X	X	X	X	L	L	L	L
5	L	L	L	L	L	L	L	L	L	X	X	X	X	L	L	L	L
6	L	L	L	L	L	L	L	L	L	X	X	X	X	L	L	L	L
7	L	L	L	L	L	L	L	L	L	X	X	X	X	L	L	L	L
8	L	L	L	L	L	L	L	L	L	X	X	X	X	L	L	L	L
9	L	L	L	L	L	L	L	L	L	X	X	X	X	L	L	L	L

Functional Block Diagram

74ALS90/LS90 DECADE COUNTER

NOTES: 1. This is the voltage between two emitters of a multiple-emitter transistor. For this circuit, this rating applies between the two R₀ inputs, and it also applies between the two R₁ inputs.

2. I_{CC} is measured with all outputs open, both R₀ inputs grounded following momentary connection to 4.5 V, and all other inputs grounded.

3. Output Q_A is connected to input B for BCD count. Output Q_D is connected to input A for binary count.

4. The J and K inputs shown without connection are for reference only and are functionally at a high level.

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

‡ All typical values are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.

◆ Not more than one output should be shorted at a time.

§ Outputs are tested at I_{OL} = 16mA plus the limit value for I_{IL} for the B input. This limits driving the B input while maintaining full fan-out capability.

■ I_{max} = maximum count frequency.

t_{PLH} = propagation delay time, low to high-level output

t_{PHL} = propagation delay time, high-to-low-level output

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถคืนใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

วิถินิพนธ์นี้สำเร็จลงได้ ผู้จัดทำขอขอบพระคุณอย่างสูงต่อ ท่านอาจารย์ที่ปรึกษา
ดร. แดรเนียล บริน ที่ให้คำปรึกษา และอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความอนุเคราะห์ช่วยเหลือชี้แนะ
แนวทางความรู้ และคำสั่งสอนต่อผู้จัดทำ ตลอดจนเพื่อนที่ให้กำลังใจ
ท้ายสุดนี้ขอขอบคุณ ทุกสิ่งทุกอย่างที่เป็น " วิชาะ ลาดกระบัง "

ผู้จัดทำ



เอกสารอ้างอิง

1. ผศ. โยธิน เปรมปราณีรัตน์, "คู่มือการใช้ลิเนียร์ไอซี", สัมมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น), 2527
2. ยืน ภู่วรรณ, "เทคนิคการประยุกต์ และ ใช้งานลิเนียร์ไอซี เล่ม 1", บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด, 2525
3. กฤษดา วิศวธีรานนท์, "เรียน/เล่ม/ใช้ ไอซีดิจิทัล", หน้า 202-216, บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด, 2530
4. William kleity . Tompkins Cortland Community College. " Digital Electronics A practical approach " Prentice-Hall , Inc , Englewood Cliffs , New Jersey 07632., p.437-438 , 316-320
5. Robert G.Irvine " Operational Amplifier Characteristics & Application " Prentice-Hall , Inc , Englewood Cliffs , New Jersey 07632 ., p.151-155 , p.221-226
6. Arthur H.Seidman " Integrated Circuits Applications Handbook " , p.431-433 , p.514-515
7. Walter G.June " IC Op-amp Cookbook " , p.357-363 , p.218-221 , Howard W. Sams Co., Inc , 1977
8. R.L.Ferrari " An Introduction to Electromagnetic Field"